

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

**BEN HUR BANDEIRA BOFF**

**INFLUÊNCIA DO EFEITO DE EXTREMIDADE DE  
ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES NAS  
INDUTÂNCIAS**

Porto Alegre

2018

**BEN HUR BANDEIRA BOFF**

**INFLUÊNCIA DO EFEITO DE EXTREMIDADE DE  
ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES NAS  
INDUTÂNCIAS**

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

2018

BEN HUR BANDEIRA BOFF

**INFLUÊNCIA DO EFEITO DE EXTREMIDADE DE  
ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES NAS  
INDUTÂNCIAS**

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. Antônio Carlos Ferreira, UFRJ

Doutor pela University of Cambridge – Cambridge, Inglaterra

Prof. Dr. Luís Alberto Pereira, UFRGS

Doutor pela Universität Kaiserslautern – Kaiserslautern, Alemanha

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

Prof. Dr. Valner João Brusamarello

Porto Alegre, março de 2018.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, por permitir que eu estivesse aqui nesse tempo e espaço, para desenvolver este trabalho e conhecer pessoas muito significativas para meu crescimento pessoal e profissional durante esses dois anos.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da UFRGS, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa, e a CAPES pela provisão da bolsa de mestrado.

Ao Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia (LMEAE), que através da coordenação do professor Dr. Ály Ferreira Flores Filho sempre buscou oferecer a infraestrutura e recursos adequados para realização desse trabalho.

Aos colegas de pós-graduação do LMEAE pelo seu auxílio nas tarefas desenvolvidas durante esse período, em especial aos colegas Alvacir Alves Tavares e Jefferson Alves Oliveira pelas discussões esclarecedoras sobre temas afins, e à colega Ana Paula Zanatta pela parceria na produção de artigos e trabalhos relacionados ao atuador.

Aos bolsistas de iniciação científica que contribuíram para as melhorias mecânicas que fizemos no atuador, e na coleta dos dados experimentais, em especial ao bolsista Lucas Dalla Corte Franchi que implementou o código de automatização da bancada.

O agradecimento mais expressivo ao professor Dr. Paulo Roberto Eckert, meu orientador, por ter me confiado a realização deste trabalho, por sempre estar presente nas horas que precisei auxílio, pela paciência, pelos conselhos, pela convivência, e acima de tudo pelo exemplo de profissionalismo e dedicação.

## RESUMO

Este trabalho demonstra que o efeito de extremidade existente em atuadores eletromagnéticos lineares pode ter influência significativa nas indutâncias próprias, mútuas e síncronas, com valores dependentes da posição que podem ser utilizados para monitoração da posição axial da armadura. O estudo é aplicado a um atuador eletromagnético linear tubular de ímãs permanentes com duplo arranjo de quase-Halbach e bobina móvel, que foi concebido para fins de uso em sistemas de suspensão eletromagnética ativa e semi-ativa. A partir da revisão de literatura apresentada, classificou-se o efeito de extremidade de máquinas lineares síncronas de ímãs permanentes quanto aos tipos, causas, consequências e técnicas de mitigação (caso seja necessário). Adicionalmente, os tipos de controle sem sensores são exemplificados a fim de se identificar maneiras possíveis de adequar algum ao atuador em estudo. São apresentados casos de trabalhos na literatura que utilizam o controle sem sensores em máquinas que possuem indutâncias com comportamento semelhante. Em termos de análise, a distribuição do fluxo magnético no atuador é estudada e um modelo semianalítico é elaborado para calcular o valor das indutâncias com base nos dados de fluxo magnético obtido por simulação numérica. Logo, modelos numéricos completos e parametrizados do atuador são elaborados para simulação transiente e magnetostática e a partir destes as indutâncias são obtidas. As indutâncias também são medidas experimentalmente e na análise dos resultados as incertezas de medição são calculadas e um projeto de experimento é apresentado. Os resultados dos modelos semianalítico e numérico apresentam boa concordância com os resultados experimentais. Por fim, a adequação do atuador para futura aplicação de controle sem sensores é discutida tendo como base a variação de indutâncias devido ao efeito de extremidade.

### **Palavras-chave:**

**Atuador eletromagnético linear. Controle sem sensores. Efeito de extremidade. Indutância mútua. Indutância própria. Indutâncias síncronas. Máquina linear síncrona de ímãs permanentes.**

## ABSTRACT

This work demonstrates that the end effect in linear electromagnetic actuators can have a significant influence on the self-, mutual and synchronous inductances, with position-dependent values that can be used to measure the axial position of the armature. The study is applied to a linear synchronous electromagnetic actuator with two arrangements of quasi-Halbach permanent magnets and moving coil, which was designed for use in active and semi-active electromagnetic suspension systems. Based on the literature review presented, the end effect of permanent magnet synchronous linear machines was classified with regard to: types, causes, consequences and mitigation techniques (if necessary). In addition, the types of sensorless control methods are exemplified in order to identify a possible method to be applied to the actuator under study. It was found in the literature that sensorless control was applied to machines that have inductances with similar behavior. In terms of analysis, the distribution of the magnetic flux in the actuator is studied and a semi-analytical model was developed to calculate the value of the inductances based on the data of magnetic flux obtained through numerical simulation. Thus, the complete parametrized numerical models of the actuator were built for transient and magnetostatic simulation, and from these the inductances were obtained. The inductances are also measured experimentally, and in the analysis of the results the measurement uncertainties are calculated and a design of experiments is presented. The results of the semi-analytical and numerical models show good agreement with the experimental results. Finally, the suitability of the actuator for future application of sensorless control is discussed based on the variation of inductances due to the end effect.

**Keywords:** End effects. Linear electromagnetic actuator. Linear permanent magnet synchronous machine. Mutual inductance. Self-Inductance. Sensorless control. Synchronous inductance.

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
1.1	OBJETIVOS	17
1.2	CONTRIBUIÇÃO	19
1.3	MOTIVAÇÃO	19
1.4	VISÃO GERAL DO TRABALHO	21
<b>2</b>	<b>REVISÃO DE LITERATURA</b>	<b>23</b>
2.1	EFEITO DE EXTREMIDADE	23
2.1.1	Topologia	25
2.1.2	Causas	27
2.1.3	Consequências	30
2.1.4	Técnicas de Mitigação	33
2.2	EFEITO DE EXTREMIDADE E INDUTÂNCIAS	40
2.3	CONTROLE SEM SENSORES	49
2.3.1	Técnicas de Controle	51
2.3.1.1	Controle Baseado no Modelo da Máquina	53
2.3.1.2	Controle Baseado em Injeção de Sinal	57
2.3.2	Exemplo de controle sem sensores	59
<b>3</b>	<b>INDUTÂNCIAS DO ATUADOR TUBULAR</b>	<b>63</b>
<b>4</b>	<b>MODELO NUMÉRICO</b>	<b>74</b>
4.1	MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS	74
4.2	MODELO DA SIMULAÇÃO	76
4.3	MÉTODO DE CÁLCULO	86
4.4	RESULTADOS	88
<b>5</b>	<b>ANÁLISE EXPERIMENTAL</b>	<b>91</b>
5.1	MÉTODOS DE MEDIÇÃO DE INDUTÂNCIAS	91
5.1.1	Excitação com Degrau de Tensão	93
5.1.2	Excitação com Corrente Alternada	94
5.1.2.1	Ponte RLC	94
5.1.2.2	Fonte de Tensão Alternada	95
5.1.3	Definição da Estrutura de Medição	95
5.2	AQUISIÇÃO DOS DADOS	97
5.2.1	Medições Sem Culatras	98
5.2.2	Medições Com Culatras	99
5.3	ANÁLISE DOS DADOS EXPERIMENTAIS	105
5.3.1	Incertezas de Medição	105
5.3.1.1	Metodologia segundo o GUM	106
5.3.1.2	Método de Monte Carlo	109
5.3.2	Projeto de Experimentos	112
5.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	117
5.4.1	Fatores de Correção Devido a Imperfeições Construtivas	119
5.4.2	Resultados Experimentais Pré-Alinhamento	120
5.4.3	Resultados Experimentais Pós-Alinhamento	122

<b>6</b>	<b>DISCUSSÃO DOS RESULTADOS</b> .....	<b>125</b>
<b>6.1</b>	<b>ANÁLISE DO MODELO NUMÉRICO</b> .....	<b>125</b>
<b>6.2</b>	<b>VALIDAÇÃO DOS RESULTADOS</b> .....	<b>131</b>
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO</b> .....	<b>141</b>

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Vista tridimensional isométrica em corte da estrutura eletromagnética do atuador linear tubular de bobina móvel com duplo arranjo de Halbach.....	16
Figura 2 – Fluxograma representando porque o efeito de extremidade acontece e como se propaga em máquinas lineares, levando em conta a topologia.....	24
Figura 3 - Topologia de máquina linear com ranhuras (a) plana e (b) tubular.....	25
Figura 4 - Tipologia de efeitos de extremidade em máquinas lineares planas.....	26
Figura 5 - Modelo ideal de uma máquina linear síncrona de ímãs permanentes, onde as condições de contorno seriam periodicamente infinitas.....	27
Figura 6 - Esquema do padrão de fluxo em (a) uma máquina rotativa e sua analogia em (b) e (c) uma máquina linear, indicando o efeito de extremidade longitudinal.....	28
Figura 7 - Máquina linear de armadura longa no estator com ímãs móveis.....	31
Figura 8 - Força de relutância quando a parte móvel está na (a) direita, (b) centralizada e na (c) esquerda.....	32
Figura 9 – Ondulação total de força de uma máquina linear se movimentando em baixa velocidade. Após o ponto de compensação, o controle de ondulação começa a atuar.....	35
Figura 10 - Máquina linear plana com inserção de polos auxiliares para diminuir efeito de extremidade longitudinal devido ao comprimento finito da parte móvel.....	36
Figura 11 - (a) Comparativo de diferentes técnicas para mitigação da força de retenção causada pelos efeitos de extremidade e (b) distribuição de fluxo obtida por simulação através de MEF do resultado pós-inserção de polos auxiliares.....	37
Figura 12 - Parâmetros de entrada para o algoritmo genético escolher os melhores valores de medidas para polos auxiliares, a fim de reduzir a força de retenção oriunda do efeito de extremidade.....	38
Figura 13 - Linhas de fluxo magnético obtidas por simulação de MEF, (a) antes das modificações geométricas e (b) após as modificações geométricas.....	39
Figura 14 - Vista bidimensional simétrica em relação ao eixo axial de atuadores tubulares lineares com (a) armadura longa e sem culatras (material não ferromagnético), (b) armadura longa e culatra ferromagnética infinita, (c) armadura curta e culatra ferromagnética, e (c) armadura longa e culatra ferromagnética.....	41
Figura 15 - Vista bidimensional simétrica em relação ao eixo axial do atuador tubular linear com duplo arranjo de Halbach e bobina longa, contendo (a) a armadura com enrolamento trifásico indicando os 24 enrolamentos, (b) o arranjo duplo de Halbach com as setas indicando a direção de magnetização dos ímãs, e (c) montagem completa do arranjo de ímãs e da armadura.....	43
Figura 16 - Vista bidimensional simétrica em relação ao eixo axial do atuador tubular linear de bobina longa, em uma simulação através de MEF indicando as linhas de fluxo magnético para duas posições axiais distintas, (a) atuador na posição inicial e (b) atuador com a bobina centralizada.....	44
Figura 17 - Vista bidimensional simétrica em relação ao eixo axial do atuador tubular linear, com (a) a armadura indicando o caminho médio de fluxo magnético produzido pela fase A quando ela é alimentada, o (b) arranjo duplo de ímãs de Halbach com as	

	linhas médias de fluxo produzido pelo arranjo, o (c) atuador com a fase A em posição de eixo em quadratura, e (d) o atuador com a fase A em posição de eixo direto. ....	45
Figura 18	– Fluxograma que representa como o efeito de extremidade longitudinal em máquinas tubulares se propaga através das características elétricas e geométricas da máquina até ser perceptível na variação das indutâncias. ....	47
Figura 19	– Fluxograma representando a causa pelo qual o atuador tem indutâncias síncronas que apresentam variação conforme deslocamento da posição axial. ....	48
Figura 20	- Esquemas de controle propostos de acordo com a velocidade da parte móvel. ....	52
Figura 21	- Fluxograma contendo os métodos de controle voltados a máquinas síncronas de ímãs permanentes. ....	53
Figura 22	– Vista bidimensional em corte de um atuador linear tubular de ímãs permanentes internos. ....	59
Figura 23	– Indutâncias próprias e mútuas obtidas em função da posição da parte móvel. ....	61
Figura 24	– Comparação de desempenho da técnica de controle sem sensores com injeção de sinal de tensão pulsante. ....	62
Figura 25	– Comparação de desempenho da técnica de controle sem sensores com injeção de sinal de corrente pulsante. ....	62
Figura 26	– Diagrama elétrico das conexões das bobinas da armadura do atuador. ....	63
Figura 27	– Vista bidimensional axissimétrica da armadura do atuador, indicando a disposição geométrica de cada uma das bobinas. ....	64
Figura 28	– Vista bidimensional axissimétrica do atuador, indicando a (a) posição inicial do deslocamento e (b) posição final do deslocamento. ....	64
Figura 29	– Indutâncias próprias das bobinas 1, 7, 13 e 19 (a referência da posição axial é em relação à Figura 28). ....	67
Figura 30	– Indutâncias mútuas entre as bobinas 1 e 7, 1 e 13, 1 e 19, 7 e 13, 7 e 19, e 13 e 19 (essa referência é em relação à Figura 28) em função da posição axial. ....	68
Figura 31	– Resultado semianalítico para as indutâncias próprias das fases A, B e C. ....	69
Figura 32	– Resultado semianalítico para as indutâncias mútuas entre as fases A e B, fases B e C, e fases A e C. ....	70
Figura 33	– Definição do passo polar no atuador. ....	72
Figura 34	– Indutância de eixo direto ( $L_d$ ) e indutância de eixo em quadratura ( $L_q$ ), calculadas a partir de resultados do modelo semianalítico. ....	73
Figura 35	– Elementos finitos típicos criados para modelos com (a) uma dimensão, (b) duas dimensões e (c) três dimensões. ....	75
Figura 36	– Fluxograma representando os diferentes métodos de análise eletromagnética, mostrando quais tipos de resolução o <i>software</i> comercial ANSYS utiliza para o MEF. ....	76
Figura 37	– Materiais do atuador que devem ser levados em conta na elaboração do modelo numérico para que os resultados sejam os mais próximos possíveis dos valores reais. ....	77
Figura 38	– Densidade de fluxo magnético nas culatras do atuador, considerando armadura e campo excitados. ....	77
Figura 39	– Caracterização de uma amostra do material das culatras do atuador, na (a) balança de precisão e (b) nas ponteiras do histeresímetro. ....	78
Figura 40	– Curva de magnetização do aço 1020 das culatras que foi caracterizada e inserida no modelo de elementos finitos. ....	79
Figura 41	– Vista bidimensional axissimétrica do modelo numérico completo da estrutura eletromagnética do atuador, com a armadura na posição central. ....	79

Figura 42 – Exemplo de tabela do <i>software</i> mostrando os valores dimensionais atribuídos à geometria do atuador para modelagem paramétrica. ....	80
Figura 43 – Vista bidimensional axissimétrica do atuador no <i>software</i> indicando a região de contorno estabelecida. ....	81
Figura 44 – Vista bidimensional axissimétrica do modelo completo do atuador no <i>software</i> mostrando a malha de elementos finitos utilizada para o cálculo. ....	81
Figura 45 – Tipos de excitação atribuídos nos modelos (a) magnetostático e (b) transiente. ...	82
Figura 46 – Exemplo de circuito externo utilizado nas simulações transientes para o cálculo da (a) indutância própria da fase A e (b) indutância mútua entre a fase A e as demais. ....	83
Figura 47 – Matriz de fases atribuída no modelo magnetostático para os cálculos de indutâncias próprias e mútuas das fases. ....	85
Figura 48 – Exemplo da matriz de indutâncias para uma determinada posição (a) antes do pós-processamento e (b) depois do pós-processamento considerando a matriz de fases. ....	86
Figura 49 – Indutâncias próprias das fases do atuador tubular em função da posição axial da armadura em relação às culatras, obtidas a partir do modelo numérico completo do atuador. ....	89
Figura 50 – Indutâncias mútuas entre fases do atuador tubular em função da posição axial da armadura em relação às culatras, obtidas a partir do modelo numérico completo do atuador. ....	89
Figura 51 – Indutâncias síncronas do atuador tubular em função da posição axial da armadura em relação às culatras, calculadas a partir dos resultados de indutâncias do modelo numérico completo do atuador. ....	90
Figura 52 – Fluxograma representando os tipos de análises para identificação de parâmetros em máquinas elétricas de ímãs permanentes. ....	91
Figura 53 – Fluxograma representando os tipos de métodos para medição de indutâncias em máquinas elétricas de ímãs permanentes. ....	92
Figura 54 – Curva característica da medição de indutância de um circuito RL série criada por um degrau de tensão contínua. ....	93
Figura 55 – Configuração para medição das características da armadura do atuador utilizando a ponte RLC. ....	98
Figura 56 – Circuito equivalente do atuador ilustrando a configuração para (a) medição da indutância própria da fase A e (b) medição da indutância mútua entre A e B. ....	100
Figura 57 – Aparato experimental para medição das indutâncias em função da posição axial. ....	101
Figura 58 – Fluxograma mostrando o processo de automatização da bancada para medição de indutâncias. ....	102
Figura 59 – Exemplo da interface gráfica no processo de medição das indutâncias. ....	103
Figura 60 – Fluxograma representando o processo de exportação dos dados. ....	104
Figura 61 – Diagrama de causa-efeito das fontes de incerteza na medição da indutância em função da posição axial. ....	106
Figura 62 – Distribuição de incertezas utilizando o método de Monte Carlo. ....	111
Figura 63 – Gráfico de resíduos dos resultados experimentais. ....	117
Figura 64 – Vista axissimétrica do atuador na (a) posição inicial com a armadura alinhada e (b) na posição final com a armadura com desalinhamento máximo. ....	118
Figura 65 – Indutâncias próprias em função da posição axial obtidas com análise experimental pré-alinhamento. ....	121
Figura 66 – Indutâncias mútuas em função da posição axial obtidas com análise experimental pré-alinhamento. ....	121

Figura 67 – Indutâncias síncronas em função da posição axial, calculadas a partir dos resultados experimentais de indutância pré-alinhamento. ....	122
Figura 68 – Indutâncias próprias em função da posição axial obtidas com análise experimental pós-alinhamento. ....	123
Figura 69 – Indutâncias mútuas em função da posição axial obtidas com análise experimental pós-alinhamento. ....	123
Figura 70 – Indutâncias síncronas em função da posição axial, calculadas a partir dos resultados experimentais de indutância pós-alinhamento. ....	124
Figura 71 – Comparação das indutâncias próprias experimentais (exp) frente aos resultados do modelo numérico (num) alinhado, em função da posição axial. ....	133
Figura 72 – Comparação das indutâncias mútuas experimentais (exp) frente aos resultados do modelo numérico (num) alinhado, em função da posição axial. ....	133
Figura 73 – Comparação das indutâncias síncronas experimentais (exp) frente aos resultados do modelo numérico (num) alinhado, em função da posição axial. ....	134
Figura 74 – Comparação das indutâncias próprias experimentais (exp) frente aos resultados do modelo numérico (num) desalinhado, em função da posição axial. ....	134
Figura 75 – Comparação das indutâncias mútuas experimentais (exp) frente aos resultados do modelo numérico (num) desalinhado, em função da posição axial. ....	135
Figura 76 – Comparação das indutâncias síncronas experimentais (exp) frente aos resultados do modelo numérico (num) desalinhado, em função da posição axial. ....	135

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características do atuador.....	17
Tabela 2 – Exemplo de uma tabela de dados importados da simulação por MEF com os resultados de fluxo concatenado obtidos quando a bobina 1 é excitada.....	65
Tabela 3 – Valores experimentais de indutâncias próprias e mútuas e de resistência, sem a presença das culatras.....	99
Tabela 4 – Tabela de incertezas oriundas da medição para a fase A.....	108
Tabela 5 – Valores das incertezas de medição obtidas através do Método Analítico.....	108
Tabela 6 – Valores das incertezas de medição obtidas através do Método de Monte Carlo..	112
Tabela 7 – Projeto de Experimentos do tipo Unifatorial.....	113
Tabela 8 – Modelo da ANOVA para experimento unifatorial.....	114
Tabela 9 – ANOVA para a indutância própria da Fase A.....	116
Tabela 10 – Comparação dos valores médios de indutâncias, obtidos por meio de simulação magnetostática, considerando culatras com curva BH experimental.....	127
Tabela 11 – Comparação dos valores médios de indutâncias, obtidas por simulação magnetostática com a presença de ímãs permanentes magnetizados, considerando culatras reais e culatras ideais.....	128
Tabela 12 – Comparação dos valores médios de indutâncias, obtidas por simulação magnetostática e transiente, considerando culatras reais.....	129
Tabela 13 – Comparação dos valores médios de indutâncias, obtidos por simulação transiente levando em conta perdas por correntes induzidas, considerando culatras reais. ...	130
Tabela 14 – Comparação dos valores médios de indutâncias.....	137
Tabela 15 – Comparação do R <sup>2</sup> dos resultados numéricos e experimentais.....	138

## LISTA DE ABREVIATURAS

AEF: Análise de Elementos Finitos

CA: Corrente Alternada

CC: Corrente Contínua

CSI: *Current-Source Inverter*

DTC: *Direct Torque Control*

GL: Graus de Liberdade

GUM: *Guide to the expression of Uncertainty in Measurement*

IAE: *Integral Absolute Error*

IEEE: *Institute of Electrical and Electronic Engineers*

INFORM: *Indirect flux detection by on-line reactance measurement*

ISEF: *International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering*

$L_A$ : Indutância própria da fase A

$L_B$ : Indutância própria da fase B

$L_C$ : Indutância própria da fase C

$L_{d, SA}$ : Indutância de eixo direto calculada pelo método semianalítico

$L_d$ : Indutância de eixo direto

LMEAE: Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamento e Energia

$L_{q, SA}$ : Indutância de eixo em quadratura calculada pelo método semianalítico

$L_q$ : Indutância de eixo em quadratura

LVDT: Transformador Diferencial Variável Linear

$M_{AB}$ : Indutância mútua entre fase A e fase B

$M_{AC}$ : Indutância mútua entre fase A e fase C

$M_{BC}$ : Indutância mútua entre fase B e fase C

MDF: Método das Diferenças Finitas

MEF: Método dos Elementos Finitos

MMC: Método de Monte Carlo

MOM: Método dos Momentos

MSD: Método dos Subdomínios

NdFeB: Neodímio-Ferro-Boro

PI: Proporcional-Integral

PID: Proporcional-Integral-Derivativo

PPGEE: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

*PWM: Pulse Width Modulation*

RPM: Rotações por minuto

SC: Schwarz-Christoffel

TC: Termo de Correção

USB: *Universal Serial Bus*

VSI: *Voltage-Source Inverter*

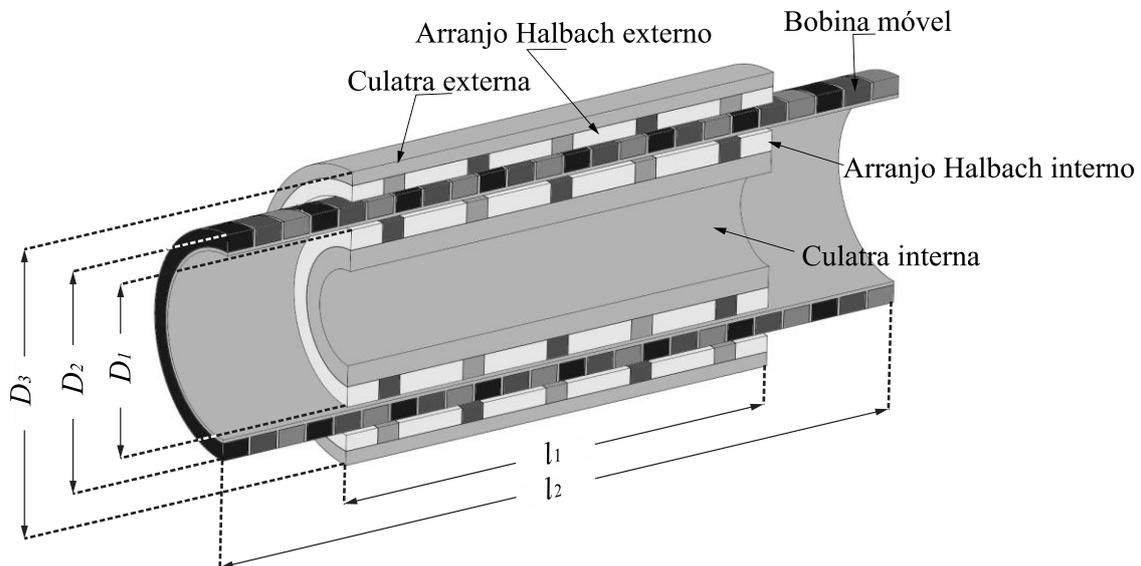
## 1 INTRODUÇÃO

Atuadores eletromagnéticos lineares são máquinas elétricas construídas para diferentes finalidades em diversas áreas (aeroespacial, automotiva, industrial, médica, etc.). Em vista da enorme diversidade de aplicações para esses atuadores, existe um grande número de topologias criadas para se adequar à necessidade específica do projeto e/ou também viabilizar a construção mecânica de um protótipo (HOWE, 2000). Conforme descrito em (BOLDEA; NASAR, 2001), qualquer topologia de máquina elétrica rotativa pode ser remodelada geometricamente para ser construída de forma linear ou tubular, e essas topologias são classificadas de acordo com o princípio pelo qual a movimentação ocorre (indução, síncrona, corrente contínua, etc.). Como consequência dos avanços tecnológicos nas áreas de materiais magnéticos, eletrônica de potência, controle de máquinas elétricas, etc., a demanda por sistemas de movimentação com máquinas elétricas com maior desempenho cresceu (HOWE, 2000). Para suprir essa demanda, o estudo em máquinas lineares foi intensificado tanto na indústria quanto no meio acadêmico. Esse crescente estudo em máquinas lineares é porque elas apresentam diversas vantagens no que diz respeito à movimentação, pois, permitem deslocamentos lineares sem que haja necessidade de aparatos mecânicos para transformação de movimento, e isso contribui para o aumento do rendimento, precisão, robustez, entre outros fatores.

Outra particularidade das máquinas lineares, se comparada à grande parte das máquinas rotativas, é de que em sua maioria elas são construídas especialmente para aplicações dedicadas, portanto, seus requisitos mecânicos, elétricos e dimensionais são atendidos no projeto. Este trabalho aborda o estudo sobre um atuador eletromagnético

linear criado para fins de aplicação em suspensão ativa e semiativa, proposto em (ECKERT, 2016). Ele pode ter sua topologia classificada como atuador eletromagnético linear tubular de bobina longa móvel com duplo arranjo de Halbach, conforme apresentado na Figura 1, e com suas respectivas características mostradas na Tabela 1 (outras características e desenhos mecânicos podem ser consultados em (ECKERT, 2016)).

**Figura 1 - Vista tridimensional isométrica em corte da estrutura eletromagnética do atuador linear tubular de bobina móvel com duplo arranjo de Halbach.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

Pelo fato desse atuador possuir bobina longa e culatras de material ferromagnético, considerando que cada enrolamento produzirá um fluxo magnético com a excitação de uma corrente, e que esse fluxo é influenciado pela presença das culatras, a máquina possui o que é caracterizado como efeitos de extremidade. Essa variação de fluxo nas extremidades é dependente da posição axial das bobinas. Isso ocorre porque os circuitos magnéticos das bobinas mudam conforme elas se movem. A mudança dos circuitos magnéticos é causada pelas diferenças de relutância magnética, e faz com que as indutâncias do atuador sofram variação em função do deslocamento axial. Essa

variação pode ser utilizada para monitoração da posição ou velocidade em aplicações de controle sem sensores (BOFF et al., 2017b; CUPERTINO et al., 2011a, 2011b).

**Tabela 1 – Características do atuador.**

Símbolo	Denominação	Valor
$l_1$	Comprimento axial do estator	133,2 mm
$l_2$	Comprimento axial do carretel	212,32 mm
$D_1$	Diâmetro interno do estator	36 mm
$D_2$	Diâmetro do carretel	64,4 mm
$D_3$	Diâmetro externo do estator	84 mm
$q$	Número de enrolamentos	24
$N$	Número de voltas por enrolamento	100
$k$	Fator de Ocupação	0,462
$p$	Número de par de polos	3
$m$	Número de Fases	3
$\delta$	Entreferro magnético	8 mm
$\tau_p$	Passo polar	26,64 mm
$g$	Entreferro mecânico	1 mm

**Fonte: elaborado pelo autor.**

## 1.1 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é demonstrar que indutâncias podem ser influenciadas significativamente pelo efeito de extremidade que ocorre em máquinas lineares. Esse trabalho é feito através de um estudo de caso, para averiguação de como essas indutâncias são afetadas. Uma discussão sobre os efeitos positivos e efeitos negativos que a influência do efeito de extremidade causa nas indutâncias é necessária. Um dos pontos positivos, por exemplo, é a aplicação da variação de indutâncias para controle sem sensores, e os pontos negativos são, por exemplo, ondulação na força devido a força de relutância e dificuldades de se aplicar controles sensíveis à variação de parâmetros do modelo. A fim de atingir esse objetivo geral, é necessário o cumprimento dos seguintes objetivos específicos:

- desenvolver uma revisão de literatura sobre efeitos de extremidade baseada em trabalhos existentes, a qual torne possível a caracterização dizendo como e porque os efeitos de extremidade ocorrem e quais seus impactos positivos e negativos em máquinas lineares, e também sobre controle sem sensores, para determinar se o atuador é apto para ser utilizado nessa aplicação, e elucidar quais são as possíveis técnicas aplicáveis tendo em vista a variação de indutâncias;

- determinar como acontece a formação de fluxo magnético na armadura do atuador, e como ela é afetada pelos efeitos de extremidade, fazendo com que as indutâncias sejam variáveis, através um modelo analítico, que represente as indutâncias próprias e mútuas do atuador com base em dados de fluxo magnético obtidos previamente por simulação numérica;

- criar um modelo numérico completo e parametrizado do atuador e obter através dele os dados de indutâncias próprias, mútuas e realizar o cálculo das indutâncias síncronas;

- fazer a análise experimental das indutâncias do atuador para comprovação com dados numéricos e semianalíticos, obtidos anteriormente, calcular a incerteza de medição para verificar a confiabilidade das medições e criar um projeto de experimentos para comprovar a hipótese de que os valores das indutâncias são alterados significativamente pela mudança de posição axial do atuador;

- validar os dados experimentais obtidos no protótipo confrontando eles com os valores numéricos.

## 1.2 CONTRIBUIÇÃO

As principais contribuições deste trabalho são referentes às análises feitas sobre os efeitos de extremidade relacionados com indutâncias próprias, mútuas e síncronas de atuadores tubulares. De acordo com a revisão de literatura realizada, verificou-se que não existiam trabalhos relacionando influência dos efeitos de extremidade nas indutâncias síncronas. Desta forma, o artigo (BOFF et al., 2017b) foi elaborado com os resultados parciais desta dissertação e publicado na revista *IEEE Transactions on Magnetics Vol.53 No. 1*. Nele foi apresentada uma metodologia semianalítica para cálculo das indutâncias da máquina a partir dos resultados de fluxo e também uma análise da influência dos efeitos de extremidade nas indutâncias síncronas. Outro trabalho também produzido durante o desenvolvimento desta dissertação foi publicado como artigo de congresso no simpósio ISEF 2017, (BOFF et al., 2017a). Esse trabalho avalia como o fluxo magnético produzido nas extremidades da máquina afetam as indutâncias, e porque o método simplificado de determinação do fluxo magnético utilizando a Lei de Ampère não apresenta resultados satisfatórios para essa topologia de atuador.

## 1.3 MOTIVAÇÃO

Inicialmente, a motivação deste trabalho era encontrar o modelo dinâmico elétrico do atuador para implementação de técnicas de controle de alto desempenho, como controle vetorial e controle direto de força. Essas técnicas requerem as informações dos parâmetros do modelo. As indutâncias da máquina são parâmetros importantes do modelo dinâmico, visto que elas estão associadas à resposta dinâmica do atuador. A partir do estudo para a elaboração deste modelo, um fato interessante foi

constatado: as indutâncias próprias, mútuas e síncronas apresentam variações em função da posição axial, devido ao efeito de extremidade. Essa variação de indutâncias pode ter aspectos negativos, como dificuldade em implementação de técnicas de controle que sejam sensíveis à variação de parâmetros, por exemplo, técnicas que tem como base orientação através do fluxo magnético (que são dependentes de um único valor de indutância) (VAS, 1998), e também apresentar força de relutância e ondulações de força (YAO et al., 2016). Apesar dessas características negativas, a variação de indutâncias em função da posição axial permite o rastreamento da posição da parte móvel (CUPERTINO et al., 2011a, 2011b; YANG; LORENZ, 2012), e assim pode ser utilizada favoravelmente, se um controle sem sensores puder ser aplicado nessas condições.

As técnicas tradicionais de controle de máquinas elétricas precisam da informação da posição da parte móvel (ou rotativa), a qual é obtida com sensores (como *encoders* ou *resolvers*). O uso de sensores apresenta algumas desvantagens, pois, muitas vezes eles precisam de um aparato mecânico específico para sua fixação na máquina (especialmente em máquinas lineares) e inserção de circuitos de condicionamento do sinal (sobretudo quando o motor está longe da bancada de controle) (BETIN et al., 2014). Além disso, ainda pode aumentar o custo do sistema de acionamento e reduzir a confiabilidade do sistema quando a operação ocorre em ambientes hostis. Diante dessas características, utilizar o controle sem sensores suprimiria o uso de sensores físicos e também seus problemas associados, representando vantagens significativas em termos de robustez e custo.

## 1.4 VISÃO GERAL DO TRABALHO

Este trabalho é dividido em 6 capítulos, sendo o primeiro de introdução e os seguintes divididos da seguinte maneira:

- No capítulo 2 é apresentada uma revisão de literatura, onde são abordados dois tópicos principais, ou seja, efeito de extremidade e controle sem sensores. Na primeira parte são discutidas as topologias afetadas pelo efeito de extremidade, sua relação com as indutâncias, os impactos que ele causa nas máquinas e técnicas de mitigação. Na segunda parte são discutidas técnicas de controle sem sensores que são baseadas no modelo da máquina e na injeção de sinal. São apresentados trabalhos na literatura para justificar que o atuador é passível de ser controlado sem sensores.

- No capítulo 3 é realizada uma discussão sobre as indutâncias do atuador. São apresentados os conceitos de indutância própria e mútua, diagrama elétrico, arranjo das bobinas, um método de cálculo semianalítico para as indutâncias próprias e mútuas, e o cálculo das indutâncias síncronas.

- No capítulo 4 são apresentados os modelos numéricos do atuador. Primeiramente é feita uma introdução sobre método dos elementos finitos (MEF), é explicado como as propriedades dos materiais utilizados no atuador foram inseridos no software, como foi feita a parametrização e definição da malha. São explicadas as excitações definidas, como são feitos os cálculos de indutância baseados em resultados numéricos e métodos que o *software* utiliza para efetuar o cálculo de indutâncias. Após isso, os resultados pertinentes ao trabalho, obtidos por meio do método numérico, são apresentados.

- No capítulo 5 é feita a análise experimental das indutâncias do atuador. São listados métodos possíveis de medição de indutância, e logo após são definidos e

justificados quais métodos foram utilizados no atuador. É explicado como foi realizada a aquisição de dados do atuador através da automatização da bancada. Na sequência, é feita a análise de incertezas do atuador através do método proposto no guia de incerteza de medição (GUM) e também por meio do Método de Monte Carlo (MMC). Um projeto de experimentos com os resultados obtidos da medição é feito para comprovar a dependência do deslocamento axial no valor das indutâncias. Por fim, são apresentados os resultados obtidos experimentalmente, sendo que também são apresentados resultados com uma melhoria mecânica para correção do desalinhamento que foi constatada durante os experimentos.

- No capítulo 6 é feita a discussão dos resultados. Nessa seção os dados obtidos numericamente e experimentalmente são comparados de maneira qualitativa (gráfica) e quantitativa (média e coeficiente de determinação). A adequação do atuador para aplicação de controle sem sensores é discutida, e também são apresentadas técnicas de controle sem sensores que, com base na literatura, poderiam ser aplicadas ao atuador.

- No capítulo 7 são apresentadas as conclusões gerais, onde são sumarizados os pontos principais deste trabalho de modo a se ter um fechamento com suas principais contribuições científicas e acadêmicas. Também são apresentadas ideias para trabalhos futuros e possíveis melhorias aplicadas ao protótipo.

## **2 REVISÃO DE LITERATURA**

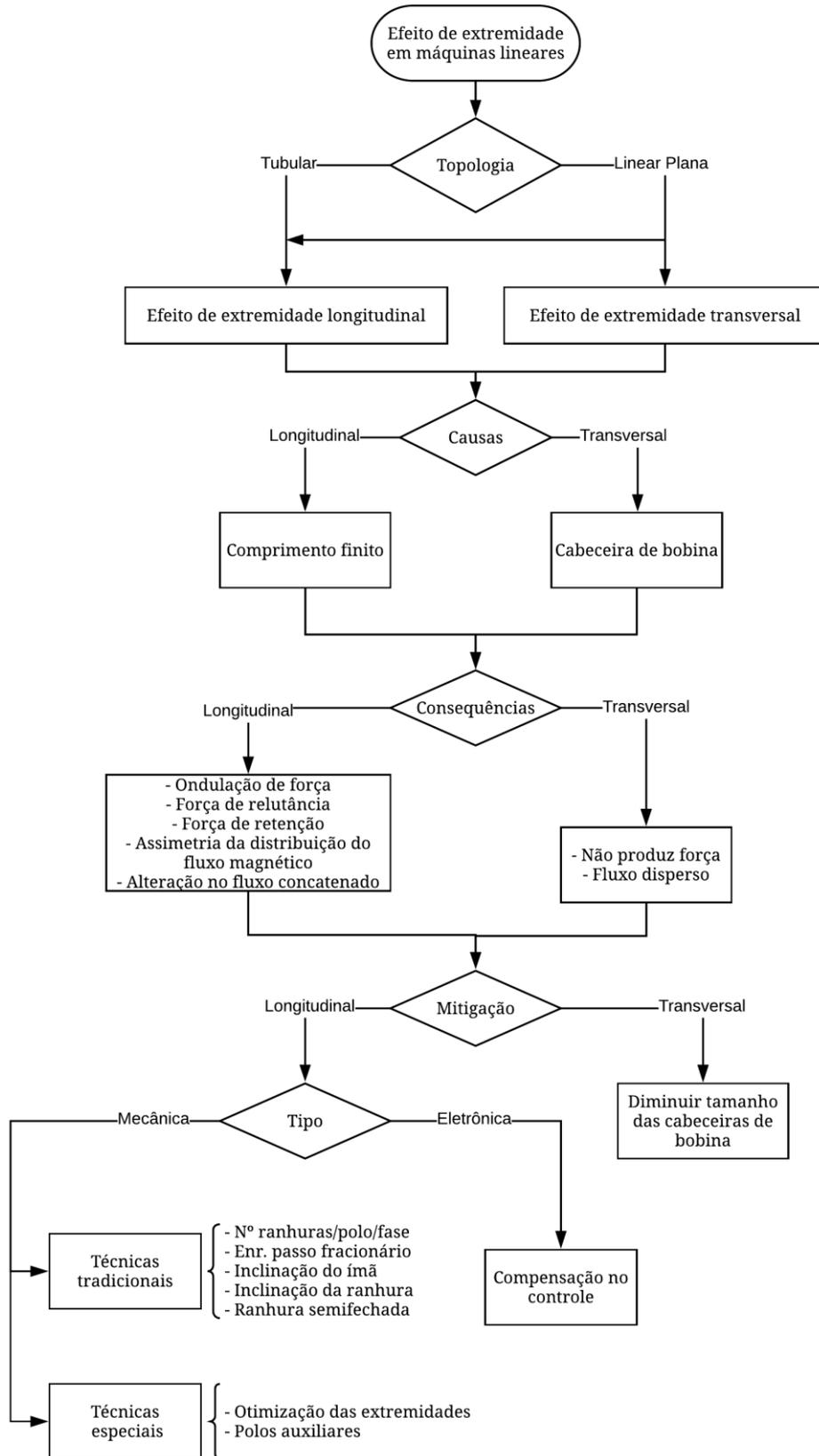
Neste capítulo são fornecidas informações essenciais para o entendimento desta dissertação, abordando uma apresentação do estado da arte na literatura referente ao efeito de extremidade em máquinas lineares síncronas de ímãs permanentes, a relação entre efeito de extremidade e indutâncias, e controle sem sensores utilizando variação de indutâncias para monitorar a posição.

### **2.1 EFEITO DE EXTREMIDADE**

Máquinas lineares síncronas de ímãs permanentes estão em voga para aplicações industriais, por conta de vários fatores interessantes que as destacam das demais máquinas tradicionais rotativas, como a não necessidade de um mecanismo para transmissão de movimento, a alta densidade de força que pode ser produzida, a rápida resposta dinâmica, as baixas perdas mecânicas etc. (ZHU et al., 2009). Entretanto, diferentemente das máquinas rotativas cilíndricas convencionais, as máquinas elétricas lineares sofrem de efeitos de extremidade devido ao comprimento finito tanto do campo quanto da armadura. Esse efeito faz com que o fluxo magnético seja distorcido nas extremidades da máquina. Conforme a topologia de máquina, o efeito de extremidade se manifesta de diferentes formas.

A Figura 2 apresenta um fluxograma que permite analisar os tipos de efeito de extremidade de acordo com a topologia de máquina, os efeitos causados e os métodos para mitigação dos efeitos quando considerados significativos. Esse fluxograma representa um resumo da revisão de literatura sobre efeito de extremidade.

**Figura 2 – Fluxograma representando porque o efeito de extremidade acontece e como se propaga em máquinas lineares, levando em conta a topologia.**



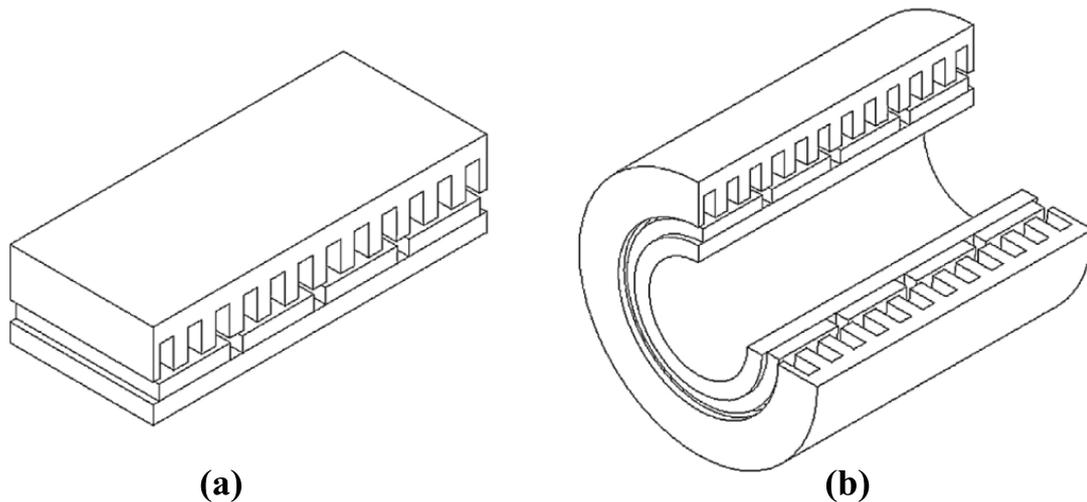
**Fonte: elaborado pelo autor.**

Em máquinas lineares síncronas com ímãs permanentes e máquinas de relutância, o efeito de extremidade está relacionado com a estrutura topológica da máquina, e representa alterações no seu circuito magnético de acordo com o deslocamento da parte móvel em relação à parte estática. Esse será o tipo de efeito tratado nesta dissertação. Casos em que o efeito de extremidade está associado à velocidade, como em máquinas lineares de indução, não serão discutidos aqui, mas podem ser consultados, por exemplo, em (BOLDEA, 2013; GIERAS; DAWSON; EASTHAM, 1987; HIRASA; ISHIKAWA; YAMAMURO, 1980; LU; MA, 2011).

### 2.1.1 Topologia

As máquinas lineares síncronas de ímãs permanentes podem ser classificadas em dois grandes grupos referentes à topologia: máquinas planas e máquinas tubulares. Um exemplo de cada uma das topologias é mostrado na Figura 3.

**Figura 3 - Topologia de máquina linear com ranhuras (a) plana e (b) tubular.**

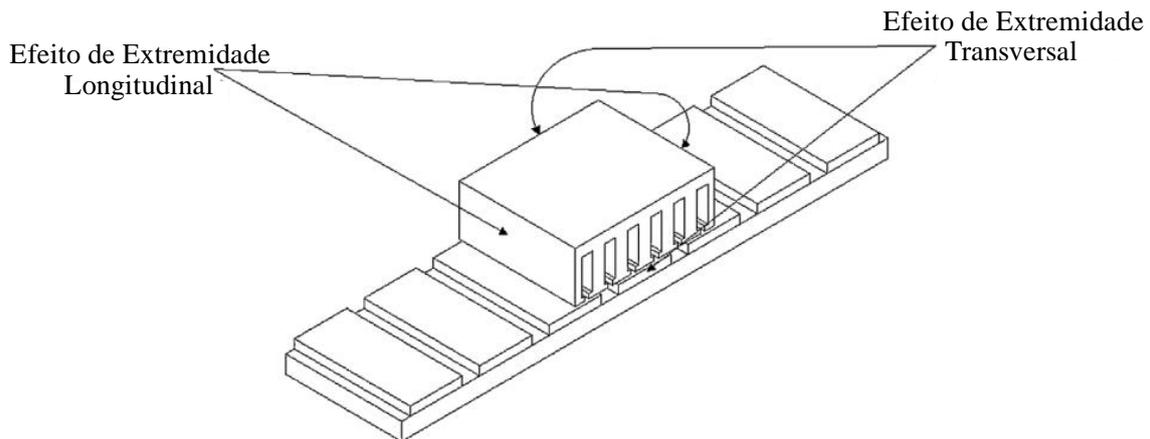


**(a)** **(b)**  
Fonte: adaptado de (TIEGNA; AMARA; BARAKAT, 2013).

As máquinas planas podem sofrer dois tipos de efeitos de extremidade: ou transversal ou longitudinal, conforme mostrado na Figura 4. O efeito de extremidade transversal (efeito de dispersão de fluxo na cabeceira das bobinas) geralmente é

negligenciado na análise de máquinas lineares com ímãs permanentes devido a não causar desigualdades na distribuição de fluxo no entreferro. Outro fato que justifica essa omissão é porque a análise do efeito de extremidade transversal necessita de um modelo tridimensional complexo para avaliar a distribuição espacial de fluxo.

**Figura 4 - Tipologia de efeitos de extremidade em máquinas lineares planas.**



**Fonte: adaptado de (TIEGNA; AMARA; BARAKAT, 2013).**

As máquinas tubulares não sofrem de efeitos de extremidade transversais devido a sua geometria ser circunferencialmente simétrica. Portanto, a revolução em torno do eixo axial acaba tornando essa dimensão equivalente a uma dimensão “infinita”. Essa é uma das vantagens da máquina tubular, quando comparada à máquina plana.

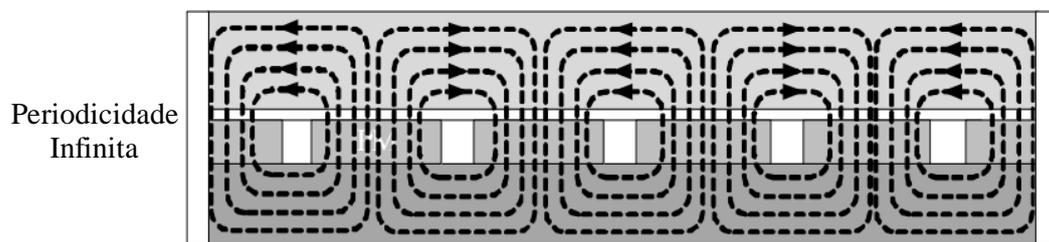
O efeito de extremidade longitudinal afeta diretamente a distribuição de fluxo magnético no entreferro, causando maior ondulação na força e aumento da força de relutância. Esse efeito por muitas vezes também é negligenciado, não por conta da sua insignificância, mas pela dificuldade de se propor uma modelagem analítica exata.

Na sequência, a revisão trata do efeito de extremidade longitudinal, uma vez que a máquina estudada nessa dissertação é uma máquina linear tubular, e, portanto, não sofre com efeitos de extremidade transversais.

### 2.1.2 Causas

O efeito de extremidade em máquinas lineares tem uma única causa, o comprimento finito da máquina (tanto na armadura quanto no campo). Para ser possível considerar um modelo ideal de máquina linear, ela deveria ter condições de contorno periodicamente infinitas, conforme mostrado na Figura 5.

**Figura 5 - Modelo ideal de uma máquina linear síncrona de ímãs permanentes, onde as condições de contorno seriam periodicamente infinitas.**



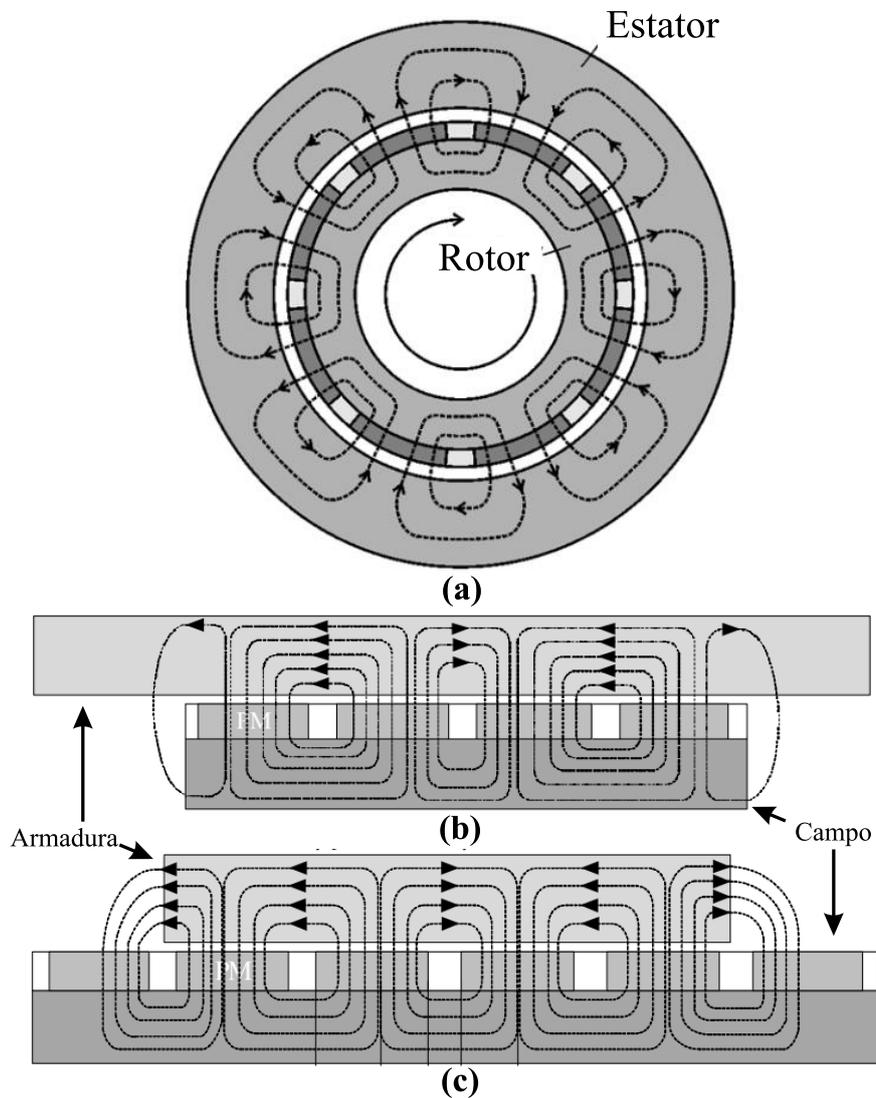
Fonte: adaptado de (LI; MA; CHEN, 2013).

Entretanto, é impossível fabricar, na prática, uma máquina linear com essa característica de periodicidade, que é comum em máquinas rotativas.

Mesmo que o circuito magnético em máquinas lineares síncronas de ímãs permanentes seja similar ao de máquinas rotativas síncronas de ímãs permanentes, existem diferenças na distribuição de fluxo magnético. Essas diferenças surgem devido ao circuito magnético da máquina linear estar aberto em ambas as extremidades longitudinais (circuito assimétrico), enquanto na máquina rotativa ele é fechado (periódico) (DANIELSSON; LEIJON, 2007).

Pode-se observar na Figura 6 a comparação entre o fluxo magnético produzido por uma máquina rotativa e uma linear. É possível observar na Figura 6(b) e 6(c), que a extremidade longitudinal da máquina linear causa um efeito de assimetria na distribuição do fluxo magnético.

**Figura 6 - Esquema do padrão de fluxo em (a) uma máquina rotativa e sua analogia em (b) e (c) uma máquina linear, indicando o efeito de extremidade longitudinal.**



**Fonte: adaptado de (DANIELSSON; LEIJON, 2007) e (LI; MA; CHEN, 2013).**

Em relação à construção de máquinas lineares, pode-se escolher a máquina com armadura longa ou com armadura curta. Essas topologias são ilustradas na Figura 6(b) e na Figura 6(c), respectivamente.

Quando o comprimento da armadura é maior que o do campo, ou seja, no caso da Figura 6(b), e o número de polos é pequeno, a distribuição de fluxo magnético não é a mesma em cada polo. Isso causa uma distribuição de fluxo desigual devido ao caminho magnético disperso nos ímãs das extremidades. Nestes casos, a ondulação de

força causada pelo efeito de extremidade não pode ser tratada de maneira análoga à ondulação de força causada por outros fatores, e, as condições de periodicidade não devem ser consideradas quando se deseja uma modelagem analítica a mais próxima possível da realidade da máquina (DANIELSSON; LEIJON, 2007). O efeito de distribuição assimétrica do fluxo magnético no entreferro da máquina para essa topologia pode ser mitigado se os polos extremos da máquina tiverem apenas metade do comprimento axial dos demais polos (ECKERT, 2016).

Quando o comprimento do campo é maior que o da armadura, ou seja, como na Figura 6(c), existe mais fluxo magnético de espraiamento nas extremidades causando maior força de retenção, entretanto, o fluxo em cada polo é similar. Assim, é possível reduzir o impacto do efeito de extremidade na força utilizando algumas técnicas de mitigação, que são discutidas na seção 2.1.4.

As assimetrias no fluxo magnético são geralmente suprimidas em equacionamentos analíticos de máquinas lineares devido à complexidade matemática dos modelos. Assim, geralmente apenas um passo polar central e simétrico é considerado. Entretanto, para uma análise completa da máquina, o efeito de extremidade que causa distribuição assimétrica do fluxo magnético deve ser levado em conta, uma vez que ele pode ter influência significativa na distribuição de fluxo da máquina (DANIELSSON; LEIJON, 2007).

Em suma, o comprimento finito de máquinas lineares faz com que aconteçam alterações significativas na sua distribuição de fluxo magnético, e isso tem consequências em parâmetros importantes do atuador.

### 2.1.3 Consequências

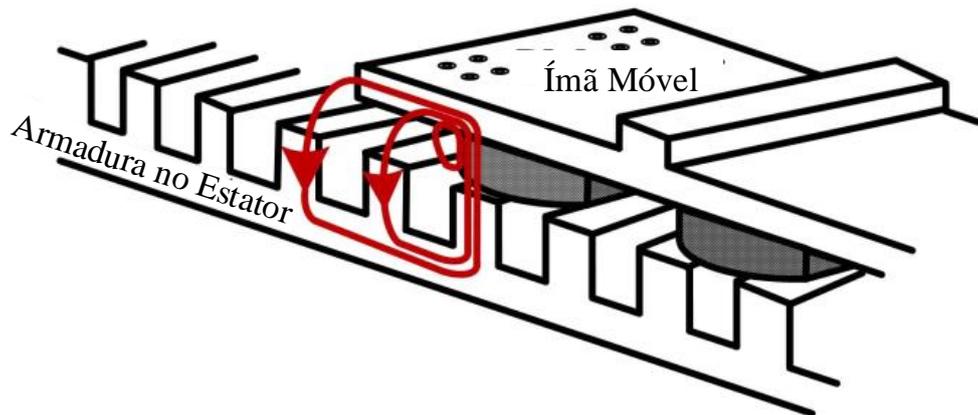
As consequências das irregularidades na distribuição de fluxo magnético devido aos efeitos de extremidade podem resultar em impactos negativos na força, tensão induzida e indutância. Geralmente, máquinas lineares possuem maior ondulação na força, se comparadas a máquinas tradicionais rotativas, pois, o fluxo magnético devido ao efeito de extremidade acaba interagindo com o fluxo dos ímãs permanentes (YAO et al., 2016).

A ondulação na força é causada pela força de relutância e pela força de retenção. A força de relutância é produzida em virtude das relutâncias variáveis entre o campo e a armadura, quando a máquina está alimentada (BOLDEA; NASAR, 2001). Essa força é causada pela tendência da máquina de reduzir a relutância do circuito magnético que é ampliada pelo efeito de extremidade longitudinal (ZHU; CHO, 2007). A força de retenção é originada pelo fluxo produzido pelos ímãs e existe mesmo com a máquina sem alimentação (BOLDEA; NASAR, 2001). Essa força é maior em máquinas lineares devido aos efeitos de extremidade (ZHU; CHO, 2007).

O efeito das ranhuras na força de retenção em uma máquina linear é análogo à força de retenção em uma máquina rotativa (LI; MA; CHEN, 2013). Contudo, em máquinas lineares, além dos efeitos comuns às máquinas rotativas, os efeitos de extremidade causam força de atração entre ímãs e o material ferromagnético da armadura, e essa atração causa o aumento da força de retenção (XU et al., 2017). A força de retenção causada pelos efeitos de extremidade é uma característica inerente de máquinas lineares com ímãs permanentes, e representa uma desvantagem no controle de movimentação em aplicações que exigem alta precisão (MA et al., 2015). Mesmo com máquinas de ímã móvel e uma longa armadura no estator, conforme mostrado na Figura

7, as extremidades abertas da parte móvel causam distribuição de fluxo assimétrica no ar, pois, o fluxo sai na direção normal da culatra dos ímãs. Esse é um efeito que é minimizado em máquinas com topologia de armadura curta móvel e ímãs permanentes no estator, considerando a armadura com ranhuras.

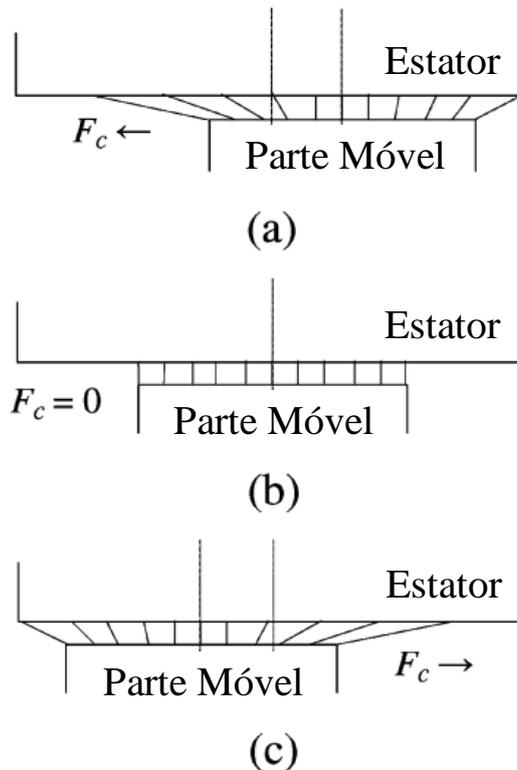
**Figura 7 - Máquina linear de armadura longa no estator com ímãs móveis.**



**Fonte: adaptado de (MA et al., 2015).**

As máquinas lineares sem ranhuras possuem menor força de relutância se comparadas às máquinas com ranhuras. Isso se deve ao fato de que o entreferro nas sem ranhuras é maior e isso implica em redução na intensidade da força, se máquinas de dimensões equivalentes forem comparadas (BIZZOZERO et al., 2014). Ainda assim, observa-se uma força de relutância que tende a centralizar a parte móvel com o estator da máquina. No trabalho de (LU et al., 2008) é possível verificar a influência desse efeito na força. Embora a topologia da máquina utilizada seja sem ranhuras, visando eliminar a força de relutância causada pela atração dos dentes e dos ímãs, ainda existe diferença nos caminhos magnéticos nas extremidades do atuador. Isso faz com que se tenha variação de relutância nessas partes e por consequência uma força de relutância. Segundo (LU et al., 2008), a força de relutância resultante, tende a centralizar o estator em relação à parte móvel, como mostrado na Figura 8.

**Figura 8 - Força de relutância quando a parte móvel está na (a) direita, (b) centralizada e na (c) esquerda.**



**Fonte: adaptado de (LU et al., 2008).**

Essa força pode afetar o desempenho dinâmico do atuador, mas também pode ser utilizada favoravelmente em aplicações específicas na qual o atuador deve permanecer ou retornar na posição centralizada.

Sendo assim, o comprimento finito da armadura de uma máquina linear resulta em força de relutância, que é dependente da posição relativa entre a armadura e os ímãs do estator (ou parte móvel e parte estática). Essa força acontece quando a máquina está em uma extremidade, de forma unidirecional, e a força resultante total é a soma das forças unidirecionais de cada extremidade da máquina (WANG; HOWE; JEWELL, 2003).

As consequências do efeito de extremidade em máquinas lineares podem ser consideradas na modelagem analítica. Uma adequada predição do campo magnético é

essencial para a aplicação do controle de movimentação em máquinas elétricas (HU et al., 2016). Algumas possibilidades de cálculo do campo magnético em máquinas lineares são análise por MEF, circuito magnético equivalente (SOUISSI et al., 2015), método dos subdomínios (LUBIN; BERGER; REZZOUG, 2012), semianalítico (BOFF et al., 2017b), Schwarz–Christoffel (ZENG et al., 2015), e híbrido (analítico e circuito magnético equivalente) (LAOUBI et al., 2015). O preciso conhecimento da distribuição do campo magnético é indispensável para análises de desempenho, controle, modelo dinâmico e otimização de parâmetros (LEI et al., 2014). Para máquinas com efeito de extremidade, o método do circuito equivalente não é recomendado por não permitir a modelagem de forma adequada do fluxo disperso nas extremidades. Conforme visto nessa seção, máquinas lineares apresentam efeito de extremidade devido ao seu comprimento finito. Isso causa consequências como ondulação de força devido a força de retenção e força de relutância, e alteração nas formas de onda do fluxo concatenado e na tensão induzida devido à distribuição irregular de fluxo magnético. Tendo em vista que esses são fatores indesejáveis em qualquer máquina elétrica (ZHU et al., 1997), surge a necessidade de desenvolvimento de técnicas de mitigação.

#### **2.1.4 Técnicas de Mitigação**

As técnicas de mitigação para as consequências do efeito de extremidade longitudinal em máquinas lineares podem ser classificadas em dois tipos: eletrônica ou mecânica. A mitigação eletrônica se refere a uma compensação virtual feita na malha de controle para compensar as ondulações de força. A mitigação mecânica vai desde técnicas tradicionais para redução de efeitos existentes em máquinas rotativas, similares aos causados pelo efeito de extremidade em lineares, até técnicas especiais de

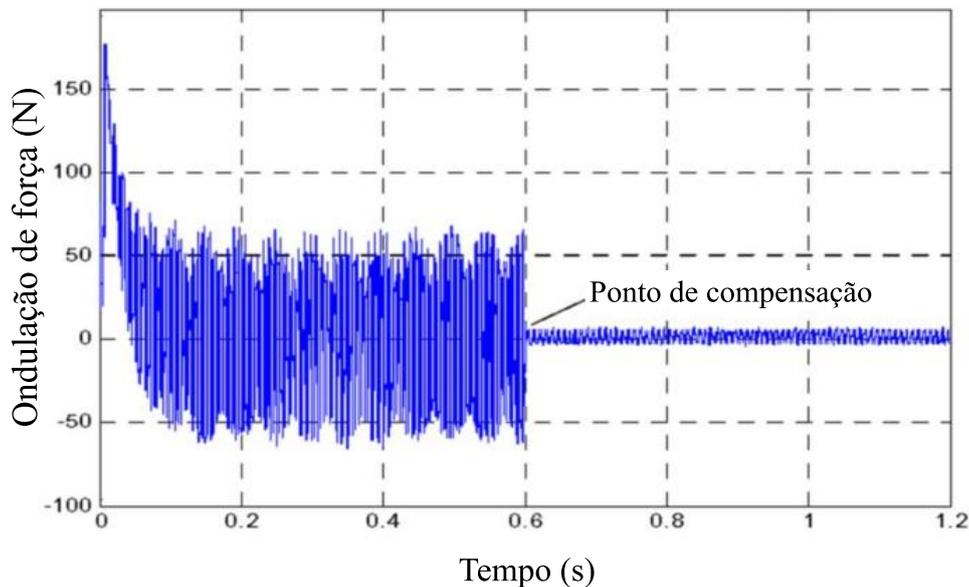
modificações avançadas da geometria da máquina. Como nas máquinas lineares síncronas de ímãs permanentes o efeito de extremidade está relacionado à dispersão e ao espalhamento do fluxo nas extremidades da máquina (JUNG et al., 2001), os estudos para mitigação do efeito de extremidade nessas máquinas são mais voltados à otimização da geometria da máquina.

A compensação feita na parte de controle da máquina pode ser através da caracterização da força de retenção em função do deslocamento axial (através de uma equação) para aplicação de uma corrente contrária nessas posições para neutralizar os picos de força (HUANG et al., 2016). Entendendo o exato comportamento da ondulação de força, é aplicado o conceito de seguidor de posição para a máquina seguir certa referência de força (CHUXIONG HU; BIN YAO; QINGFENG WANG, 2010) ou utilizando controle preditivo que utiliza modelos para prever determinado estado (ZHU; CHO, 2007).

A Figura 9 mostra um exemplo da aplicação de compensação de ondulação de força feita na malha de controle, de uma máquina linear de ímãs permanentes com força de propulsão de 1 kN. A partir de 0,6 segundos o controlador de compensação de ondulação entra em operação, onde é possível identificar que existe uma redução significativa de ondulação de força, comprovando assim a efetividade desse método.

Como a força de retenção em máquinas com ranhuras é causada pela atração entre os ímãs permanentes e o núcleo de material ferromagnético com a máquina sem corrente, ela pode ser dividida em dois elementos. O primeiro é o efeito de atração entre o ímã permanente e a ranhura do núcleo, e o segundo é o efeito de atração devido ao comprimento finito da parte móvel (ZHU; KOO; CHO, 2008).

**Figura 9 – Ondulação total de força de uma máquina linear se movimentando em baixa velocidade. Após o ponto de compensação, o controle de ondulação começa a atuar.**



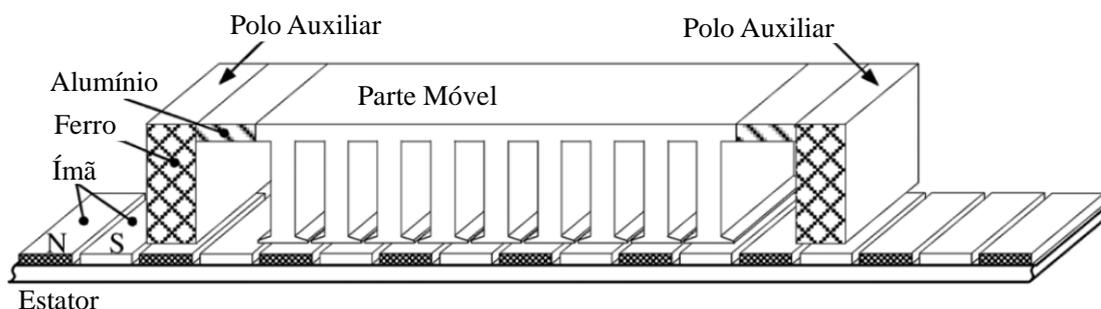
**Fonte: adaptado de (ZHU; CHO, 2007).**

Na mitigação mecânica, existem algumas técnicas para diminuir a força de retenção. Referente ao primeiro efeito citado, há técnicas tradicionais de máquinas rotativas para diminuir o conjugado de relutância que podem ser aplicados a máquinas lineares (YAO et al., 2016). O trabalho de (YAO et al., 2016) também sugere que para reduzir o efeito de extremidade e as ondulações de força, pode se basear em métodos tradicionais, estudando topologias com ímãs permanentes inclinados e enrolamento de passo fracionário. Dentro da segunda gama de técnicas de mitigação para compensar o efeito de extremidade em máquinas lineares, existem técnicas especiais, onde podem ser citadas técnicas que buscam otimizar as extremidades da máquina (polos, culatras, armadura) através de algoritmos, modificações na geometria, e a técnica com inserção de polos auxiliares. Se a força de relutância por causa do comprimento finito é considerada significativa, ela pode ser reduzida através de combinações de comprimento axial ótimo entre estator e parte móvel (ZHU et al., 1997). Em (WANG;

HOWE; JEWELL, 2003), é sugerido que a força de relutância pode ser reduzida, já que em cada extremidade a força é unidirecional e em oposição, selecionando um tamanho ideal de comprimento da armadura que resulte em uma menor força. Esse valor de comprimento pode ser escolhido avaliando a forma de onda da força de relutância e variando o comprimento da parte móvel como proposto em (WANG; HOWE; JEWELL, 2003), ou realizando um projeto do dispositivo com otimização, como proposto em (ZHU et al., 1997).

Um exemplo da técnica de criação de polos auxiliares nas extremidades da armadura para mitigação do efeito de extremidade longitudinal é mostrado na Figura 10, resultado do trabalho de (ZHU; KOO; CHO, 2008).

**Figura 10 - Máquina linear plana com inserção de polos auxiliares para diminuir efeito de extremidade longitudinal devido ao comprimento finito da parte móvel.**

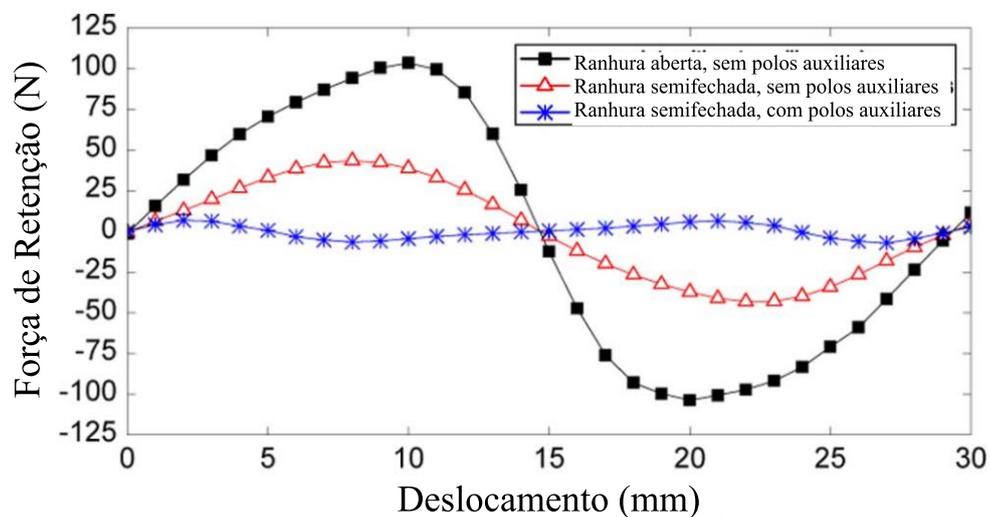


**Fonte: adaptado de (ZHU et al., 2009).**

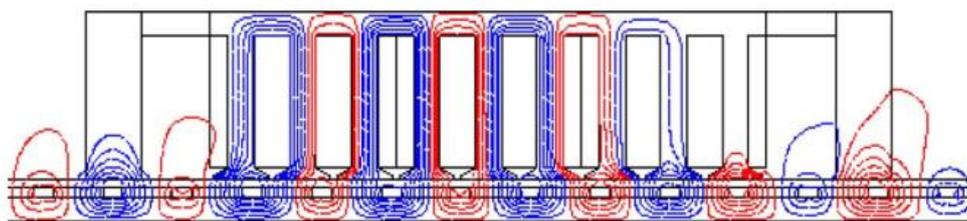
As técnicas mais efetivas para redução da força de retenção em máquinas lineares com ranhuras, segundo (ZHU; KOO; CHO, 2008), são as técnicas de ranhura semifechada e inserção de polos auxiliares. Enquanto o período da ondulação de força em uma máquina com ranhuras é do passo dos dentes, na máquina sem ranhuras esse comprimento é o do passo polar (ZHU et al., 1997). A Figura 11(a) mostra o resultado da força de retenção para a aplicação dessas duas técnicas, para uma máquina linear de ímãs permanentes com força de propulsão nominal de 600 N. É possível notar na Figura

11(a), que as técnicas demonstram eficácia para redução de ondulação da força de retenção. Na Figura 11(b) podemos observar através de uma simulação por MEF, a distribuição das linhas de fluxo magnético. Essa distribuição de fluxo é feita em uma máquina linear com ranhura semifechada e polos auxiliares, onde é possível observar que o fluxo fica “preso” no polo auxiliar ao invés de concatenar com o fluxo da armadura nas extremidades.

**Figura 11 - (a) Comparativo de diferentes técnicas para mitigação da força de retenção causada pelos efeitos de extremidade e (b) distribuição de fluxo obtida por simulação através de MEF do resultado pós-inserção de polos auxiliares.**



(a)



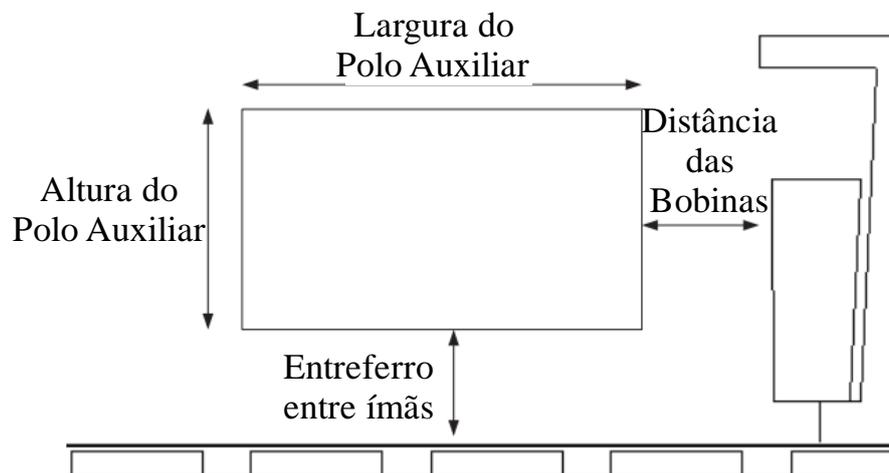
(b)

Fonte: adaptado de (ZHU; KOO; CHO, 2008) e (ZHU et al., 2009).

Dentre as técnicas de otimização das extremidades, o trabalho apresentado por (GRUBER et al., 2010) propõe um algoritmo genético aliado à simulação por MEF. Esse algoritmo serve para encontrar medidas ótimas da geometria para reduzir a força de relutância causada pelo efeito de extremidade, em uma máquina com ranhuras,

através da inserção de polos auxiliares. Nesse algoritmo genético, uma combinação aleatória de parâmetros mecânicos para construção dos polos auxiliares (largura, altura, entreferro, distância das bobinas, conforme Figura 12) é escolhida. Após isso são feitas iterações modificando esses parâmetros até encontrar uma configuração que resulte valores satisfatórios. Os resultados da inserção de polos auxiliares calculados através de algoritmo genético mostram uma redução considerável na força de relutância (GRUBER et al., 2010).

**Figura 12 - Parâmetros de entrada para o algoritmo genético escolher os melhores valores de medidas para polos auxiliares, a fim de reduzir a força de retenção oriunda do efeito de extremidade.**



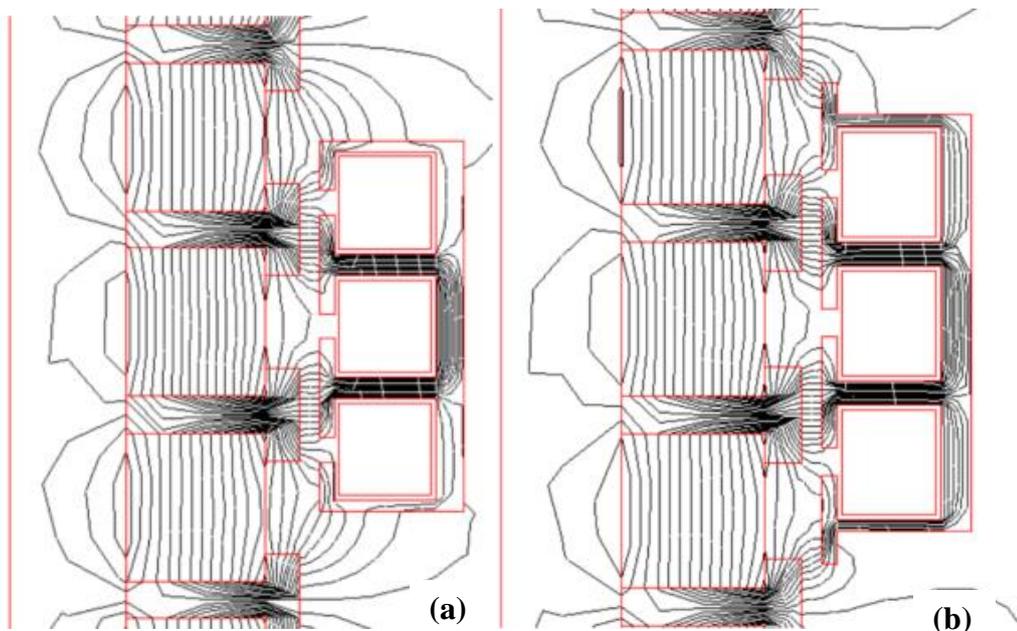
**Fonte: adaptado de (GRUBER et al., 2010).**

Também existem trabalhos que propõem uma discussão sobre como encontrar as dimensões ideais de polos auxiliares (valores ótimos) sem se basear em algoritmos, que satisfaçam a máquina de modo a reduzir significativamente a força de relutância devido ao efeito de extremidade (ZHU et al., 2009). Existem trabalhos buscando um número ideal de polos e ranhuras considerando os polos auxiliares (ZHANG et al., 2015). Estudos como o de (HUANG et al., 2016) analisam a otimização da estrutura polar de

máquinas tubulares de ímãs permanentes sem ranhura de modo a compensar a força de relutância devido ao efeito de extremidade.

Para atuadores utilizados como geradores, como, por exemplo, na conversão de energia a partir de ondas marítimas, os efeitos de extremidade podem afetar a qualidade da tensão induzida, devido ao desbalanceamento dos fluxos concatenados (SOUISSI et al., 2014). Em (SOUISSI et al., 2014) esse caso é abordado, onde é discutido um método de projeto de atuadores lineares tubulares no qual a melhoria de projeto abordada é reduzir o efeito de extremidade longitudinal da máquina. A melhoria proposta é um rearranjo na parte mecânica de forma a facilitar o caminho do fluxo magnético por meio da modificação dos dentes do estator e da razão do passo polar da parte móvel em relação ao estator. Isso tudo para adquirir uma defasagem de  $120^\circ$  entre os fluxos concatenados das fases. A Figura 13 mostra uma vista axissimétrica do caminho das linhas de fluxo magnético antes e depois da aplicação do método proposto.

**Figura 13 - Linhas de fluxo magnético obtidas por simulação de MEF, (a) antes das modificações geométricas e (b) após as modificações geométricas.**



Fonte: adaptado de (SOUISSI et al., 2014).

A máquina linear mostrada na Figura 13 tem a parte interna móvel com ímãs de ferrite, enquanto a parte externa é estática com um arranjo de bobinas trifásicas. Sendo assim, a análise feita se restringe a máquinas de bobina curta. É possível perceber que o efeito de extremidade, apesar de apresentar redução no fluxo disperso nas extremidades, ainda existe. Isso comprova que apenas o rearranjo geométrico não é uma técnica tão eficaz para mitigar o efeito de extremidade, embora o trabalho tenha mostrado que as formas de onda do fluxo concatenado tenham melhorado significativamente.

Conforme discutido nessa seção, o efeito de extremidade afeta significativamente a distribuição de fluxo magnético, o que altera os valores de indutância. Geralmente, os trabalhos na literatura não fazem mitigação de efeitos de extremidade em busca de melhorar os valores de indutância e não associam a ondulação de indutância ao efeito de extremidade.

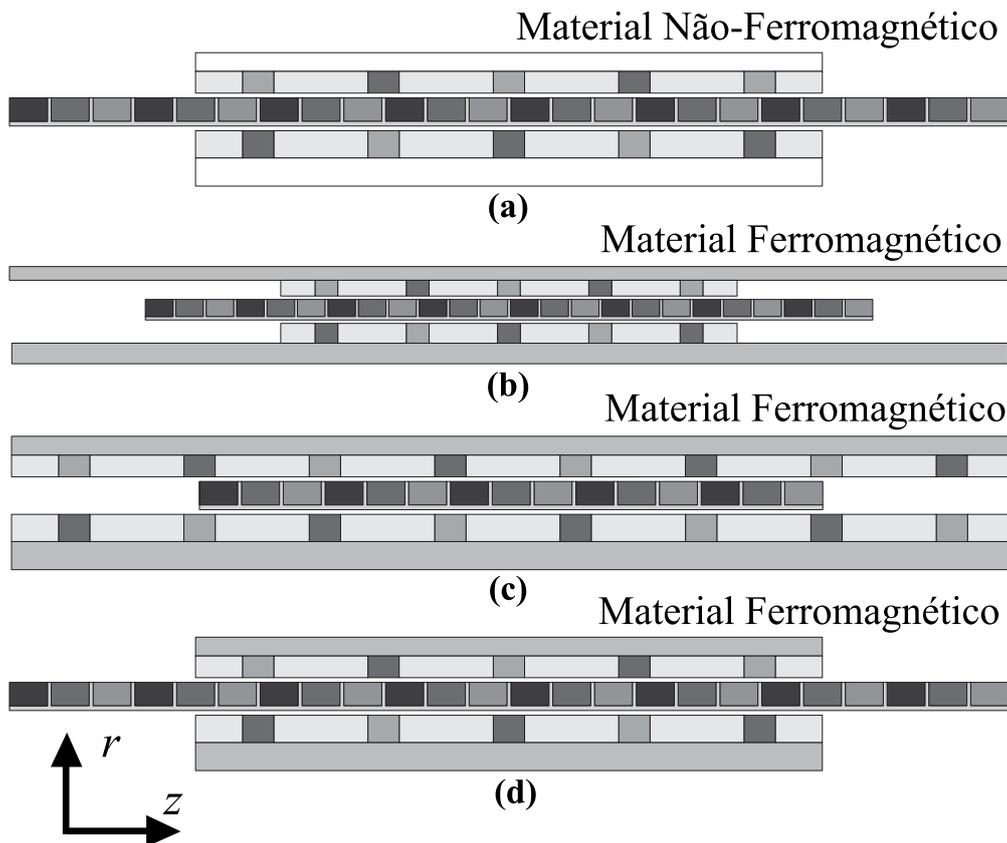
## **2.2 EFEITO DE EXTREMIDADE E INDUTÂNCIAS**

Topologias de máquinas tubulares ou lineares sem culatras ferromagnéticas podem possuir efeitos de extremidade devido ao comprimento finito da armadura e não apresentar alteração no circuito magnético. Os impactos disso podem ser verificados nas indutâncias da máquina, uma vez que elas são dependentes dos valores de campo magnético (BOFF et al., 2017b). Tanto para máquinas síncronas de ímãs permanentes ou de relutância, a alteração no circuito magnético causa desbalanceamento nas indutâncias de fase (ZHANG et al., 2011), pois, causa assimetria nas formas de onda do fluxo concatenado (DANIELSSON; LEIJON, 2007).

A Figura 14 mostra quatro topologias de máquinas tubulares, trifásicas, com arranjo de Halbach, diferindo no material das culatras (ferromagnético ou não

ferromagnético) e seu comprimento. Como a permeabilidade magnética dos ímãs é praticamente unitária, eles não afetam significativamente os valores das indutâncias.

**Figura 14 - Vista bidimensional simétrica em relação ao eixo axial de atuadores tubulares lineares com (a) armadura longa e sem culatras (material não ferromagnético), (b) armadura longa e culatra ferromagnética infinita, (c) armadura curta e culatra ferromagnética, e (d) armadura longa e culatra ferromagnética.**



Fonte: adaptado de (BOFF et al., 2017b).

Na Figura 14(a) é apresentado um atuador tubular com bobina longa sem culatras, ou sem material ferromagnético nas culatras. Nessa configuração, por não possuir culatras, o caminho magnético é sempre o mesmo. Isso faz com que a relutância magnética não mude com o deslocamento axial, resultando em indutâncias constantes e independentes da posição da armadura.

Para o caso representado na Figura 14(b), as culatras são ferromagnéticas e infinitas (muito maiores que a armadura, é considerada que a extremidade da armadura

não chega à extremidade da culatra). Nesse caso, o circuito magnético equivalente também não tem alterações conforme a posição axial, proporcionando relutâncias e indutâncias constantes.

Na Figura 14(c), é apresentado um atuador com armadura curta e culatras. Nesse caso as indutâncias também são praticamente constantes pelos mesmos motivos anteriores, não existe mudança significativa no circuito magnético equivalente ao longo do deslocamento axial, pois, é considerado que a armadura não se desloca para fora das culatras.

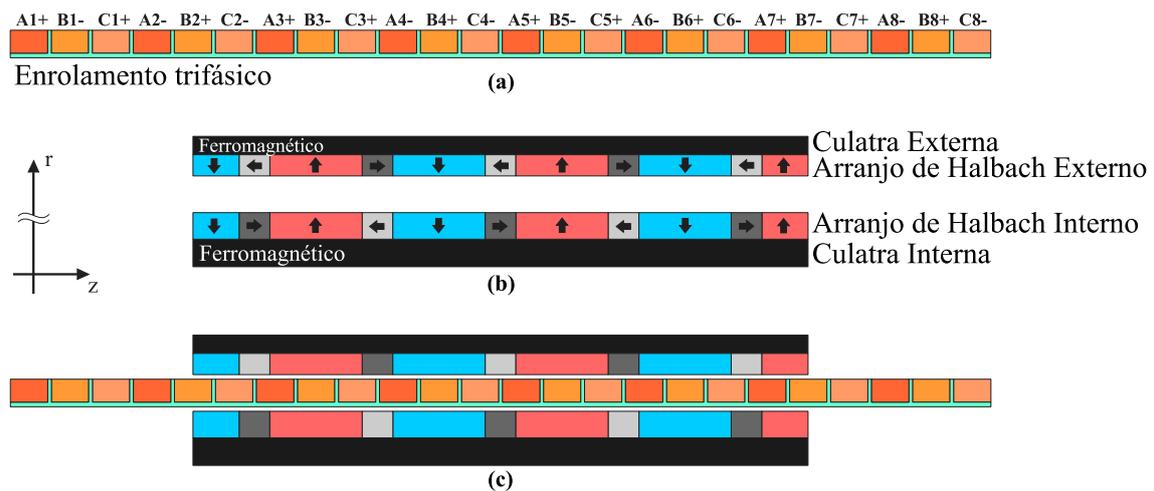
Para os casos da Figura 14(a) até a Figura 14(c), considerando uma máquina trifásica, ela sofre de efeito de extremidade, como estabelecido anteriormente, devido à assimetria da armadura. Isso faz com que as indutâncias mútuas sejam diferentes. Entretanto, apesar dessa diferença, elas são constantes para qualquer posição axial. Esse desbalanceamento de indutâncias não ocorre nas indutâncias próprias, que também são constantes.

Já para o atuador mostrado na Figura 14(d), que é o atuador estudado nesse trabalho, as indutâncias próprias, mútuas, de eixo direto e de eixo em quadratura, apresentam oscilação. Isso se deve ao fato de que o circuito magnético sofre mudanças conforme posição axial.

Todas as topologias de atuadores lineares tubulares podem possuir efeito de extremidade devido a dois fatores. O primeiro deles é causado pela assimetria da armadura em relação ao seu centro (que é consequência do seu comprimento finito). O segundo é porque a armadura é mais longa que as culatras, causando assim modificações no circuito magnético equivalente das extremidades ao longo do deslocamento axial (BOFF et al., 2017a).

A Figura 15 apresenta uma vista axialmente simétrica do atuador tubular trifásico com duplo arranjo de Halbach. A Figura 15(a) mostra a armadura trifásica da máquina, a Figura 15(b) mostra o duplo arranjo de Halbach e as culatras (as setas indicam a direção de magnetização dos ímãs), e a Figura 15(c) mostra o atuador montado. Quando a disposição dos enrolamentos da armadura é assimetricamente distribuída em relação ao seu centro, idêntico a Figura 15(a), o fluxo nas extremidades será desequilibrado e afetará diretamente as indutâncias mútuas.

**Figura 15 - Vista bidimensional simétrica em relação ao eixo axial do atuador tubular linear com duplo arranjo de Halbach e bobina longa, contendo (a) a armadura com enrolamento trifásico indicando os 24 enrolamentos, (b) o arranjo duplo de Halbach com as setas indicando a direção de magnetização dos ímãs, e (c) montagem completa do arranjo de ímãs e da armadura.**

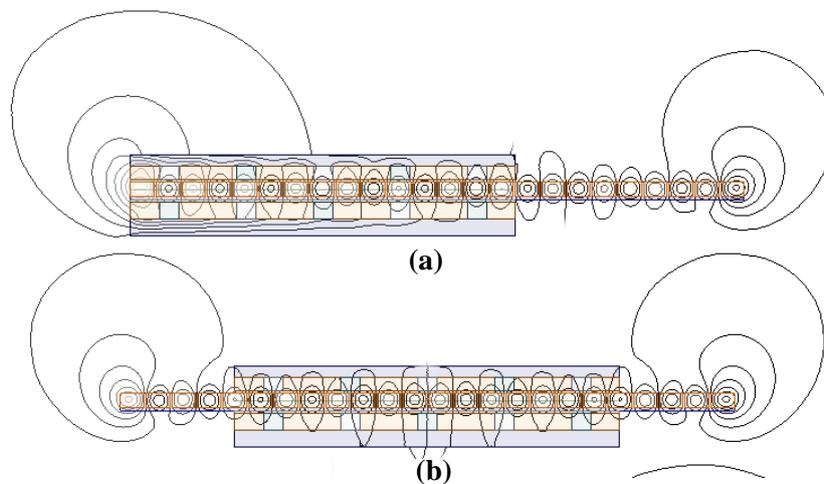


Fonte: adaptado de (BOFF et al., 2017a).

Esse efeito pode ser verificado realizando a medição das indutâncias mútuas entre as fases da máquina. Fica comprovado que a indutância mútua entre a fase A e fase C é distinta em relação às outras indutâncias (mútuas entre A e B, e B e C) (BOFF et al., 2017a). Através dessa análise é possível concluir que qualquer topologia de máquina (plana, tubular, com ou sem ranhuras) composta por um número ímpar de fases (que possua indutância mútua), terá as indutâncias mútuas desbalanceadas em função do efeito de extremidade.

Quando a topologia da máquina é de bobina longa com culatras ferromagnéticas, ou seja, a armadura é mais extensa que as culatras da máquina, como ilustrado na Figura 15(c), o efeito de extremidade causa indutâncias variáveis (mesmo para máquinas sem ranhuras). Isso ocorre em razão do circuito magnético de cada bobina ser diferente para cada posição axial (BOFF et al., 2017a). Nesse caso, as indutâncias próprias e mútuas variam pelo fato do caminho magnético do fluxo das bobinas terem diferentes percursos, e diferentes caminhos de permeabilidades magnéticas (ar, culatras ferromagnéticas), alterando assim a relutância magnética. Quando determinado enrolamento (A1, B1, C1, etc.) está no centro axial das culatras o acoplamento magnético é maior (fazendo com que a relutância diminua). Portanto, as indutâncias são maiores e tendem a diminuir seu valor conforme se afastam do centro das culatras. A Figura 16 mostra as linhas de fluxo magnético de um atuador trifásico de bobina longa para duas posições axiais distintas, onde é possível visualizar os diferentes caminhos magnéticos das linhas de fluxo.

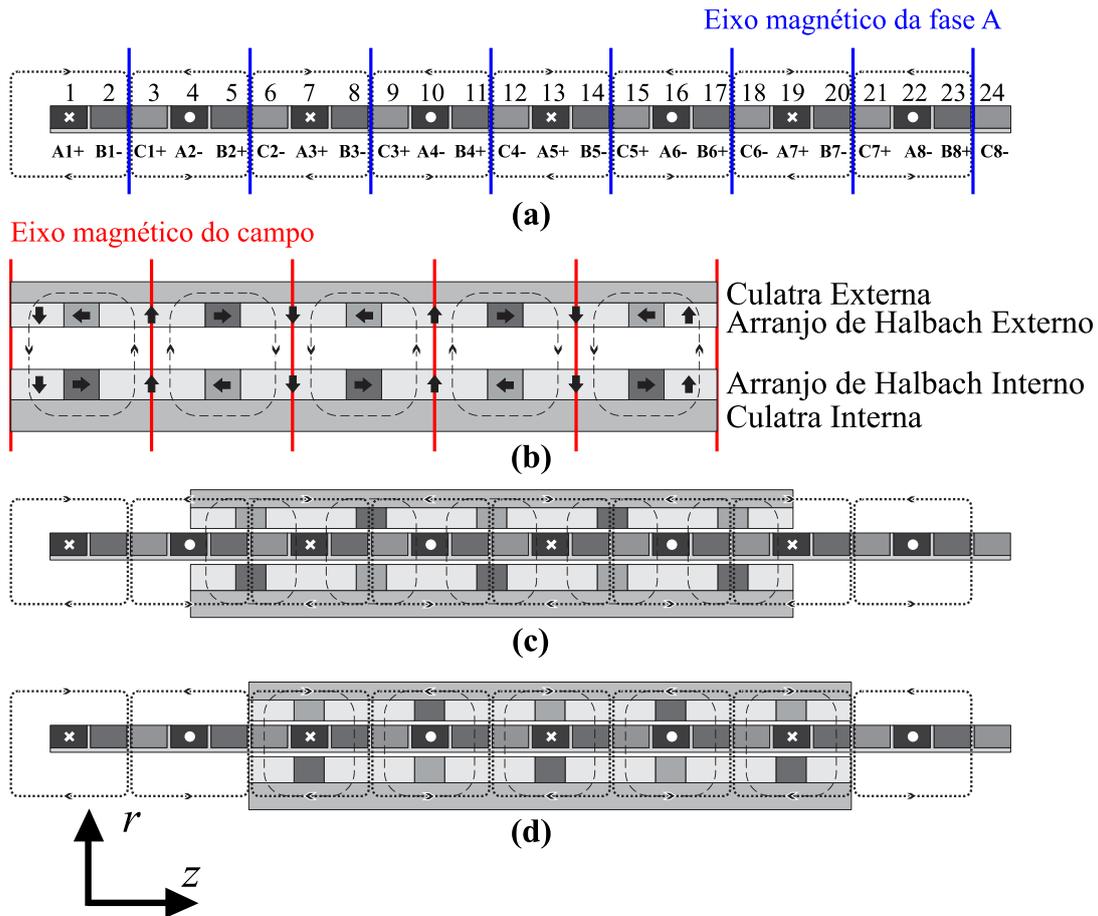
**Figura 16 - Vista bidimensional simétrica em relação ao eixo axial do atuador tubular linear de bobina longa, em uma simulação através de MEF indicando as linhas de fluxo magnético para duas posições axiais distintas, (a) atuador na posição inicial e (b) atuador com a bobina centralizada.**



**Fonte: adaptado de (BOFF et al., 2017a).**

Para melhor compreender a variação das indutâncias, a topologia do atuador estudado nessa dissertação é expandida na Figura 17.

**Figura 17 - Vista bidimensional simétrica em relação ao eixo axial do atuador tubular linear, com (a) a armadura indicando o caminho médio de fluxo magnético produzido pela fase A quando ela é alimentada, o (b) arranjo duplo de ímãs de Halbach com as linhas médias de fluxo produzido pelo arranjo, o (c) atuador com a fase A em posição de eixo em quadratura, e (d) o atuador com a fase A em posição de eixo direto.**



Fonte: adaptado de (BOFF et al., 2017b).

A Figura 17(a) representa uma vista bidimensional axissimétrica da armadura do atuador, mostrando o caminho médio das linhas de fluxo magnético quando apenas a fase A está alimentada. Na Figura 17(b) é apresentado o arranjo duplo de ímãs de Halbach, com linhas representando o caminho médio do fluxo magnético dos ímãs do arranjo, e as setas indicando a direção de magnetização. É possível notar que os ímãs das extremidades do atuador possuem metade do comprimento dos ímãs centrais. Esse

polo com metade do comprimento polar dos centrais tem por objetivo diminuir a dispersão de fluxo nas extremidades da máquina. Caso esse ímã tivesse o comprimento normal, grande parte do fluxo percorreria a culatra para concatenar com o ímã da outra extremidade causando saturação magnética na culatra, fazendo com que outra parte do fluxo fique disperso nas extremidades. Com esse arranjo utilizado isso não ocorre, pois, o fluxo é concatenado somente com o ímã interno ao seu lado no arranjo, evitando a saturação da culatra e minimizando a dispersão de fluxo na extremidade. A Figura 17(c) e a Figura 17(d) indicam as posições axiais em que o fluxo produzido pela fase A está na posição de eixo em quadratura e de eixo direto, respectivamente.

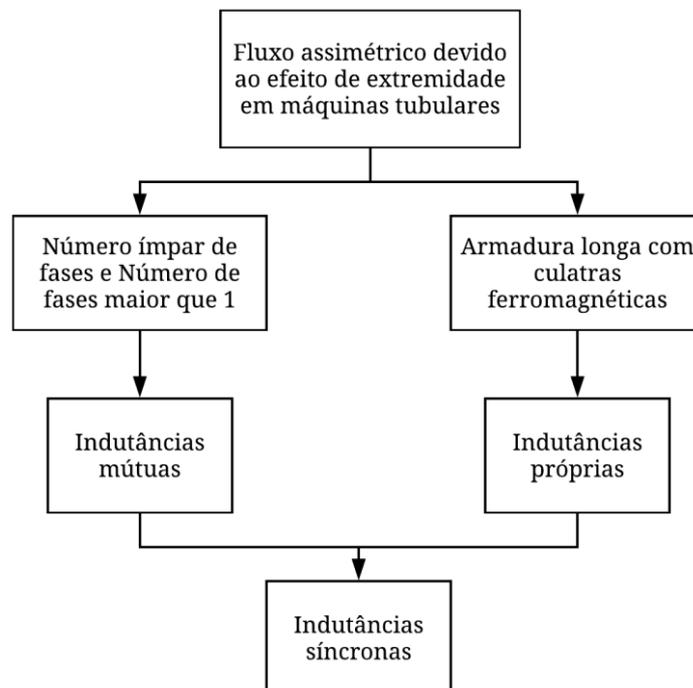
O eixo magnético de qualquer fase da armadura do atuador tem direção radial, e está centralizado no ponto médio da distância entre duas bobinas dessa mesma fase (a Figura 17(a) ilustra, por exemplo, o eixo magnético da fase A). O eixo magnético do campo do atuador também tem direção radial, e é centralizado com os polos radiais (conforme a Figura 17(b)). Quando o eixo magnético de uma fase da armadura está alinhado com o eixo magnético do campo, essa mesma fase do atuador está em posição de eixo direto (Figura 17(c)). Quando o eixo magnético de uma fase da armadura está desalinhado de  $90^\circ$  elétricos em relação ao eixo magnético do campo, essa mesma fase do atuador está em posição de eixo em quadratura (Figura 17(d)).

Quando alguma das fases do atuador está em posição de eixo direto, sua indutância própria é máxima, e quando está em posição de quadratura, sua indutância própria é mínima. O raciocínio para indutâncias mútuas é o oposto, quando as fases excitadas estão em posição de eixo direto, o valor da indutância mútua é mínimo, quando estão na posição de eixo em quadratura, seu valor é máximo. O comportamento

do circuito magnético do atuador e o comportamento das indutâncias são discutidos no Capítulo 3.

O efeito de extremidade foi tratado nessa dissertação, pois, o atuador objeto de estudo é de topologia linear tubular, logo possui efeito de extremidade longitudinal. A topologia do atuador é de bobina longa, o que faz com que sempre exista fluxo disperso nas extremidades da armadura. Esse fluxo magnético das extremidades da máquina faz com que as indutâncias próprias da máquina sejam variáveis conforme a posição, devido às mudanças no circuito magnético. Também foi discutido que pelo fato do atuador ser trifásico, os enrolamentos das extremidades não são simétricos em relação ao centro da armadura, e isso causa alteração no nível médio da indutância mútua. A Figura 18 mostra um fluxograma que traça a influência do efeito de extremidade no atuador tubular de bobina longa.

**Figura 18 – Fluxograma que representa como o efeito de extremidade longitudinal em máquinas tubulares se propaga através das características elétricas e geométricas da máquina até ser perceptível na variação das indutâncias.**



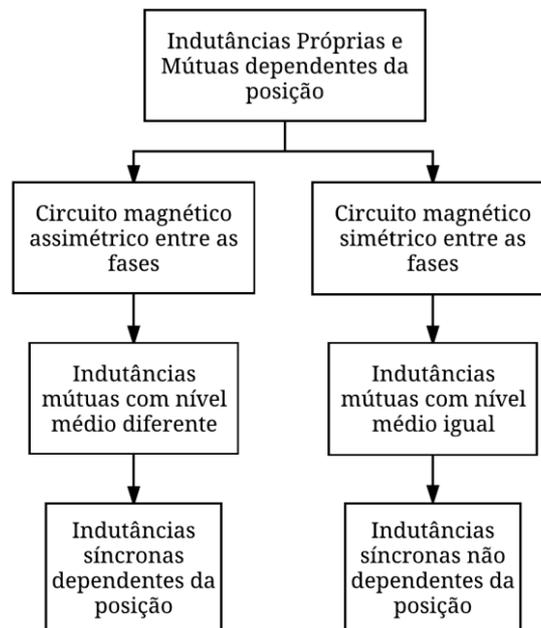
**Fonte: elaborado pelo autor.**

Essa alteração nas indutâncias próprias e mútuas faz com que as indutâncias síncronas da máquina ( $L_d$  e  $L_q$ ) também sejam alteradas. O resultado de todas essas consequências são indutâncias  $L_d$  e  $L_q$  variáveis conforme o deslocamento da armadura em relação à parte móvel.

A contribuição científica dessa análise relacionando a influência do efeito de extremidade em máquinas lineares tubulares síncronas de ímãs permanentes com bobina longa na variação das indutâncias de eixo direto e de eixo em quadratura resultou em um artigo publicado na revista internacional *IEEE Transactions on Magnetics* (BOFF et al., 2017b).

Diante desses regras para indutância síncrona, pode-se construir uma regra para indutâncias síncronas dependentes da posição, conforme fluxograma da Figura 19.

**Figura 19 – Fluxograma representando a causa pelo qual o atuador tem indutâncias síncronas que apresentam variação conforme deslocamento da posição axial.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

Quando se tem o caso de indutâncias próprias e mútuas dependentes da posição e circuito assimétrico entre as fases, causando alguma indutância mútua com nível

médio diferente (no caso do atuador a indutância mútua entre a fase A e fase C), esse efeito acaba se propagando nas indutâncias síncronas. O fluxograma da Figura 19 ilustra esse caso, e também o caso contrário, onde as indutâncias mútuas têm o mesmo nível médio (mesmo sendo variáveis conforme a posição), apresentarão um valor único de indutância para  $L_d$  e para  $L_q$ .

### 2.3 CONTROLE SEM SENSORES

Nos últimos anos muitos trabalhos abordando métodos de controle que não utilizam sensores para detecção de posição e/ou velocidade foram publicados. A terminologia controle sem sensores se refere ao fato de não existir nenhum transdutor de posição, velocidade ou conjugado na máquina, e não ao fato do controle operar em malha aberta (sem realimentação do sensor). Utilizar o controle sem sensores significa estimar a posição ou velocidade a partir de variáveis primárias como tensão e corrente. Embora ainda existam medições de corrente e tensão (grandezas puramente elétricas), essas não são consideradas como utilizar um sensor (transdutor).

O controle sem sensores surge com uma proposta capaz de reduzir periféricos atrelados a máquinas elétricas, reduzir custo (geralmente sensores tem elevado custo), aumentar a confiabilidade do controle, ficar imune a interferências de ruídos externos, reduzir a inércia do sistema (alguns sensores podem aumentar a inércia do sistema, que pode se tornar um problema em aplicações de alta precisão), etc. Em motores muito pequenos (micromotores, nanomotores) se torna quase impossível inserir algum tipo de sensor de posição ou conjugado. Em certos tipos de máquina, o custo do sensor pode ser até maior que o da própria máquina. Em máquinas trabalhando em um ambiente hostil

(ambientes úmidos, com muita sujeira, baixas temperaturas, contato mecânico) também existe a dificuldade de se encontrar um sensor adequado.

Os sensores podem também apresentar um atraso, tornando inviável o seu uso em aplicações de tempo real. Especialmente para máquinas lineares e tubulares, existe a dificuldade de posicionamento dos sensores, sendo na maioria das vezes necessário alguma estrutura externa a da máquina para fixação dos sensores. Diante de todas as características do controle sem sensores, (VAS, 1998) enumera os objetivos principais pelo qual essa técnica deve ser escolhida:

- redução da complexidade de periféricos;
- redução do custo;
- aumento da robustez mecânica;
- permite operar em ambientes invasivos;
- aumento da confiabilidade;
- diminuição de manutenção;
- não afeta a inércia da máquina;
- aplicável a motores comerciais.

As desvantagens da implementação do controle sem sensores beiram as questões de processamento de sinais (requer um elevado processamento computacional), maior número de operações matemáticas, e aferição dos dados (dificuldade em medir com precisão valores muito baixos de corrente e tensão).

Em (VAS, 1998) são amplamente discutidas as principais técnicas de controle sem sensores em motores de indução, síncronos de relutância e de relutância chaveada. Como o atuador tratado nesse trabalho é síncrono de ímãs permanentes, o foco será mantido nessa topologia.

### 2.3.1 Técnicas de Controle

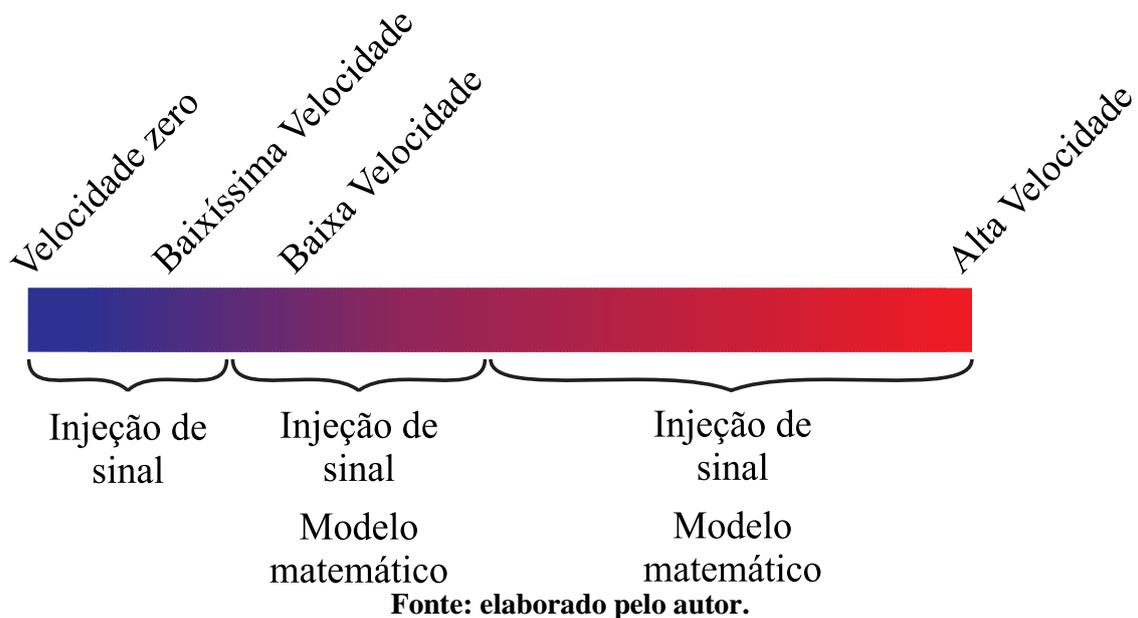
Pode-se classificar o método de implementação do controle sem sensores em duas grandes categorias: método baseado no modelo da máquina ou de um modelo matemático que represente a operação (ou parte dela) em que se deseja atuar; ou método baseado na injeção de sinal, onde parâmetros da máquina são estimados e comparados em tempo real.

As duas técnicas mencionadas podem ser usadas separadamente, em conjunto, ou alternadamente, dependendo das características de cada máquina e do controle que se deseja aplicar. A escolha adequada do método de controle implicará no desempenho final da máquina. Por exemplo, quando se opta por utilizar apenas a técnica através de modelo matemático, podem-se verificar dificuldades durante a partida ou para operar em baixas velocidades, uma vez que os parâmetros que representam essas operações geralmente são não lineares, e, geralmente a formulação matemática demonstra a operação da máquina em regime permanente. Para operação em velocidade zero (partida com máquina parada) e velocidade baixa ou muito baixa, a técnica mais aconselhada pela literatura é de controle sem sensores com injeção de sinal (STAINES; CARUANA; RAUTE, 2014; ZHANG; WANG; XU, 2017). A injeção de sinal estima parâmetros da máquina através da inserção de um sinal em alta frequência. Seu funcionamento é baseado em detectar efeitos causados por saliências, que acabam modificando parâmetros como a indutância (no caso do atuador, é demonstrado neste trabalho que o efeito de extremidade afeta as indutâncias do mesmo). Sendo assim, é possível identificar a posição da parte móvel em relação à posição da parte estática da máquina.

A Figura 20 ilustra as técnicas de controle indicadas em função da velocidade da máquina. Em máquinas lineares que possuem variação nos parâmetros devido ao efeito

de extremidade, causando assim parâmetros variáveis de acordo com a posição longitudinal (similar ao efeito de saliências), a injeção de sinal pode ser utilizada para detecção da parte móvel. De acordo com a literatura, as técnicas de controle sem sensores, baseadas no modelo da máquina não têm boa resposta para velocidades baixíssimas ou zero.

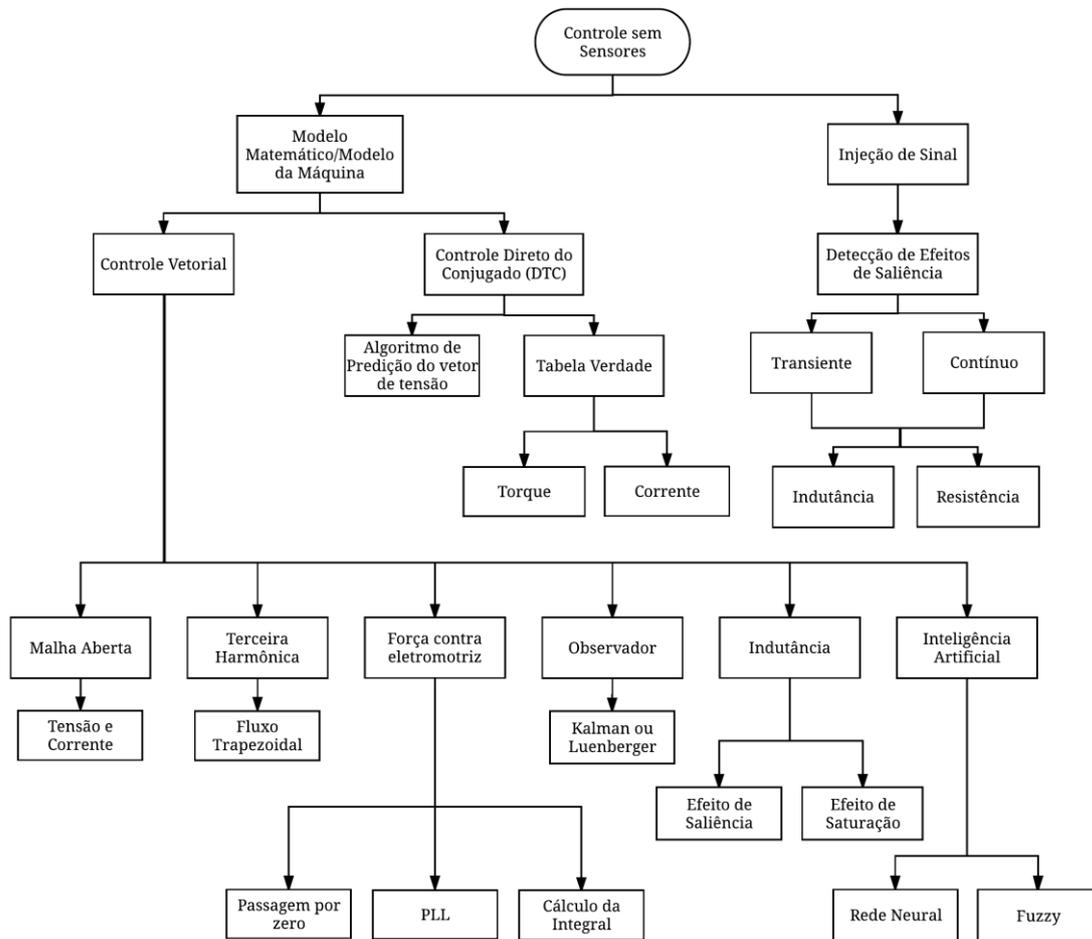
**Figura 20 - Esquemas de controle propostos de acordo com a velocidade da parte móvel.**



A Figura 21 apresenta um fluxograma baseado em revisão da literatura dos métodos para controle sem sensores de máquinas síncronas de ímãs permanentes, sejam rotativas ou lineares.

De forma geral, os métodos de controle utilizados em máquinas rotativas podem ser aplicados a máquinas lineares, com as devidas adaptações no modelo. Nas próximas subseções serão abordados alguns aspectos e técnicas referentes ao controle sem sensores baseados em modelos matemáticos e por injeção de sinal. Também são discutidos métodos de controle através da injeção de sinal, que é um método mais confiável para aplicação em baixas velocidades ou velocidade zero.

**Figura 21 - Fluxograma contendo os métodos de controle voltados a máquinas síncronas de ímãs permanentes.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

### 2.3.1.1 Controle Baseado no Modelo da Máquina

Na teoria clássica de controle os métodos são baseados em modelos matemáticos do comportamento dinâmico da máquina. Nessa metodologia, a comparação com valores de referência das variáveis de entrada do sistema realimentado é fornecida por medições realizadas por transdutores de velocidade, posição ou fluxo. Na técnica sem sensores, estas medições são substituídas por estratégias capazes de estimar esses valores a partir da medição de variáveis elétricas, isto é, de tensão e de corrente.

Em motores síncronos de ímãs permanentes alimentados por tensão, o controle direto do conjugado (DTC) é difundido na literatura (CHEEMA et al., 2012; CHEEMA; FLETCHER, 2013; ZHONG et al., 1997). Ele pode ter um esquema de controle baseado em um algoritmo de predição do vetor de tensão em tempo real. Existe um modelo matemático no qual é possível se estimar o conjugado a cada período de tempo estabelecido, então o algoritmo escolhe o vetor de tensão para alimentação da máquina que tenha a menor diferença entre o valor estimado do conjugado e o valor de referência. O esquema também pode ser baseado em uma tabela verdade para comparação dos valores de conjugado ou das correntes síncronas da máquina. Os valores de conjugado, fluxo concatenado e corrente de eixo direto são estimados a partir da leitura de tensões fornecidas do inversor de tensão para a máquina, e passam por um comparador de histerese onde são comparadas com os valores de referência. Os dados de entrada da tabela verdade são as saídas do comparador de histerese (seu propósito é dar valor lógico a comparação) e a informação do vetor de tensão na entrada da máquina (um valor lógico para cada vetor possível do inversor), a partir disso é feita a escolha para o novo vetor de tensão da máquina.

O controle vetorial de máquinas síncronas de ímãs permanentes (BAE et al., 2003; ITOH; NOMURA; OHSAWA, 2002) é bem diversificado, de forma que é possível escolher dentre as várias alternativas a mais viável e assertiva para determinado caso. É possível, por exemplo, operar em malha aberta monitorando as tensões e correntes da máquina (LASCU; BOLDEA; BLAABJERG, 1998). A partir disso, pode-se realizar uma estimação do fluxo magnético e com esse parâmetro controlar a velocidade. Essa técnica não possui realimentação; portanto, o seu grau de confiabilidade não é muito elevado.

Caso a máquina possua distribuição de fluxo trapezoidal, é possível estimar a posição pelo método da terceira harmônica, pois, a soma das componentes trapezoidais de força eletromotriz causa uma terceira harmônica predominante na tensão. Com essa informação se obtém o fluxo devido à terceira harmônica, onde sua passagem por zero é monitorada para determinar o movimento de rotação, e assim fazer o acionamento do inversor. Essa técnica perde sua eficácia para baixas velocidades (VAS, 1998).

O valor instantâneo da tensão induzida de uma máquina síncrona de ímãs permanentes é dependente da posição; logo, é possível estimar a posição pelo seu valor (GENDUSO et al., 2010). Se a força contra eletromotriz for monitorada com precisão, a posição do rotor/parte móvel também pode ser monitorada com precisão. Nem todas as técnicas com força contra eletromotriz são recomendadas para aplicações de controle de alto desempenho e precisão, devido ao seu valor ser difícil de ser estimado em baixas velocidades. Pode-se citar três maneiras de utilizar a força contra eletromotriz para controle: a primeira delas é monitorar a sua passagem por zero para acionar o inversor (funciona somente para máquina em regime permanente); a segunda é calcular a integral da força contra eletromotriz e utilizar esse valor para monitorar a posição; e a terceira usa uma estimativa da força contra eletromotriz calculada pelo intervalo de condução de diodos de roda livre conectados em antiparalelo aos transistores do inversor (funciona para baixas velocidades, mas não para velocidade zero).

É possível aplicar um controle de alto desempenho e precisão monitorando as tensões e correntes e utilizando observadores de estado (SU; LIAW, 2006), como Kalman ou Luenberger. Um exemplo de observador amplamente usado na literatura é o filtro de Kalman estendido, onde uma variável de estado não observável pode ser estimada a partir de uma variável de observação. Esse filtro funciona em um processo

recursivo de estimação e utiliza dados discretos. Segundo (VAS, 1998), as etapas necessárias para aplicação desse filtro estendido em uma máquina síncrona de ímãs permanentes com distribuição de fluxo senoidal é escolher o domínio temporal do modelo da máquina, tornar ele discreto, determinar o ruído e as matrizes de covariâncias e desenvolver o filtro de Kalman estendido de forma discreta.

O controle também pode ser implementado em máquinas elétricas se baseando nos efeitos de saliência (BRIZ et al., 2004). A indutância pode variar em máquinas de ímãs permanentes por efeito de saturação das culatras ou devido à geometria da máquina. Máquinas que possuem saturação magnética sejam elas de ímãs embutidos ou superficiais, apresentam indutâncias dependentes da posição. Máquinas rotativas que possuem efeitos de saliência possuem indutâncias variáveis em função da posição. Esses efeitos se propagam para as indutâncias síncronas, ou seja, as indutâncias síncronas ( $L_d \neq L_q$ ) são resultado das indutâncias próprias ( $L_a \neq L_b \neq L_c$ ) e mútuas. As indutâncias podem ser estimadas a partir dos valores medidos de corrente e tensão. Na sequência, esses valores servem para calcular as indutâncias síncronas que podem ser comparadas com uma tabela verdade para verificação e essa tabela contém o valor da indutância e a posição do rotor/parte móvel). A precisão da estimação da posição depende da precisão da estimação da indutância. Embora esse método seja baseado na variação da indutância com a posição, as indutâncias são determinadas por meio das medidas de tensão e corrente da máquina. Em geral, não apresentam bom desempenho em baixas velocidades e não pode ser utilizado para velocidade nula (VAS, 1998).

Estimadores de estado que utilizam inteligência artificial são mais complexos, mas também podem ser utilizados para estimação de posição e aplicação do controle (HSU et al., 2001; RAHMAN; HOQUE, 1998). Um dos métodos encontrados na

literatura utiliza rede neural artificial, que recebe esse nome pela similaridade com a rede pela qual foi inspirado, o sistema nervoso. Ela pode realizar aprendizado e reconhecimento de padrões, após isso ela executa comandos definidos. A lógica *fuzzy* (ou difusa) também é uma alternativa. Esta técnica permite trabalhar com números além da lógica binária para representar quaisquer situações.

### **2.3.1.2 Controle Baseado em Injeção de Sinal**

Os baixos valores de força contra eletromotriz que ocorrem em baixas velocidades e velocidade zero fazem com que métodos baseados nela sejam ineficazes para essas faixas de velocidade. Para sanar esses problemas na técnica de controle sem sensores, outras técnicas surgiram ao longo dos anos, capazes de estimar corretamente a posição (ZHANG; WANG; XU, 2017). As técnicas mais recentes utilizam os efeitos de saliência da máquina para monitoração de posição, observados através da variação da indutância ou da resistência, e esse método é eficaz até mesmo para velocidade nula. Essa variação de indutância pode ocorrer devido à geometria da máquina ter diferentes caminhos de relutância, ou devido à saturação magnética em determinadas condições. A injeção de sinal em alta frequência pode permitir detectar o efeito de saliência e o efeito de saturação nas indutâncias. Um dos desafios da injeção de sinal é a máquina conseguir mostrar efeitos de saliência na faixa de corrente desejada (ZHANG; WANG; XU, 2017).

A injeção de alta frequência pode ser de tensão ou corrente, e é categorizada pela forma de onda do sinal de injeção (senoidal ou onda quadrada). A injeção pode ser de um sinal pulsante, nesse caso ele é utilizado para identificar as posições de eixo direto e de eixo em quadratura. Para alguns casos, o método de controle sem sensores utilizando

injeção de sinal de alta frequência senoidal não é recomendado, pois, os filtros limitam a largura de banda dinâmica afetando o desempenho do controle (ZHANG; WANG; XU, 2017). Para suprir essa carência da injeção senoidal, a injeção de onda quadrada começou a ser estudada. Sua vantagem é poder elevar sua frequência até a frequência de chaveamento do PWM (controle por largura de pulso do inglês *Pulse Width Modulation*), retirando assim a necessidade do processo de filtragem.

Entretanto, é importante mencionar que um aspecto que pode limitar o uso da injeção de sinal, é que isso pode provocar ruído audível de alta frequência e gerar vibração mecânica indesejada. Portanto, deve-se utilizar a menor amplitude do sinal de alta frequência possível. Mas isso também tem seu lado negativo, pois, uma vez que se diminui a amplitude do sinal, o mesmo é mais suscetível a ruídos. Alternativamente é possível utilizar um modo com frequência variável de modo a reduzir o ruído acústico.

No que diz respeito à classificação, o método de detecção por injeção pode ainda ser dividido em método transiente e contínuo. O método de detecção de saliências transiente estima o ângulo do fluxo aplicando uma tensão de teste e calculando a reatância que varia conforme deslocamento da parte móvel. O método contínuo aplica uma tensão definida em alta frequência e utiliza um observador para rastrear os efeitos de saliência. Em (STAINES; CARUANA; RAUTE, 2014) esses métodos são discutidos detalhadamente. Os tipos de injeção de sinal de acordo com (ZHANG; WANG; XU, 2017) são:

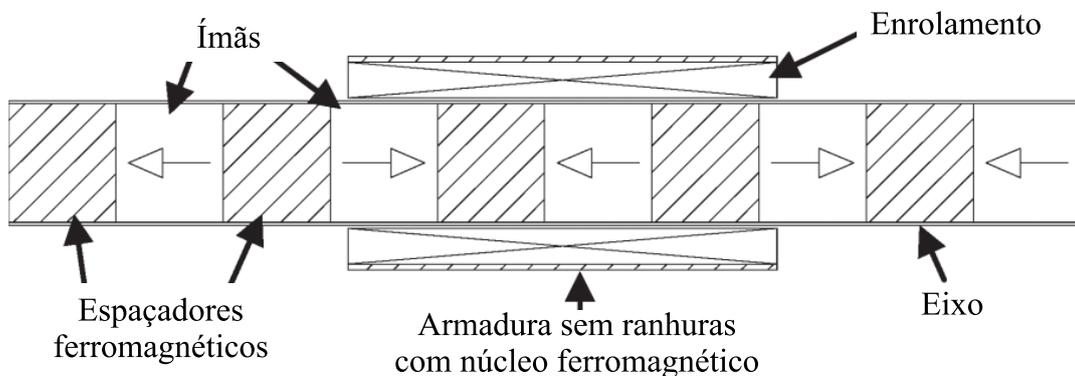
- injeção de sinal senoidal;
- injeção de sinal pulsante;
- injeção de sinal de onda quadrada;

- detecção indireta do fluxo através da medição em tempo real da reatância (do inglês *Indirect flux detection by on-line reactance measurement*, também conhecido como INFORM);
- injeção de sinal de frequência nula (CC);
- observadores de posição (PI, PID);
- operação híbrida (utiliza injeção de sinal apenas quando o método tradicional falha);
- rastreamento de saliências baseado em PWM;
- utilizando as harmônicas geradas no PWM para controle sem sensores, baseado em rastreamento de saliência.

### 2.3.2 Exemplo de controle sem sensores

Os trabalhos feitos por (CUPERTINO et al., 2011a, 2011b) apresentam dois tipos de controle sem sensores (diferem nas injeções de sinais: corrente e tensão) para uma máquina linear tubular com ímãs permanentes. A topologia da máquina utilizada nesses trabalhos é mostrada na Figura 22.

**Figura 22 – Vista bidimensional em corte de um atuador linear tubular de ímãs permanentes internos.**



Fonte: adaptado de (CUPERTINO et al., 2011a).

A topologia possui na sua parte móvel ímãs permanentes com magnetização axial (setas indicam a direção de magnetização) com espaçadores ferromagnéticos. A armadura fixa é formada por um enrolamento trifásico, conectada em estrela, com a sequência de fases A, C e B.

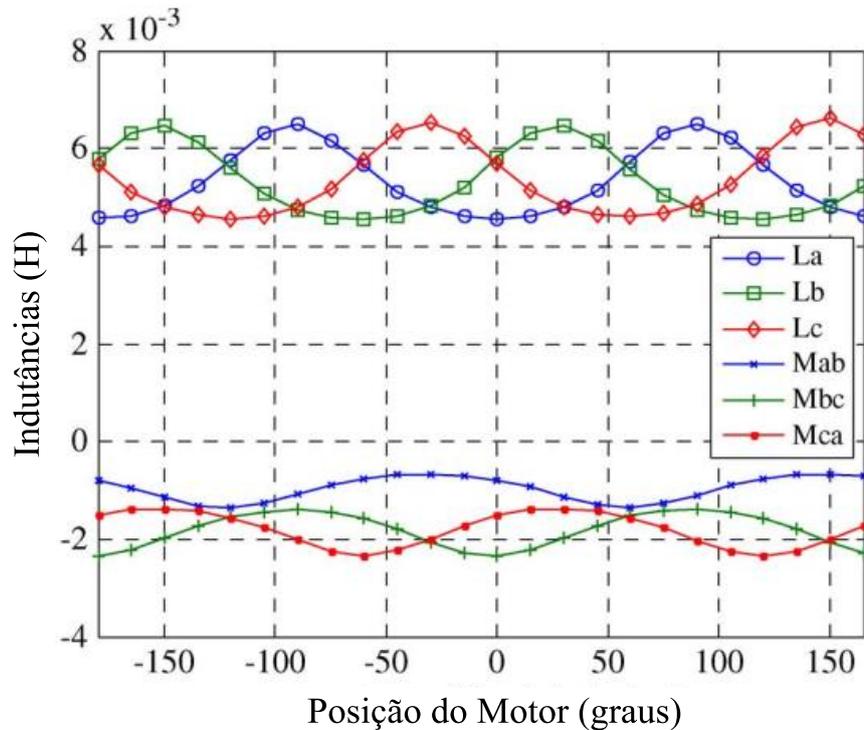
O efeito de extremidade dessa topologia de máquina ao quais os trabalhos de (CUPERTINO et al., 2011a, 2011b) referem, é devido ao comprimento finito da armadura, que conforme descrito na seção anterior, afeta a distribuição de fluxo. Logo, conforme caracterizado nas seções anteriores, o fato de que a armadura tem um número ímpar de fases (maior que um), faz com que exista uma diferença na indutância mútua entre as fases que estão nas posições extremas da máquina. Essa diferença na indutância mútua irá afetar as indutâncias síncronas. Entretanto, nessa topologia, diferentemente da topologia do atuador tubular estudado nessa dissertação, as indutâncias próprias oscilam não devido ao efeito de extremidade, mas sim devido aos diferentes caminhos de relutância da parte móvel que alterna entre ímã e ferro. O perfil das indutâncias que é resultado do que foi mencionado, são ondas aproximadamente senoidais para as indutâncias próprias e mútuas, sendo que a mútua entre as fases das extremidades é diferente das demais. Os gráficos de indutâncias são mostrados na Figura 23.

É importante destacar que o efeito de extremidade afetando as indutâncias deste atuador somente é visível na indutância mútua ( $M_{ab}$ ) entre as fases das extremidades (Fase A e Fase B), pois esta apresenta valor médio diferente das mútuas  $M_{bc}$  e  $M_{ca}$ .

Todas as indutâncias mostradas na Figura 23 variam conforme a posição axial. Como essa variação é dependente da posição, é possível monitorar a posição da parte móvel por meio do valor da indutância. Dessa maneira, é possível aplicar o controle sem

utilizar sensores. Essa variação de indutâncias é similar ao efeito de saliências, e o método utilizado para detecção da posição é a injeção de sinal pulsante.

**Figura 23 – Indutâncias próprias e mútuas obtidas em função da posição da parte móvel.**

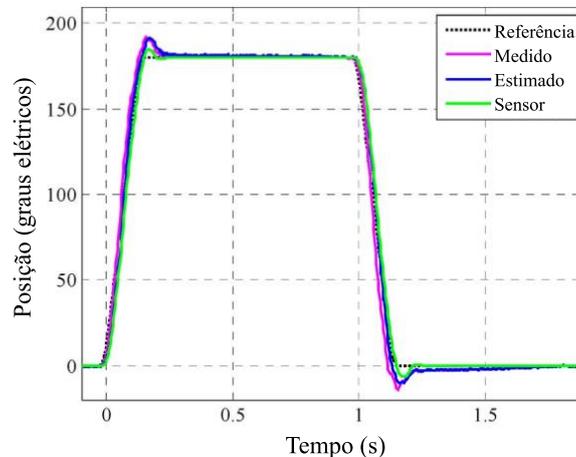


Fonte: adaptado de (CUPERTINO et al., 2011b).

O controle sem sensores é implementado em (CUPERTINO et al., 2011a) com detecção de posição através da injeção de sinal pulsante de tensão, enquanto em (CUPERTINO et al., 2011b) é através da injeção de sinal pulsante de corrente. O sinal pulsante se refere à aplicação de injeção de sinal a ser feita na referência síncrona, ambas as injeções de tensão e corrente foram com ondas senoidais aplicadas no eixo direto.

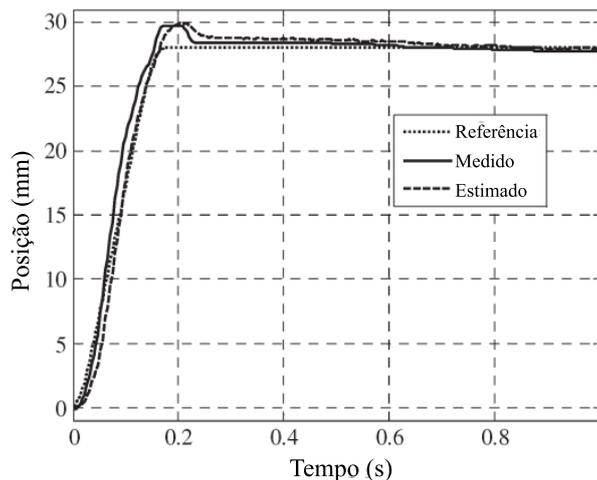
A título de exemplo, a Figura 24 e a Figura 25 mostram os resultados obtidos por (CUPERTINO et al., 2011a, 2011b) de deslocamento da máquina linear frente a uma referência aplicada, utilizando a técnica de controle sem sensores com injeção de sinal de tensão e corrente, respectivamente.

**Figura 24 – Comparação de desempenho da técnica de controle sem sensores com injeção de sinal de tensão pulsante.**



Fonte: adaptado de Fonte (CUPERTINO et al., 2011a).

**Figura 25 – Comparação de desempenho da técnica de controle sem sensores com injeção de sinal de corrente pulsante.**



Fonte: adaptado de (CUPERTINO et al., 2011b).

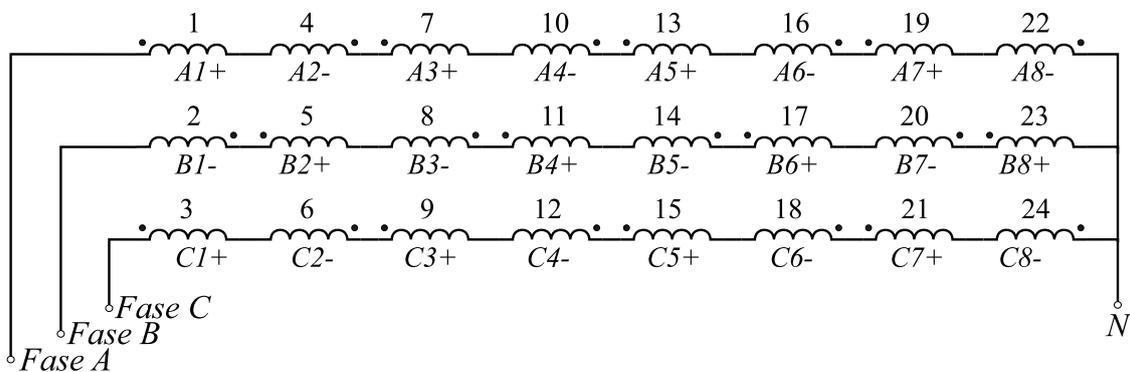
É possível verificar nas figuras anteriores que foi possível detectar a posição da parte móvel com uma pequena margem de erro, tanto para o caso com injeção de tensão quanto para o caso de injeção de corrente. Os esquemas propostos por (CUPERTINO et al., 2011a, 2011b) se baseiam na injeção de sinal de alta frequência no eixo direto e na análise da corrente no eixo em quadratura. A injeção de corrente se mostra mais eficaz que a injeção de tensão, pois pode reduzir a influência do inversor na tensão injetada.

### 3 INDUTÂNCIAS DO ATUADOR TUBULAR

A geometria da estrutura magnética do atuador apresenta complexidade para determinação analítica do campo de reação da armadura, que é necessário para o cálculo das indutâncias, principalmente quando os efeitos de extremidades são considerados. Portanto, será apresentado nessa seção um método semianalítico para cálculo de indutâncias próprias e mútuas. Ele é chamado de semianalítico porque utiliza dados de fluxo magnético, obtidos pelo MEF, e aplica equações analíticas a partir desses resultados para a determinação das indutâncias. Uma descrição detalhada desse método e das características elétricas do atuador é descrita a seguir.

A topologia da armadura do atuador é formada por 24 bobinas, dispostas em uma conexão em estrela. A Figura 26 ilustra o diagrama elétrico das conexões das bobinas da armadura.

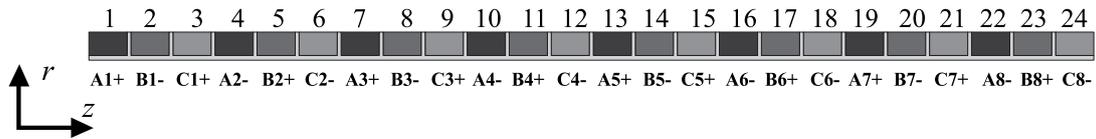
**Figura 26 – Diagrama elétrico das conexões das bobinas da armadura do atuador.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

As bobinas estão identificadas com números (de 1 a 24) de acordo com sua ordem na geometria da armadura, com letras representando o nome da fase, números indicando a ordem na fase, e sinal indicando a polaridade de cada bobina. Uma vista axissimétrica da armadura do atuador ilustrando a posição real de cada uma das bobinas apresentadas na imagem anterior é mostrada na Figura 27.

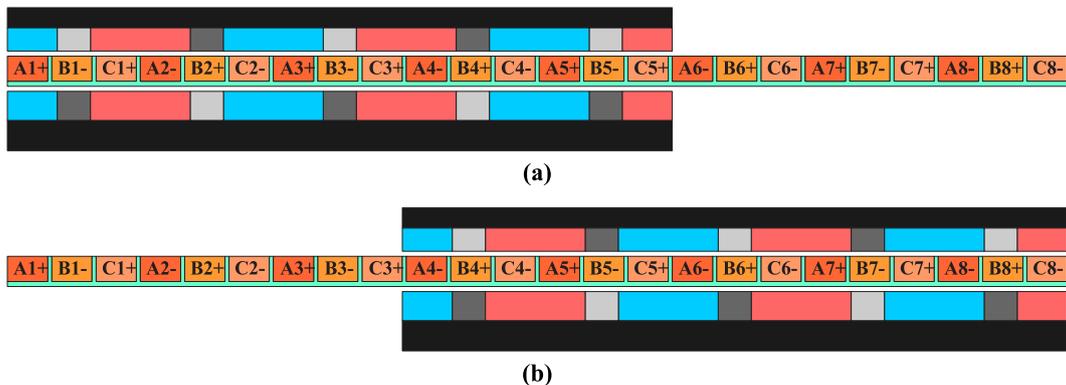
**Figura 27 – Vista bidimensional axissimétrica da armadura do atuador, indicando a disposição geométrica de cada uma das bobinas.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

Para definir uma referência, é assumido que a posição inicial do atuador (0 mm) corresponde à extremidade esquerda da bobina A1+ axialmente alinhada com a extremidade esquerda do estator (Figura 28(a)), e a posição final (80 mm) corresponde à extremidade direita da bobina C8- alinhada com a extremidade direita do estator (Figura 28(b)). Portanto, este é o curso completo do atuador, isto é, 80 mm, que nada mais é do que a diferença entre os comprimentos axiais da armadura e do estator. É importante ressaltar que as diferentes cores nos arranjos de ímãs estão associadas à sua direção de magnetização, e não a diferentes materiais.

**Figura 28 – Vista bidimensional axissimétrica do atuador, indicando a (a) posição inicial do deslocamento e (b) posição final do deslocamento.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

Inicialmente, uma simulação utilizando MEF paramétrica para todas as posições axiais desejadas foi realizada para calcular a distribuição da densidade de fluxo magnético em cada posição. O modelo numérico utilizando elementos finitos e o *software* utilizado são discutidos com maiores detalhes no Capítulo 4. Uma corrente elétrica foi aplicada em cada uma (e apenas uma por vez) das 24 bobinas para cada uma

das posições axiais avaliadas. Desta forma, é possível determinar a distribuição de densidade de fluxo produzido pela reação de armadura em função da posição. É importante mencionar que os ímãs permanentes foram suprimidos dessa simulação de forma que a densidade de fluxo magnético produzido é resultado somente da corrente nas bobinas.

Na primeira simulação, a bobina 1 foi excitada com corrente contínua em todas as suas posições axiais avaliadas enquanto nas outras bobinas se observava somente o fluxo magnético concatenado. Na segunda simulação, a bobina 2 foi excitada com corrente enquanto as outras 23 não eram. As simulações subsequentes foram realizadas de forma análoga até que a distribuição de densidade de fluxo magnético produzido por todas as 24 bobinas individualmente foi obtida.

Desta forma, foram obtidas 24 tabelas como, por exemplo, a Tabela 2 obtida quando a bobina 1 é excitada. Cada uma das tabelas contendo os dados de fluxo concatenado quando uma única bobina é excitada para um número  $k$  de posições.

O número  $k$  de posições estabelecidas foi definido como 160, o que significa que dentre todo o curso do atuador (80 mm) o passo do deslocamento foi de 0,5 mm. O número de pontos de posição  $k$  pode ser ajustado para um valor maior ou para um valor menor, dependendo do grau de resolução do passo de deslocamento que se deseja obter.

**Tabela 2 – Exemplo de uma tabela de dados importados da simulação por MEF com os resultados de fluxo concatenado obtidos quando a bobina 1 é excitada.**

Posição	$\lambda_1$ (mWb)	$\lambda_2$ (mWb)	...	$\lambda_{23}$ ( $\mu$ Wb)	$\lambda_{24}$ ( $\mu$ Wb)
1	1,6	1,5	...	4,7	3,4
2	1,6	1,4	...	4,7	3,4
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
$k-1$	0,89	0,51	...	4,8	3,4
$k$	0,89	0,51	...	4,7	3,4

**Fonte: elaborado pelo autor.**

Com esses resultados obtidos, as indutâncias próprias podem ser expressas como

$$L_{m,n} = \frac{\lambda_m}{i_n}, m = n . \quad (1)$$

As indutâncias mútuas entre duas bobinas podem ser calculadas por

$$L_{m,n} = \frac{\lambda_m}{i_n}, m \neq n . \quad (2)$$

Depois de aplicar as equações (1) e (2), chega-se a uma matriz de indutâncias como em (3), que representa os valores de indutâncias próprias e mútuas, para uma única posição axial.

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \vdots \\ \lambda_{23} \\ \lambda_{24} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1,1} & L_{1,2} & \cdots & L_{1,23} & L_{1,24} \\ L_{2,1} & L_{2,2} & \cdots & L_{2,23} & L_{2,24} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ L_{23,1} & L_{23,2} & \cdots & L_{23,23} & L_{23,24} \\ L_{24,1} & L_{24,2} & \cdots & L_{24,23} & L_{24,24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_{23} \\ i_{24} \end{bmatrix} \quad (3)$$

A matriz de indutâncias de (3) é uma matriz com dimensão 24x24, na qual os valores de indutâncias próprias das bobinas estão na diagonal principal, e as mútuas entre bobinas estão nas outras células.

Como existem  $k$  posições axiais, o atuador tem  $k$  matrizes 24x24 representando todas as indutâncias durante seu curso. O resultado disso é uma matriz tridimensional de tamanho 24x24x $k$  conforme (4), na qual cada termo  $L_{(k)}$  representa uma matriz 24x24.

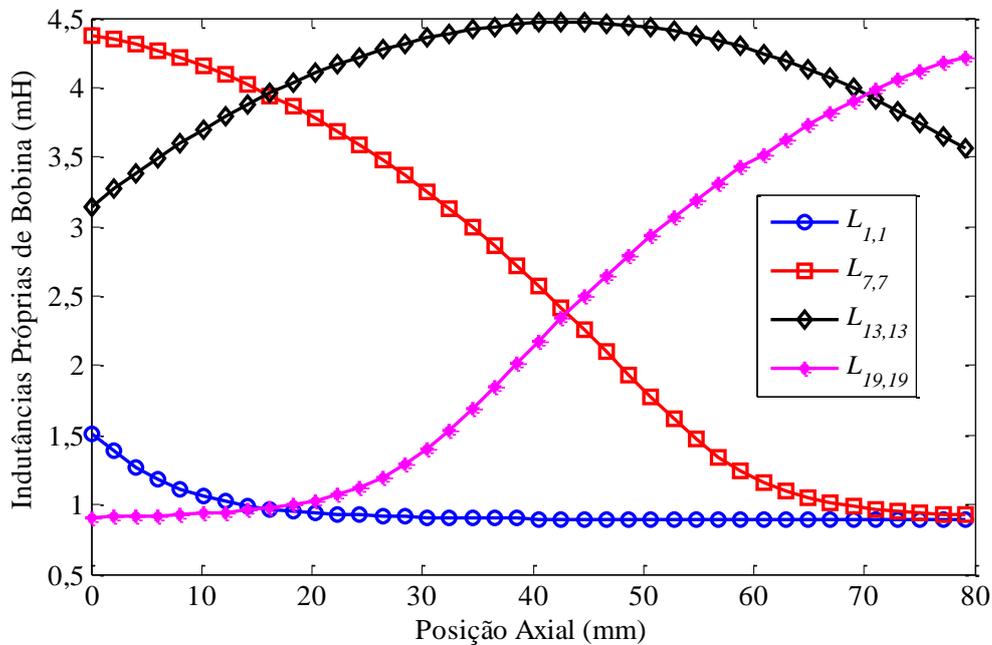
$$\hat{T} = [L_{(1)} \quad L_{(2)} \quad \cdots \quad L_{(k-1)} \quad L_{(k)}] \quad (4)$$

A Figura 29 e a Figura 30 mostram a indutância própria e mútua para quatro bobinas escolhidas aleatoriamente. Os resultados foram obtidos através de uma matriz extraída de (4).

Na Figura 29, a indutância própria de uma bobina varia em função da posição axial conforme a bobina se movimenta em relação às culatras ferromagnéticas. Algumas

bobinas foram escolhidas aleatoriamente para mostrar a variação da indutância. Para demonstrar todas as indutâncias próprias seriam necessárias 24 curvas.

**Figura 29 – Indutâncias próprias das bobinas 1, 7, 13 e 19 (a referência da posição axial é em relação à Figura 28).**



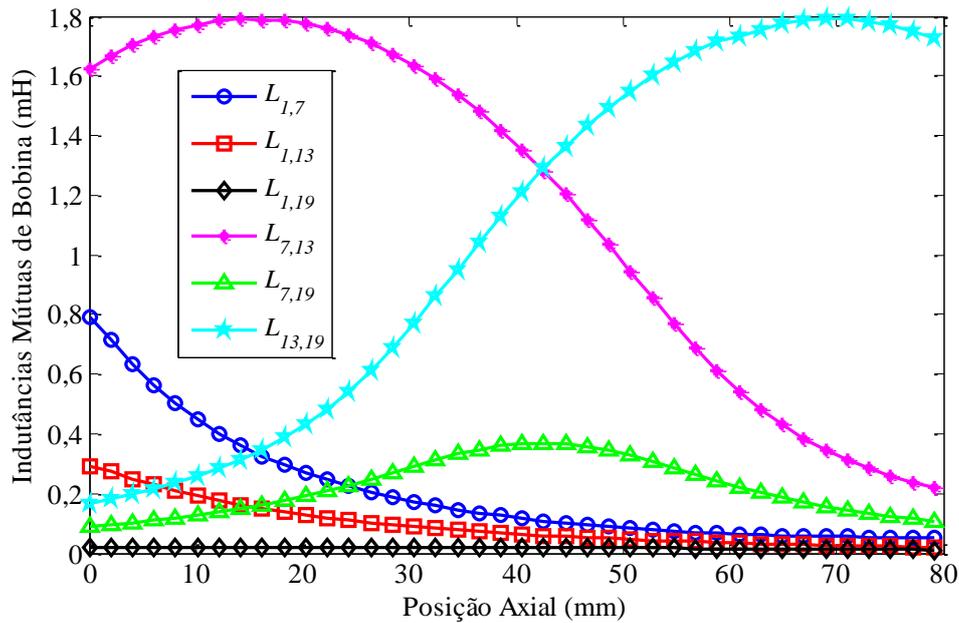
**Fonte: elaborado pelo autor.**

A partir da Figura 29 é possível observar, por exemplo, que na posição 0 mm a bobina 7 encontra-se em uma posição na qual ela está localizada entre as culatras, e conforme o deslocamento axial acontece, ela se movimenta para fora desta região. Já a bobina 19 na posição 0 mm está afastada das culatras, e conforme acontece o deslocamento axial, ela se movimenta para a região dentre as culatras. Logo, pode-se afirmar que a indutância própria de uma bobina é maior quando ela está na posição axial que equivale ao centro das culatras e decresce conforme ela se afasta desse ponto.

A Figura 30 apresenta a indutância mútua entre as mesmas bobinas escolhidas anteriormente (1, 7, 13 e 19) na Figura 29. É importante observar que para mostrar todas as indutâncias mútuas seriam necessárias 276 curvas. Pode-se observar, por exemplo, que a indutância mútua entre as bobinas 13 e 19, similarmente à analogia feita para as

indutâncias próprias, é máxima quando a posição média entre elas é coincidente com a posição central das culatras. Conforme esse ponto médio se afasta do centro axial das culatras, a indutância mútua decresce. Todas as indutâncias próprias e mútuas foram determinadas para todas as 24 bobinas em função da posição axial.

**Figura 30 – Indutâncias mútuas entre as bobinas 1 e 7, 1 e 13, 1 e 19, 7 e 13, 7 e 19, e 13 e 19 (essa referência é em relação à Figura 28) em função da posição axial.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

Para o cálculo das indutâncias síncronas  $L_d$  e  $L_q$ , primeiramente devem ser calculadas as indutâncias de fase (A, B e C) e as indutâncias mútuas entre essas fases.

Cada fase da armadura possui oito bobinas conectadas em série, conforme ilustrado na Figura 26, então as indutâncias próprias da fase A, fase B e fase C, são equacionadas em (5), (6) e (7) respectivamente.

$$L_A = \sum_{n=1}^8 \sum_{m=1}^8 L_{(3n-2)(3m-2)} (-1)^{n+1} (-1)^{m+1} \quad (5)$$

$$L_B = \sum_{n=1}^8 \sum_{m=1}^8 L_{(3n-1)(3m-1)} (-1)^{n+1} (-1)^{m+1} \quad (6)$$

$$L_C = \sum_{n=1}^8 \sum_{m=1}^8 L_{(3n)(3m)} (-1)^{n+1} (-1)^{m+1} \quad (7)$$

A indutância mútua entre as fases A e B pode ser calculada através de (8), a indutância mútua entre A e C pode ser obtida com (9), e a mútua entre B e C com (10).

$$M_{AB} = \sum_{n=1}^8 \sum_{m=1}^8 L_{(3n-1)(3m-2)} (-1)^{n+1} (-1)^m \quad (8)$$

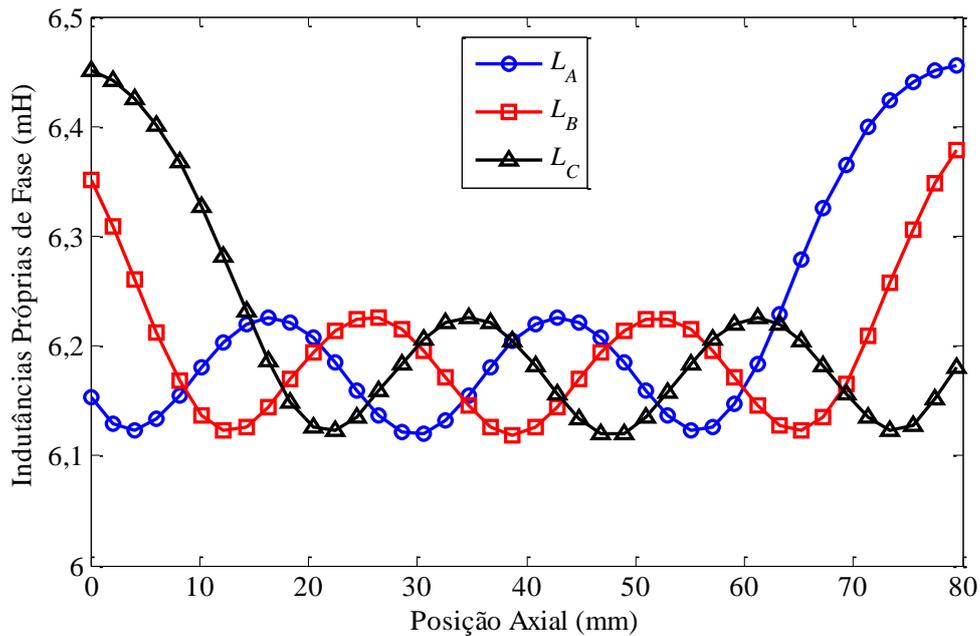
$$M_{AC} = \sum_{n=1}^8 \sum_{m=1}^8 L_{(3n)(3m-2)} (-1)^n (-1)^m \quad (9)$$

$$M_{BC} = \sum_{n=1}^8 \sum_{m=1}^8 L_{(3n-1)(3m)} (-1)^n (-1)^{m+1} \quad (10)$$

As equações de (5) a (10) precisam ser executadas  $k$  vezes para calcular a indutância para todas as posições. Todas as informações necessárias para realizar esses cálculos estão contidas em (4). A implementação desse método e das equações foi feita com o auxílio do *software* MATLAB<sup>®</sup>.

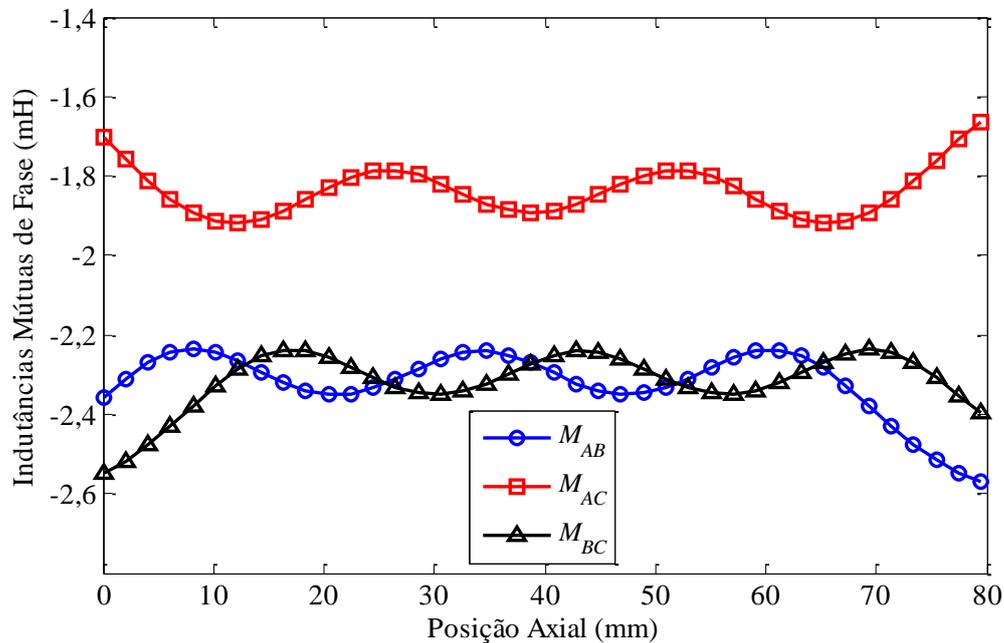
Baseado no modelo semianalítico, os resultados para as indutâncias próprias das fases A, B e C são obtidas e exibidas na Figura 31, e as indutâncias mútuas entre essas fases são obtidas e exibidas na Figura 32.

**Figura 31 – Resultado semianalítico para as indutâncias próprias das fases A, B e C.**



Fonte: elaborado pelo autor.

**Figura 32 – Resultado semianalítico para as indutâncias mútuas entre as fases A e B, fases B e C, e fases A e C.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

A Figura 31 mostra que existe variação nas indutâncias próprias das fases A, B e C conforme acontece o deslocamento axial. É importante ressaltar que entre o intervalo de cerca de 20 a 60 mm, todas as três curvas apresentam uma forma similar. Perto das extremidades, ou seja, nas posições de aproximadamente 0 a 20 mm e 60 a 80 mm, o formato das curvas difere. Pode ser observado que a forma da indutância própria da fase B é simétrica em relação ao centro e ocorre porque a distância da bobina B1- até o centro da armadura é a mesma da bobina B8+ até esse centro. O arranjo das bobinas pode também explicar o comportamento das indutâncias mútuas da Figura 32.

O modelo semianalítico proposto mostra que é possível identificar como a posição da parte móvel tem influência nas indutâncias próprias e mútuas no atuador linear. Nas próximas seções será mostrado como essa influência se propaga nas indutâncias síncronas de eixo direto e quadratura.

É importante destacar que as variações nas indutâncias nessa topologia de atuador tubular linear são devidas exclusivamente ao efeito de extremidade. Existe uma variação do circuito magnético nas extremidades da armadura conforme o deslocamento, e então essa variação acaba causando oscilações nas indutâncias. Conforme foi discutido nas seções anteriores, a armadura é assimétrica em relação ao centro, e esse efeito pode ser observado na diferença do valor médio das indutâncias mútuas. A indutância mútua entre a fase A e C é menor em módulo porque o caminho magnético entre essas fases é maior do que aqueles observados entre as fases A e B e entre as fases B e C. A influência do efeito de extremidade nas indutâncias próprias e mútuas acaba se propagando nas indutâncias síncronas.

Uma vez que as indutâncias próprias e mútuas do atuador são conhecidas, é possível obter as indutâncias síncronas do atuador utilizando as transformadas de coordenadas, transformando a referência de ABC para dq0. O equacionamento que faz essa transformação de coordenadas é conhecido como transformadas de Clarke e Park. Portanto, através de (11) e (12) pode-se obter a referência em dq0 (14) a partir da referência ABC (13), ou seja,

$$L_{dq0} = C^{-1}L_{abc}C, \quad (11)$$

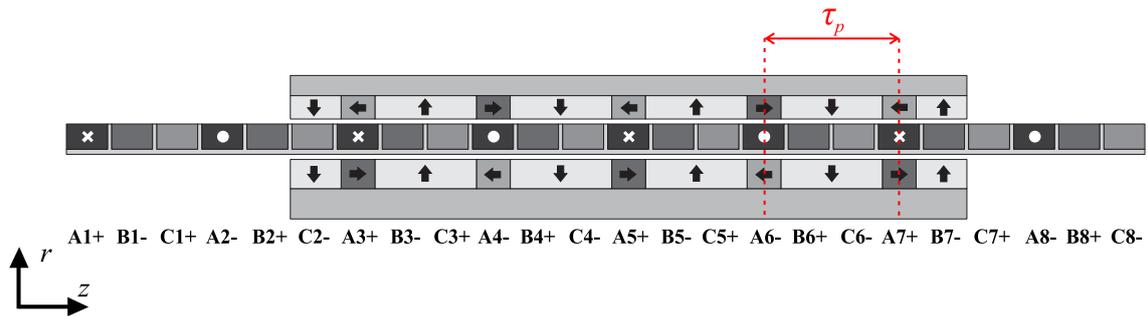
$$C = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$L_{abc} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$L_{dq0} = \begin{bmatrix} L_d & L_{dq} & L_{d0} \\ L_{qd} & L_q & L_{q0} \\ L_{0d} & L_{0q} & L_0 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

onde na matriz  $C$ ,  $\theta$  representa o ângulo elétrico. Na Figura 33 é possível identificar o passo polar da máquina ( $\tau_p$ ). As setas indicam direção de magnetização dos ímãs.

**Figura 33 – Definição do passo polar no atuador.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

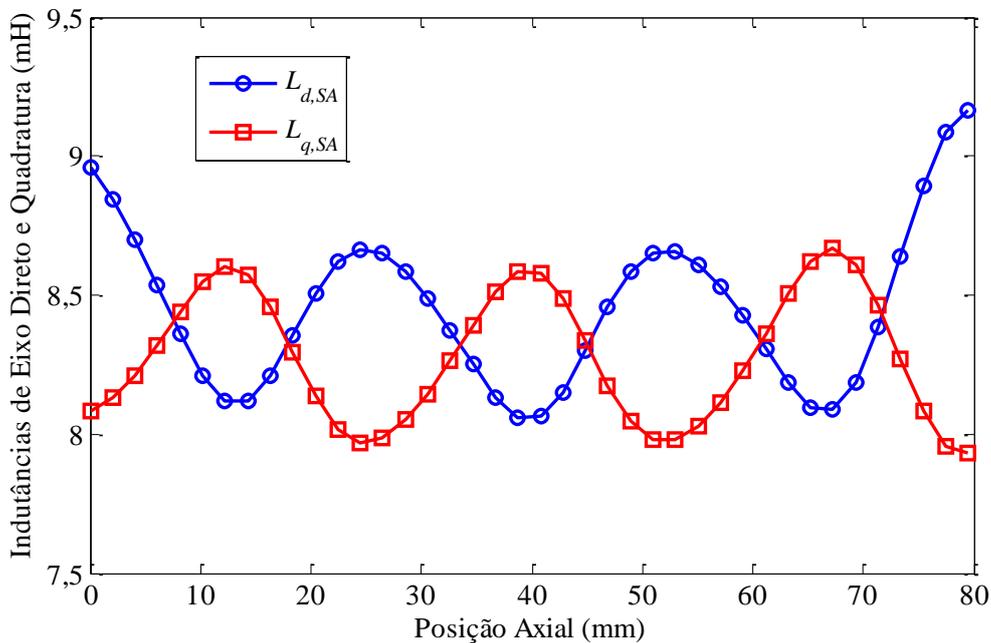
O valor de  $\theta$  é dado por

$$\theta = \frac{\pi z}{\tau_p} \quad (15)$$

Desta forma,  $\theta$  é função do passo polar e da posição axial  $z$  da armadura em relação ao estator. É importante ressaltar que as indutâncias  $L_{abc}$  são dependentes de  $z$  e isso terá influência sobre  $L_{dq0}$ . Aplicando-se (11), é possível obter as indutâncias síncronas do atuador em função do deslocamento da parte móvel em relação à parte estática, conforme mostrado na Figura 34.

É importante ainda ressaltar que a variação de  $L_d$  e  $L_q$  é estritamente relacionada aos efeitos de extremidade no atuador. Também pode ser observado que o período das formas de onda é de um passo polar  $\tau_p$ , mas a ocorrência espacial dos picos e vales é diferente.

**Figura 34 – Indutância de eixo direto ( $L_d$ ) e indutância de eixo em quadratura ( $L_q$ ), calculadas a partir de resultados do modelo semianalítico.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

Diante dos resultados de eixo direto e quadratura é possível identificar um padrão para as indutâncias. A indutância própria de uma fase alcança seu valor máximo quando as suas respectivas bobinas estão em posição de eixo direto. A indutância própria de uma fase tem seu valor mínimo quando suas bobinas estão em posição de eixo em quadratura. As indutâncias mútuas têm um padrão diferente: quando elas estão em posição de eixo direto a indutância é mínima (valor absoluto) e quando em posição de eixo em quadratura a indutância é máxima (valor absoluto).

No caso das indutâncias de eixo direto e quadratura, quando as bobinas da fase B estão em posição de eixo direto,  $L_d$  alcança seu maior valor e  $L_q$  o menor valor. Quando a fase B está em posição de eixo em quadratura, o valor de  $L_q$  é máximo e o valor de  $L_d$  é mínimo. Isso pode ser associado ao fato de que a fase B é simétrica em relação às extremidades das culatras em ambas as posições, inicial e final.

## 4 MODELO NUMÉRICO

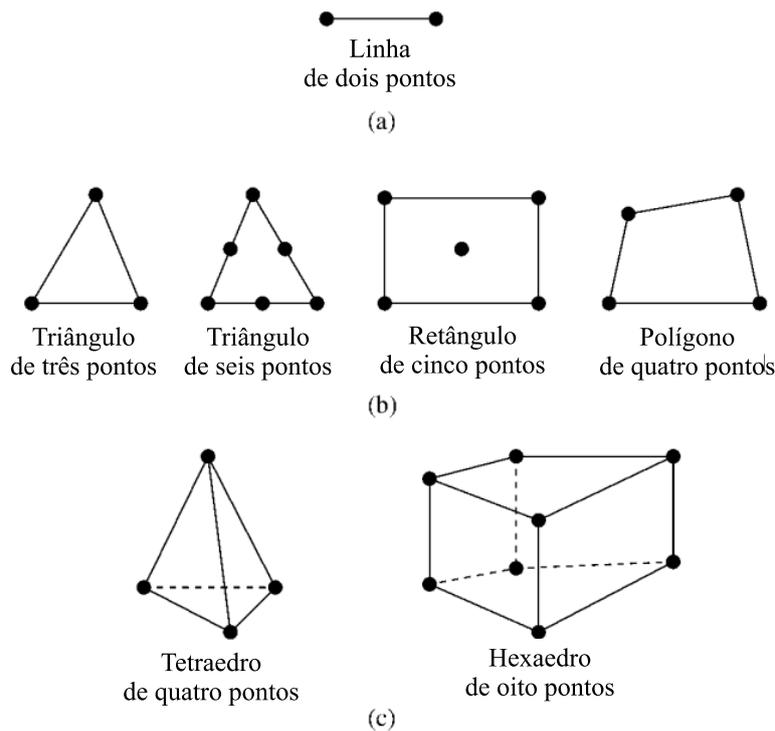
Neste capítulo é descrita a forma como o modelo numérico do atuador foi implementado e simulado utilizando MEF. Para isso, é feita uma breve revisão bibliográfica sobre esse método, é mostrado como o modelo geométrico foi elaborado, respeitando a topologia mecânica, utilizando um *software* comercial e quais as condições de contorno e de movimentação que foram impostas nesse modelo. O modelo foi simulado de duas maneiras distintas: transiente e magnetostática. Por fim, os resultados numéricos dos valores de indutância obtidos diretamente dos modelos são apresentados.

### 4.1 MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

O Método dos Elementos Finitos tem origem na área de análise das estruturas, sendo que seu uso para resolução de problemas de eletromagnetismo ocorreu somente a partir de 1968 (SADIKU, 2000). O MEF surge então como uma forte alternativa aos métodos usuais até então empregados, o método das diferenças finitas (MDF) e o método dos momentos (MOM), por ser mais eficaz e principalmente mais robusto para geometrias mais complexas. Segundo (SADIKU, 1989), o MEF é baseado em quatro etapas: discretizar a solução da região em um número finito de elementos; determinar a equação geral para cada elemento; juntar as equações de todos os elementos da região para se obter um sistema de equações; e resolver esse sistema de equações criado. O nome de elementos finitos vem dessa característica do método de criar elementos dentro de uma região (região é uma geometria com a mesma permeabilidade). A Figura 35 mostra exemplos típicos de elementos finitos criados para solução de regiões com uma, duas ou três dimensões.

A partir dessas etapas começa a resolução do sistema até que o critério de convergência (quando o resíduo encontrado na iteração atual é menor que o resíduo, ou erro, que é definido antes da simulação) seja atingido. O método para convergência tipicamente usado é o Método de Newton-Raphson, baseado na expansão da série de Taylor da equação, onde é criada a matriz jacobiana e esta é recalculada a cada iteração. A partir dela são realizados os cálculos das derivadas parciais internas que determinam a correção do valor atual. Se o resíduo é menor que o estipulado, as iterações são então finalizadas e o método convergiu.

**Figura 35 – Elementos finitos típicos criados para modelos com (a) uma dimensão, (b) duas dimensões e (c) três dimensões.**

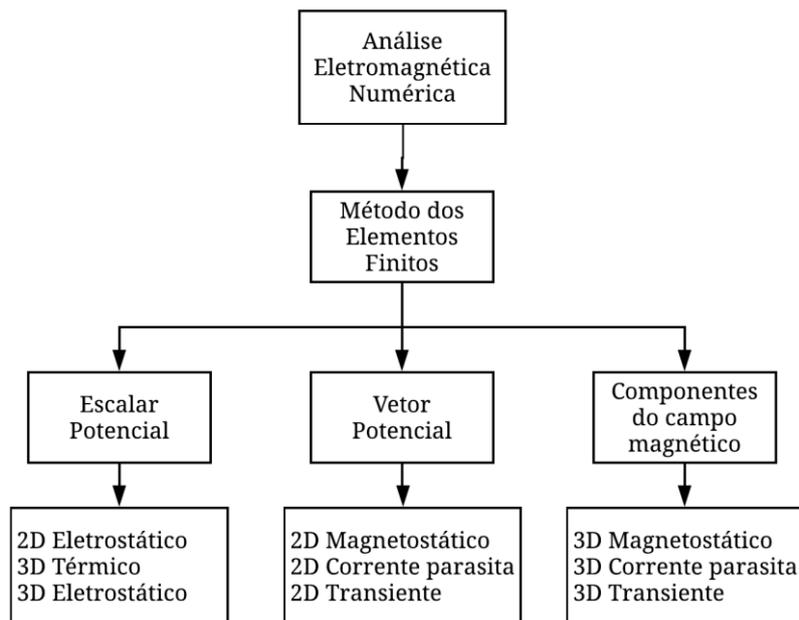


Fonte: adaptado de (SADIKU, 2000).

O *software* utilizado para aplicação do MEF é o ANSYS Maxwell Electromagnetics<sup>®</sup>, que resolve problemas eletromagnéticos aplicando as equações de Maxwell na forma diferencial para uma região finita com condições de contorno apropriadas. Para problemas de ordem magnetostática e transiente em duas dimensões,

o *software* soluciona a equação diferencial para o vetor potencial magnético. O fluxograma apresentado na Figura 36, mostra quais os tipos possíveis de análise eletromagnética. Dentre as possibilidades para resolução numérica, é mostrado como é resolvido o MEF dependendo da geometria do problema.

**Figura 36 – Fluxograma representando os diferentes métodos de análise eletromagnética, mostrando quais tipos de resolução o *software* comercial ANSYS utiliza para o MEF.**



Fonte: Adaptado de (ANSYS INC., 2012).

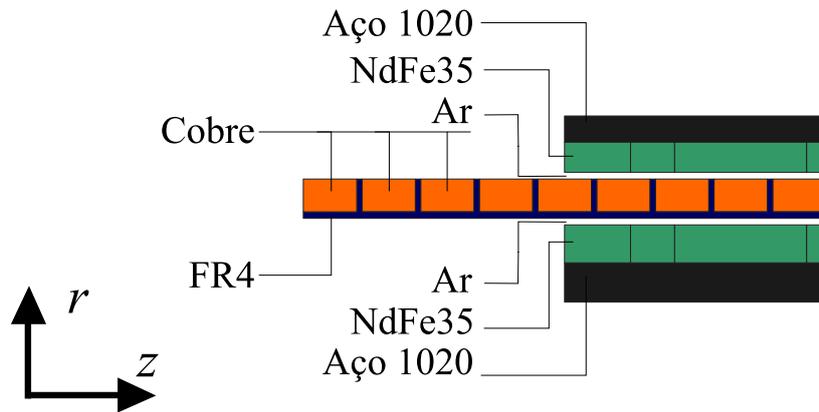
## 4.2 MODELO DA SIMULAÇÃO

Como a topologia do atuador é tubular, é possível fazer uma simulação bidimensional, selecionando a opção de simetria em torno de um eixo. A consideração feita é que  $z$  representa o eixo axial. As dimensões da topologia mecânica foram projetadas para se obter as melhores respostas dinâmicas e características que atendessem às necessidades de projeto, e podem ser consultadas em (ECKERT, 2016).

A Figura 37 apresenta uma seção do atuador com os materiais presentes no atuador. Os componentes mecânicos estruturais não são mostrados nessa figura e

também não foram considerados no modelo em elementos finitos, uma vez que esses não afetam o arranjo eletromagnético da máquina. Os arranjos de Halbach são feitos com a liga NdFe35, as bobinas são de cobre, a bobina é fabricada em FR4 (fibra de vidro com resina epóxi) e as culatras são de aço 1020.

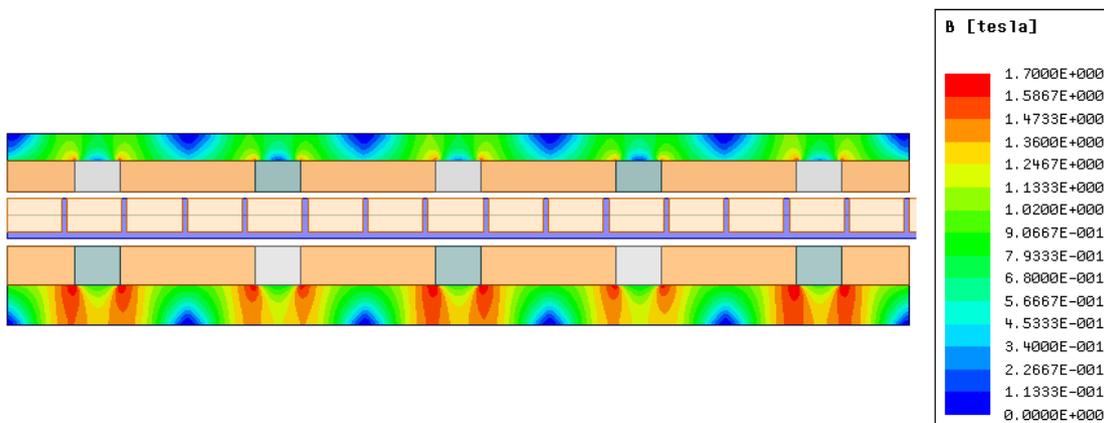
**Figura 37 – Materiais do atuador que devem ser levados em conta na elaboração do modelo numérico para que os resultados sejam os mais próximos possíveis dos valores reais.**



Fonte: elaborado pelo autor.

Conforme o projeto do atuador descrito em (ECKERT, 2016), as culatras são dimensionadas para não possuir saturação magnética significativa. A Figura 38 mostra a densidade de fluxo magnético, em módulo, nas culatras do atuador.

**Figura 38 – Densidade de fluxo magnético nas culatras do atuador, considerando armadura e campo excitados.**

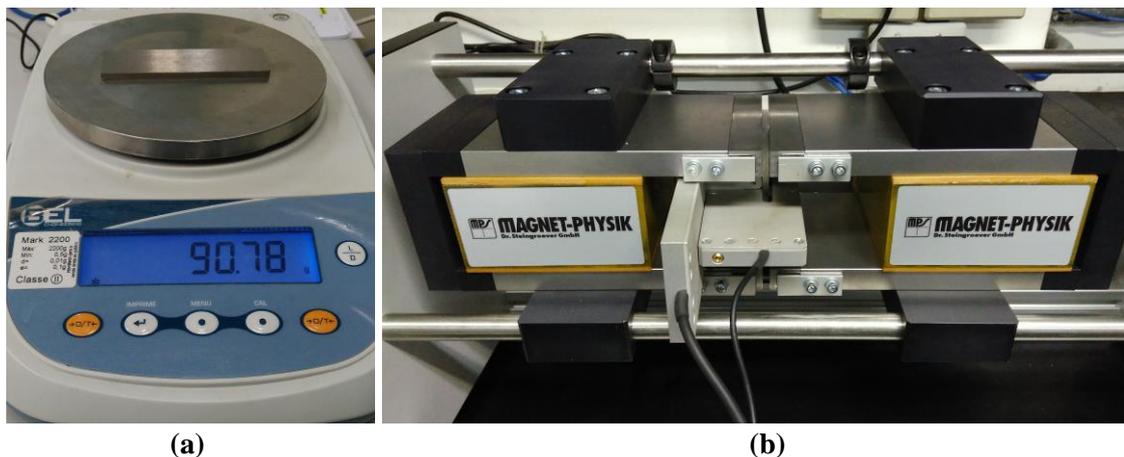


Fonte: elaborado pelo autor.

A influência da saturação magnética na oscilação das indutâncias será abordada com mais detalhes na subseção 6.1.

De modo a se obter resultados mais precisos na análise por elementos finitos, a curva de magnetização inicial de uma amostra de aço 1020 das culatras foi caracterizada no LMEAE utilizando um histeresímetro. A Figura 39(a) mostra a amostra de material ferromagnético tendo sua massa medida em uma balança de precisão para inserir esse valor no *software* do histeresímetro, e a Figura 39(b) mostra a peça posicionada nas ponteiras de medição do histeresímetro pronta para ser caracterizada. Para garantir que o resultado da curva de permeabilidade caracterizada experimentalmente a partir da amostra é de fato a curva das culatras da máquina, essa amostra foi retirada do mesmo bloco de aço que deu origem (após a usinagem) às culatras do atuador. Dessa maneira, garante-se que a curva de magnetização do material caracterizado é a mesma do material utilizado no atuador.

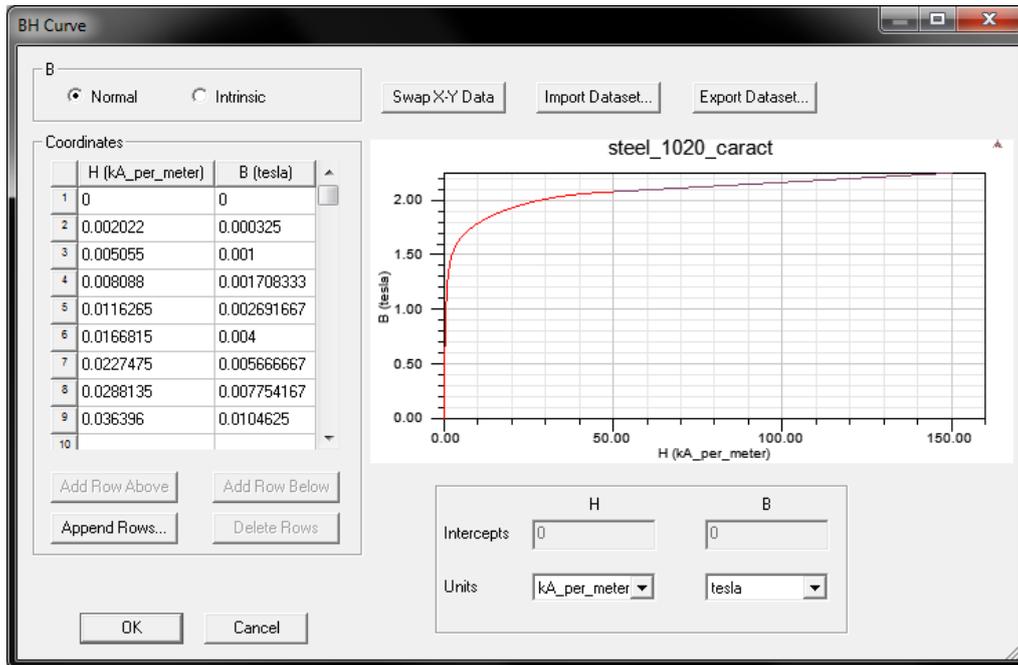
**Figura 39 – Caracterização de uma amostra do material das culatras do atuador, na (a) balança de precisão e (b) nas ponteiras do histeresímetro.**



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 40 mostra a curva de magnetização obtida experimentalmente e inserida no *software* de elementos finitos.

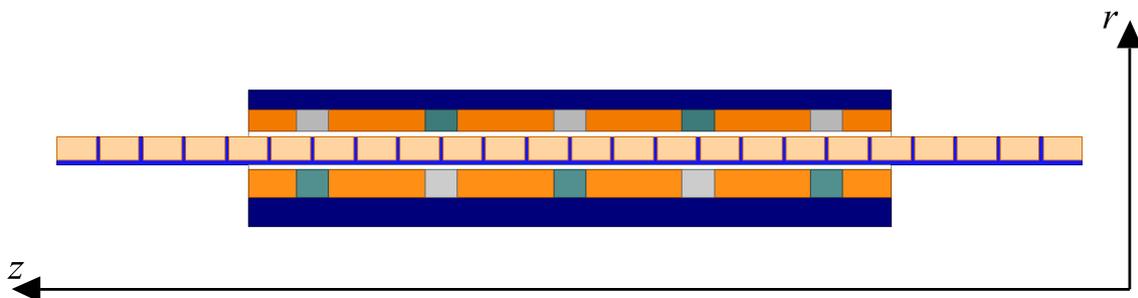
**Figura 40 – Curva de magnetização do aço 1020 das culatras que foi caracterizada e inserida no modelo de elementos finitos.**



Fonte: captura de tela do *software* ANSYS.

Uma vez definidos os materiais do atuador, o modelo completo foi elaborado em *software* de elementos finitos, conforme Figura 41. Esse modelo representa a estrutura eletromagnética da máquina. O modelo foi construído com base nas dimensões citadas em (ECKERT, 2016), e de maneira paramétrica para permitir que a simulação fosse realizada movimentando-se a armadura da máquina, tendo assim valores de campo magnético para cada posição axial.

**Figura 41 – Vista bidimensional axissimétrica do modelo numérico completo da estrutura eletromagnética do atuador, com a armadura na posição central.**

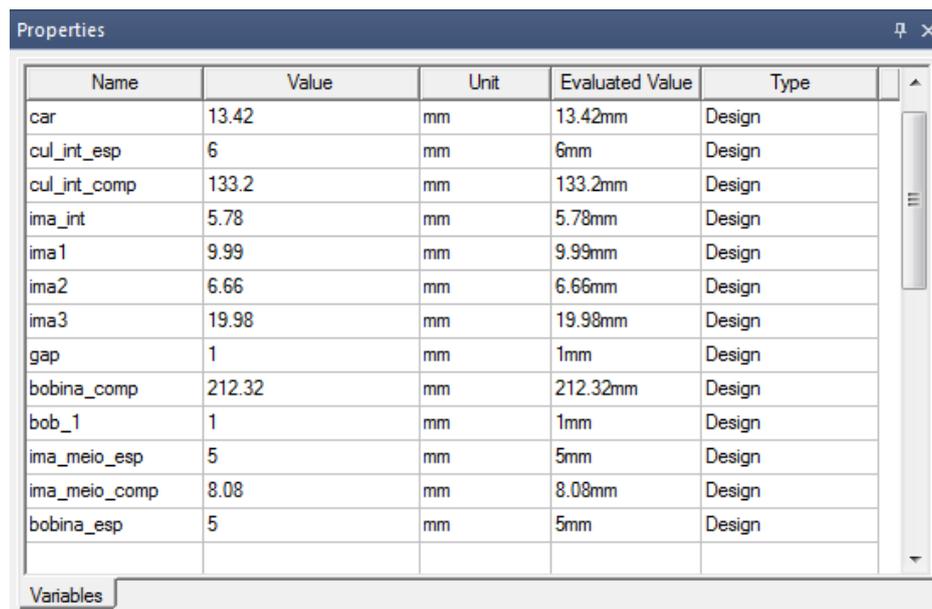


Fonte: captura de tela do *software* ANSYS.

O modelo numérico foi parametrizado, o que significa que foi construído atribuindo-se variáveis geométricas a cada uma das dimensões. Esse modo permite alterar a geometria ou posição das peças facilmente. A Figura 42 apresenta uma tabela das propriedades do *software* de elementos finitos contendo algumas das variáveis de projeto utilizadas para no modelo numérico do atuador.

O processo de simulação, no caso do atuador, requer uma região de contorno que indique onde é o limite máximo para as linhas de fluxo magnético; portanto, essa região deve ser suficientemente grande para comportar as linhas de fluxo magnético sem comprometer os resultados numéricos.

**Figura 42 – Exemplo de tabela do *software* mostrando os valores dimensionais atribuídos à geometria do atuador para modelagem paramétrica.**



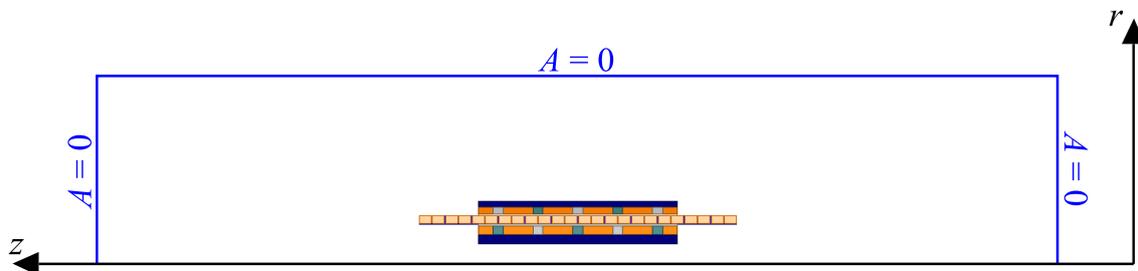
Name	Value	Unit	Evaluated Value	Type
car	13.42	mm	13.42mm	Design
cul_int_esp	6	mm	6mm	Design
cul_int_comp	133.2	mm	133.2mm	Design
ima_int	5.78	mm	5.78mm	Design
ima1	9.99	mm	9.99mm	Design
ima2	6.66	mm	6.66mm	Design
ima3	19.98	mm	19.98mm	Design
gap	1	mm	1mm	Design
bobina_comp	212.32	mm	212.32mm	Design
bob_1	1	mm	1mm	Design
ima_meio_esp	5	mm	5mm	Design
ima_meio_comp	8.08	mm	8.08mm	Design
bobina_esp	5	mm	5mm	Design

**Fonte: captura de tela do *software* ANSYS.**

A Figura 43 mostra a região de contorno estabelecida no modelo do atuador onde foram impostas as condições de Dirichlet (potencial vetor magnético na linha é zero,  $A = 0$ ). O tamanho da região que delimita o modelo é alterado dinamicamente conforme a posição da armadura se desloca, o comprimento da região que compreende o modelo na direção axial se mantém em 100% do comprimento axial total nos dois

lados da direção axial. Já na direção radial, o comprimento da região é de 300% do raio externo do atuador.

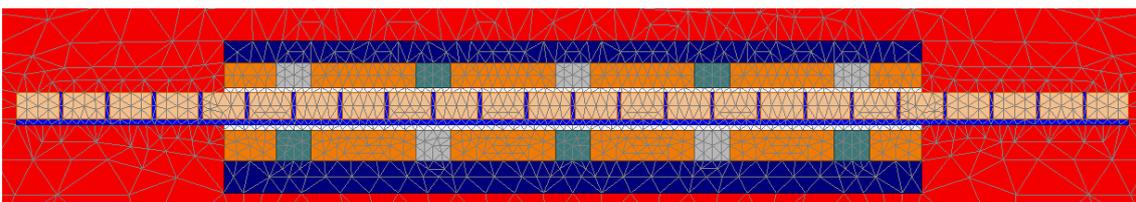
**Figura 43 – Vista bidimensional axissimétrica do atuador no *software* indicando a região de contorno estabelecida.**



Fonte: captura de tela do *software* ANSYS.

Com a geometria do modelo finalizada e os materiais corretamente atribuídos, é necessário definir o tamanho da malha dos elementos finitos. O tamanho dos elementos está diretamente relacionado ao tempo de simulação, e também à precisão dos resultados. Quanto menor o tamanho dos elementos, maior precisão terá o resultado e maior será o tempo de simulação. A Figura 44 mostra um exemplo de malha de elementos finitos que pode ser utilizada na modelagem do atuador. Essa malha apresentada é ilustrativa com tamanhos de elementos seis vezes maiores que a utilizada, pois a malha original é tão densa que não é possível observar os elementos. A geometria é bidimensional, e também é possível notar que a malha definida pelo *software* é triangular (definida automaticamente pelo *software*). Para definir o valor mínimo de tamanho de elemento foi considerado o tempo de simulação e a precisão dos resultados.

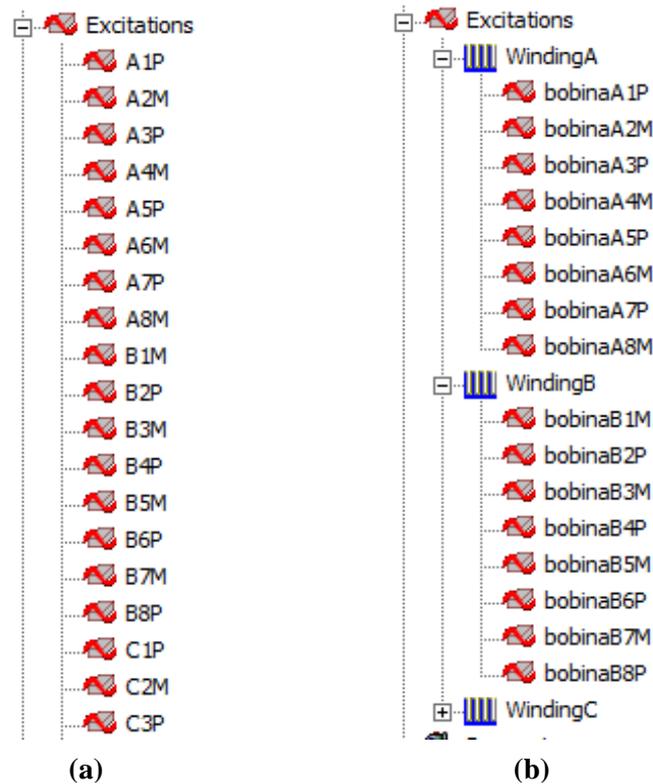
**Figura 44 – Vista bidimensional axissimétrica do modelo completo do atuador no *software* mostrando a malha de elementos finitos utilizada para o cálculo.**



Fonte: captura de tela do *software* ANSYS.

A próxima etapa do método é a definição da excitação. O modo pelo qual a excitação é definida depende se a análise é transiente ou magnetostático. Para o modelo magnetostático, a excitação é realizada por meio de fontes de corrente contínua. É definida uma excitação para cada geometria de bobina, e dentro de cada uma dessas excitações são inseridos dois parâmetros: o valor da corrente e a direção da corrente. As direções das correntes na bobina são atribuídas considerando-se o circuito elétrico equivalente da máquina, conforme mostrado na Figura 26. A Figura 45(a) mostra um exemplo de como é feita a excitação das bobinas do atuador no modo magnetostático.

**Figura 45 – Tipos de excitação atribuídos nos modelos (a) magnetostático e (b) transiente.**

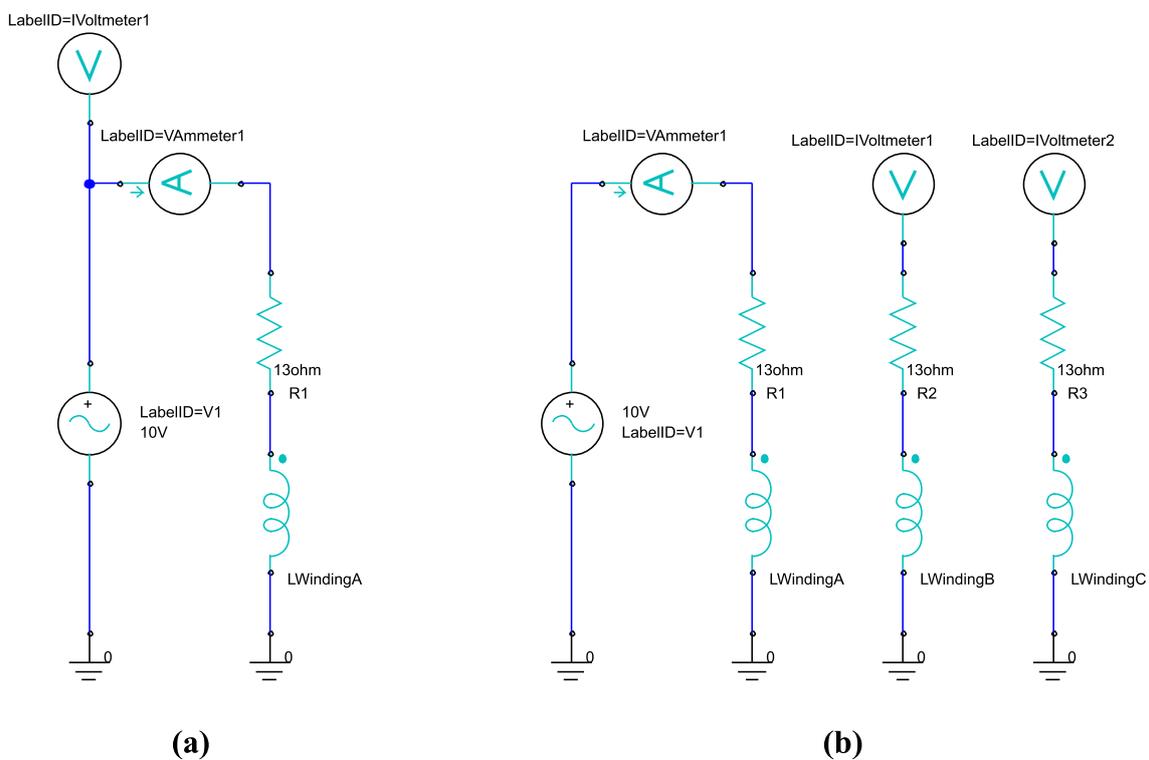


**Fonte: captura de tela do software ANSYS.**

A Figura 45(b) mostra como são definidas as excitações no modelo de simulação transiente. Nesse modelo, a cada bobina são atribuídos dois parâmetros: o número de espiras e a polaridade. Depois de cada bobina ser devidamente cadastrada, é possível

criar um enrolamento para cada fase, o qual conterá as bobinas em série. A excitação é aplicada aos enrolamentos de fase, e neste caso isso foi implementado com circuito externo. O circuito externo é modificado de acordo com a medição desejada, e é diferente para o cálculo da indutância própria ou indutância mútua, pois, representa como o circuito deve ser conectado aos enrolamentos. Os enrolamentos se tornam componentes disponíveis dentro do editor de circuitos do *software*, e a Figura 46(a) exemplifica um circuito para excitação que é utilizado para calcular a indutância própria da fase A enquanto a Figura 46(b) mostra o circuito equivalente para determinação das indutâncias mútuas AC e AB. Resistores são conectados em série para representar a resistência equivalente de cada uma das fases.

**Figura 46 – Exemplo de circuito externo utilizado nas simulações transientes para o cálculo da (a) indutância própria da fase A e (b) indutância mútua entre a fase A e as demais.**



Fonte: captura de tela do *software* ANSYS.

Quando o propósito é calcular a indutância própria de uma fase, é feita uma excitação de tensão senoidal (análise CA) no enrolamento dessa fase e a corrente é analisada. Com esses dois valores é possível calcular a reatância e por fim a indutância.

A partir do módulo dos fasores de tensão aplicada  $\hat{V}$  e corrente medida  $\hat{I}$ , pode-se calcular a reatância conforme (16) e a indutância conforme (17), para indutâncias próprias.

$$X_L = \sqrt{\left(\frac{|\hat{V}|}{|\hat{I}|}\right)^2 - R^2} , \quad (16)$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} . \quad (17)$$

Alternativamente, o *software* permite determinar a tensão apenas no elemento indutivo ( $\hat{V}_L$ ) sem considerar o resistor, o que seria impossível de se obter na prática. Logo, também é possível calcular a reatância pela equação (18).

$$X_L = \frac{|\hat{V}_L|}{|\hat{I}|} \quad (18)$$

Para o cálculo da indutância mútua, é analisada a tensão que é induzida em um enrolamento não excitado criada a partir da corrente aplicada em um enrolamento excitado. Por exemplo, entre a fase B e A,  $M_{BA}$ , a seguinte relação deve ser seguida

$$v_B = -M_{BA} \cdot \frac{di_A}{dt} , \quad (19)$$

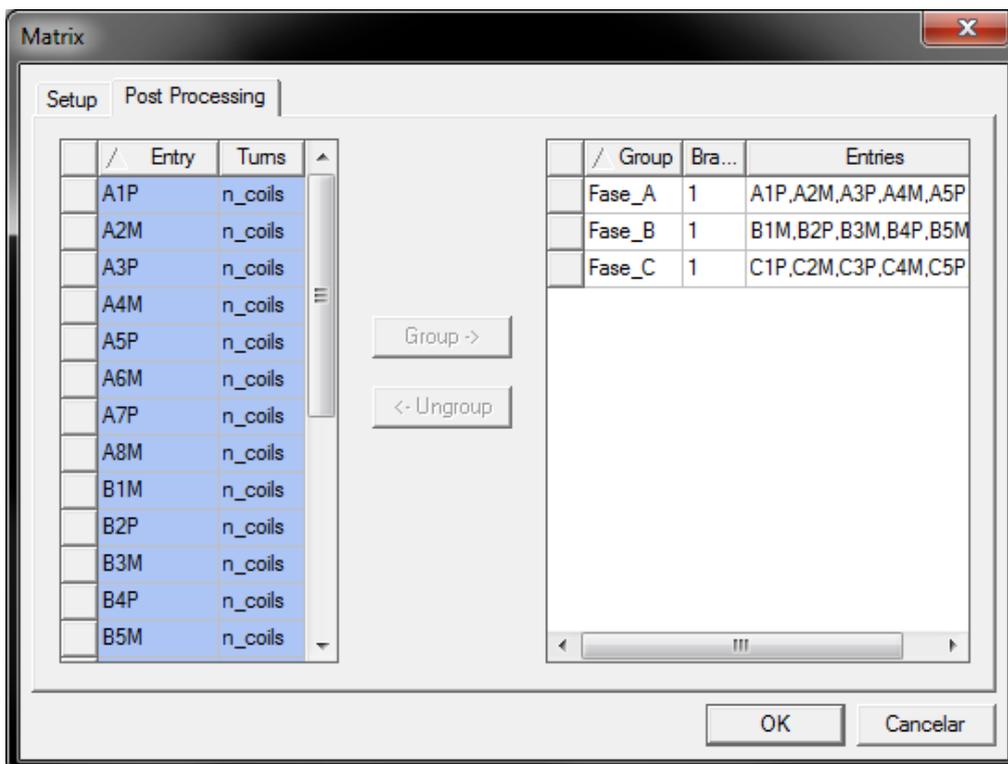
onde  $v_B$  é a tensão induzida na fase B devido à corrente na fase A,  $i_A$ . Considerando-se (19) com uma excitação senoidal com frequência angular  $\omega$ , a indutância mútua entre fases pode ser determinada por

$$M_{BA} = \frac{v_{Bm\acute{a}x}}{\omega \cdot i_{Am\acute{a}x}}. \quad (20)$$

onde  $v_{Bm\acute{a}x}$  é o valor de pico da tensão da fase B e  $i_{Am\acute{a}x}$  é o valor de pico da corrente na fase A. Alternativamente, (20) pode ser escrita em função dos valores eficazes de tensão ou corrente.

O cálculo das indutâncias no modo magnetostático é mais simples para o usuário, pois, diante das excitações mostradas na Figura 45(a), pode-se criar uma matriz de indutâncias, como na Figura 47. Nela é possível definir a quantidade de espiras das bobinas, formando grupos de bobinas para cada fase. O resultado disso são três grupos de bobinas (cada um em série) representando a topologia elétrica do atuador.

**Figura 47 – Matriz de fases atribuída no modelo magnetostático para os cálculos de indutâncias próprias e mútuas das fases.**

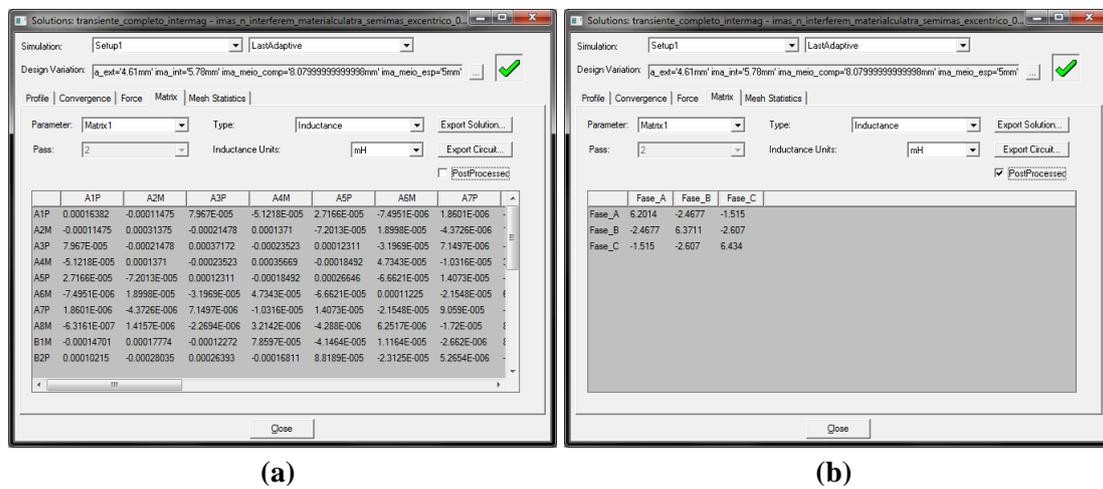


Fonte: captura de tela do *software* ANSYS.

É possível observar na Figura 48 o resultado da solução da matriz de equações para uma única posição axial do atuador. A Figura 48(a) apresenta a matriz de pré-

processamento, onde existe uma matriz 24x24 (número de bobinas), sendo que a diagonal principal representa as indutâncias próprias de cada um dos elementos da bobina e os demais elementos representam as indutâncias mútuas entre as bobinas. A Figura 48(b) apresenta o resultado pós-processado, considerando a matriz de indutâncias da Figura 47, onde é possível observar a indutância própria das fases e mútua entre fases.

**Figura 48 – Exemplo da matriz de indutâncias para uma determinada posição (a) antes do pós-processamento e (b) depois do pós-processamento considerando a matriz de fases.**



Fonte: captura de tela do *software* ANSYS.

### 4.3 MÉTODO DE CÁLCULO

Conforme discutido na seção anterior, a simulação foi executada de duas formas distintas, isto é, magnetostática e transiente. A simulação magnetostática do *software* utilizado calcula o campo magnético estático em uma determinada estrutura geométrica, dada uma excitação de corrente contínua. O campo magnético é calculado tanto em materiais lineares quanto em não lineares. Segundo (ANSYS INC., 2012), a indutância

por espira  $L_i$  é obtida a partir do cálculo da energia armazenada no campo magnético ( $W_m$ ), conforme (21), que, segundo (GIERAS, 2010), fornece resultados muito precisos.

$$W_m = \frac{1}{2} \cdot L_i \cdot i^2 \quad (21)$$

Já a energia magnética em um dado volume  $V$  é determinada a partir da distribuição de campo magnético  $\vec{H}$  e densidade de fluxo magnético  $\vec{B}$  obtidas da simulação numérica da seguinte forma

$$W_{campo} = \int_V \left( \int_0^{B_0} \vec{H} \cdot d\vec{B} \right) dV \quad (22)$$

Assim como o cálculo da energia é determinada no pós-processamento, a matriz de indutâncias também é. Para uma bobina, a indutância própria é calculada como

$$L_{bobina_i} = L_i \cdot n_i^2, \quad (23)$$

onde  $n_i$  é o número de espiras de cada bobina. Para a conexão das bobinas em série, o cálculo é feito através de

$$L_{total\,série} = \sum_{i=1}^m L_{bobina_i} + \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^m M_{ij} \cdot n_i \cdot n_j + \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^m M_{ji} \cdot n_i \cdot n_j, \quad (24)$$

onde  $m$  representa o número de bobinas,  $L_{bobina_i}$  representa o termo da indutância própria para cada bobina,  $M_{ij}$  e  $M_{ji}$  representam os termos das indutâncias mútuas, e  $n_i$  e  $n_j$  são os números de espiras de cada bobina do grupo.

Na simulação do tipo transiente, o campo magnético é calculado no domínio do tempo, causado por enrolamentos excitados por tensão ou corrente (que tem uma determinada frequência e variam ao longo do tempo). Essa excitação ocorre através de um circuito externo ou de uma equação que descreva a fonte de excitação. Nessa simulação é considerado que a fonte de excitação e a movimentação da armadura

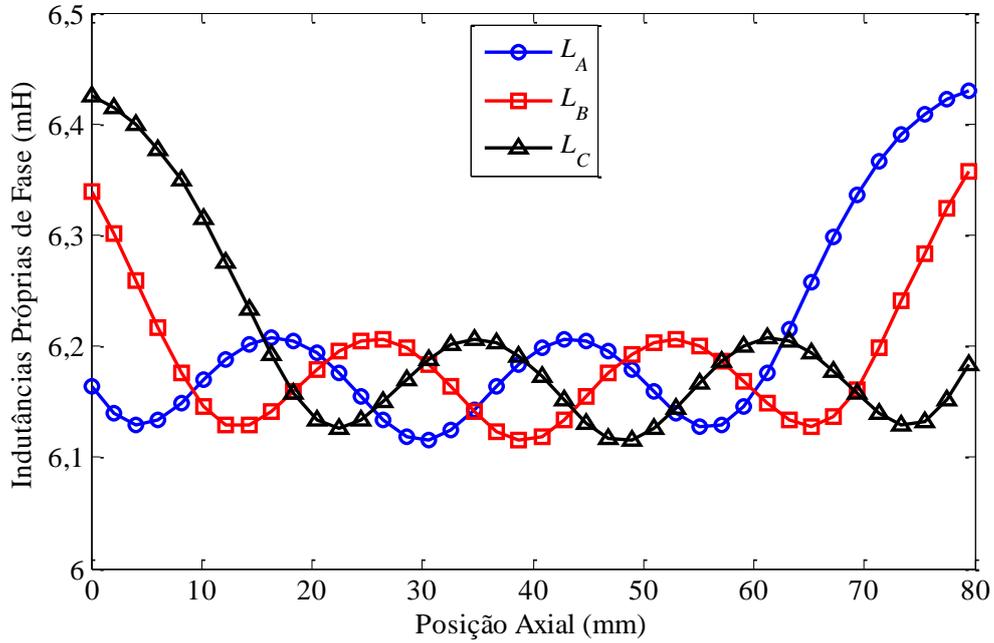
causam correntes induzidas no material ferromagnético. O equacionamento utilizado para cálculo de indutâncias no modelo transiente foi o apresentado anteriormente na subseção 4.2, que busca encontrar a reatância indutiva a partir de um circuito conhecido. Através da inserção de voltímetros e amperímetros inseridos no circuito externo, a reatância indutiva foi calculada através de (16) e (17).

Os resultados comprovaram que ambas as maneiras de cálculo do *software* são eficazes para a determinação das indutâncias, pois, elas apresentam resultados semelhantes com pequenas variações devido ao fato de que no modelo transiente são consideradas perdas por correntes induzidas. Foram realizadas simulações com os ímãs magnetizados e desmagnetizados; entretanto, não foi observada diferença significativa entre os resultados das indutâncias. As diferenças entre esses modelos serão melhor detalhadas na subseção 6.1.

#### **4.4 RESULTADOS**

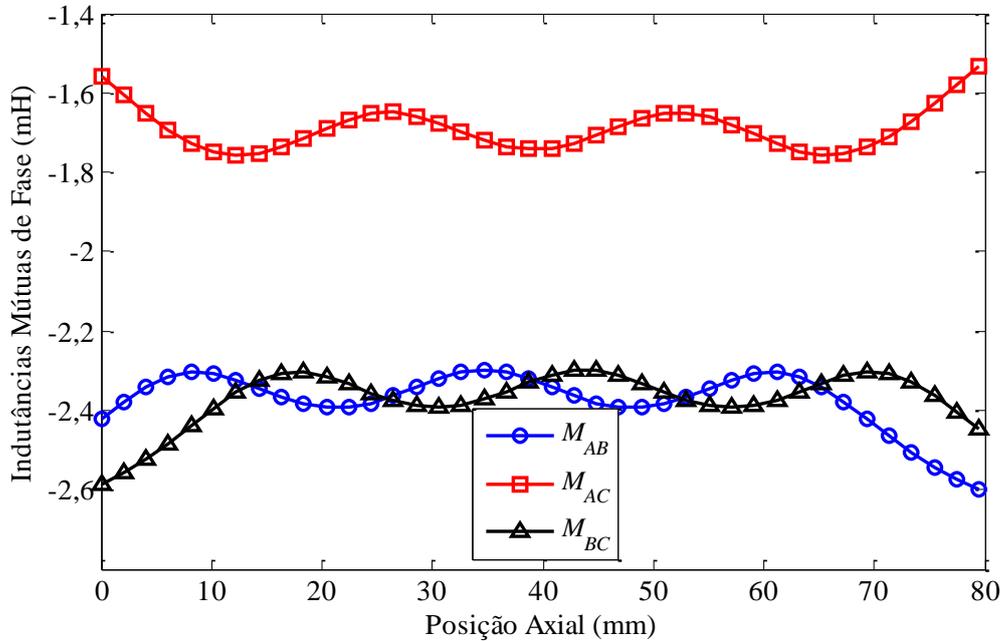
A Figura 49 e a Figura 50, apresentam, respectivamente, as indutâncias próprias e mútuas do atuador, em função da posição axial da armadura, obtidas a partir do modelo completo do atuador feito no *software* de elementos finitos. Os resultados de indutância apresentados nesse trabalho são baseados no modelo magnetostático, uma vez que os dois métodos (transiente e magnetostático) se mostraram equivalentes (resultados similares). Os resultados numéricos do Capítulo 3 também são resultados de análise magnetostática.

**Figura 49 – Indutâncias próprias das fases do atuador tubular em função da posição axial da armadura em relação às culatras, obtidas a partir do modelo numérico completo do atuador.**



Fonte: elaborado pelo autor.

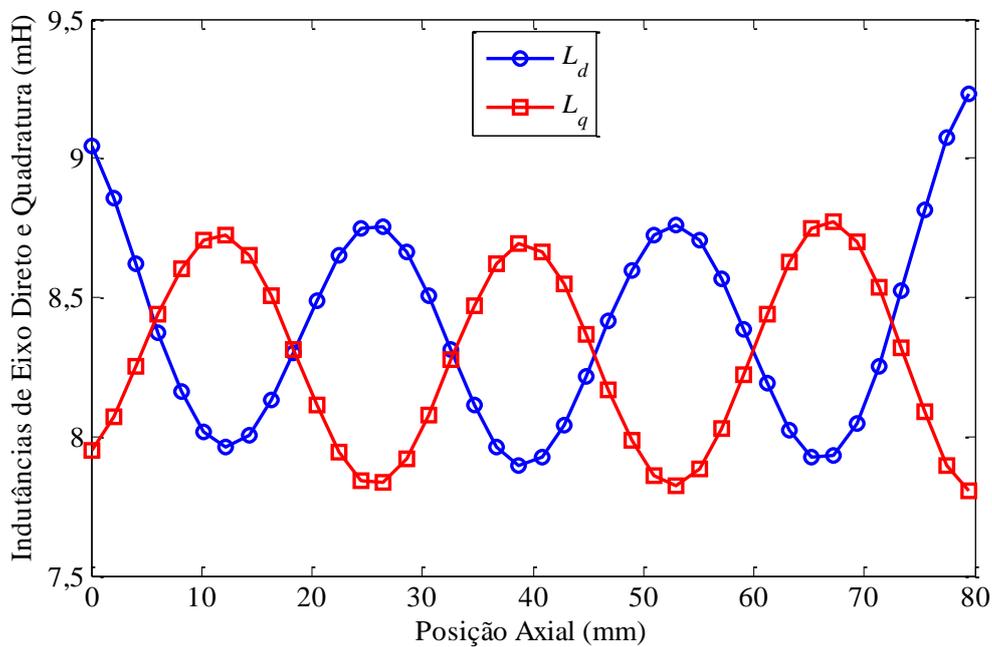
**Figura 50 – Indutâncias mútuas entre fases do atuador tubular em função da posição axial da armadura em relação às culatras, obtidas a partir do modelo numérico completo do atuador.**



Fonte: elaborado pelo autor.

É apresentado na Figura 51, o resultado das indutâncias síncronas calculadas a partir dos resultados obtidos por meio do modelo numérico completo. Os resultados obtidos a partir do modelo numérico são semelhantes aos do modelo semianalítico, e são discutidos com mais detalhes no Capítulo 6, após a apresentação dos resultados experimentais.

**Figura 51 – Indutâncias síncronas do atuador tubular em função da posição axial da armadura em relação às culatras, calculadas a partir dos resultados de indutâncias do modelo numérico completo do atuador.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

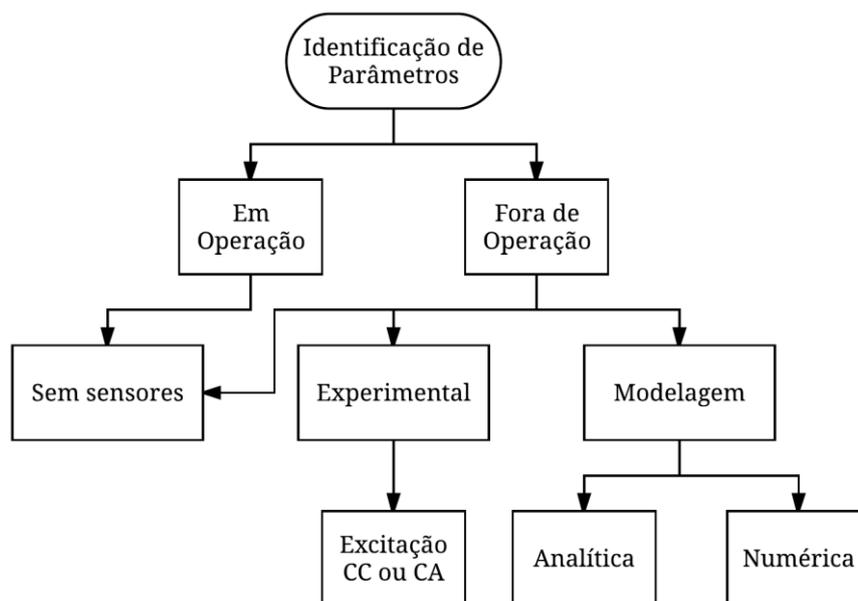
## 5 ANÁLISE EXPERIMENTAL

Nesta seção é apresentada a análise experimental realizada. É também apresentada uma breve revisão sobre os métodos de medição de indutância em máquinas lineares, e a escolha e justificativa do método adotado para o atuador. São mostrados a estrutura física de medição e os materiais e métodos que foram utilizados para aquisição dos dados. As incertezas de medição das indutâncias são determinadas, e um projeto de experimentos é elaborado para comprovar, por meio de um método científico, que a indutância varia com a posição axial.

### 5.1 MÉTODOS DE MEDIÇÃO DE INDUTÂNCIAS

A identificação de parâmetros em máquinas elétricas pode ser feita de duas maneiras: com a máquina em operação ou com a máquina fora de operação. A Figura 52 mostra um fluxograma representando como se pode proceder para identificação de parâmetros em máquinas elétricas de ímãs permanentes.

**Figura 52 – Fluxograma representando os tipos de análises para identificação de parâmetros em máquinas elétricas de ímãs permanentes.**



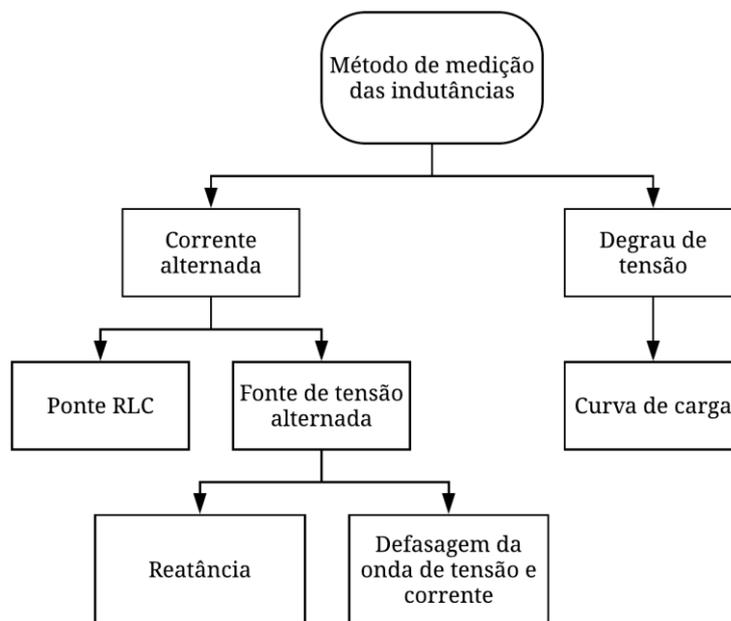
Fonte: elaborado pelo autor.

Quando a máquina está em operação, esteja ela em regime permanente ou em regime transitório, os parâmetros da máquina podem ser estimados através de um método sem sensores.

Quando a máquina está fora de operação (velocidade zero), os parâmetros também podem ser estimados através de um método sem sensores. O método típico para comprovar resultados na condição fora de operação é experimental, ou seja, a partir de testes (para indutâncias pode ser com excitação CA ou CC). Outra maneira de obter os parâmetros da máquina é elaborar um modelo que se adeque a seus materiais e geometrias, e com ele modelar a máquina de maneira analítica ou numérica. Esta seção se refere à análise experimental da máquina para comprovação dos resultados obtidos nas seções anteriores.

Para a análise experimental da indutância, existem métodos que se diferenciam quanto à excitação. A Figura 53 mostra um fluxograma que representa possíveis métodos para medição.

**Figura 53 – Fluxograma representando os tipos de métodos para medição de indutâncias em máquinas elétricas de ímãs permanentes.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

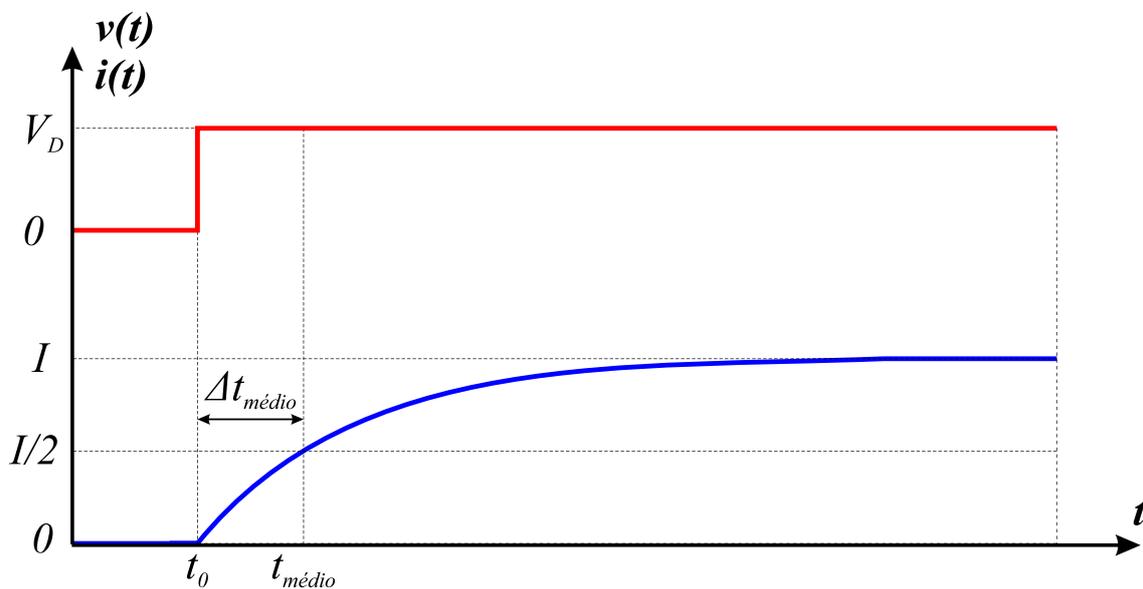
### 5.1.1 Excitação com Degrau de Tensão

Para medição da indutância utilizando excitação CC, que é utilizada, por exemplo, em (ERTAN; SAHIN, 2012; LI et al., 2011), o método tradicional é através da curva de carga. Nesse teste é aplicado um degrau de tensão na bobina (cujo circuito equivalente é um indutor em série com um resistor), que de acordo com sua resposta característica de corrente forma uma onda de crescimento exponencial, ou seja,

$$i(t) = \frac{V_D}{R} \left( 1 - e^{-\frac{t}{L/R}} \right), \quad (25)$$

onde  $V_D$  é o valor da tensão CC aplicada,  $R$  é a resistência em série com o indutor e  $L$  é o valor da indutância. A Figura 54 ilustra o comportamento de um circuito RL quando é aplicado uma tensão do tipo degrau no instante  $t_0$ .

**Figura 54 – Curva característica da medição de indutância de um circuito RL série criada por um degrau de tensão contínua.**



Fonte: elaborado pelo autor.

Quando a corrente tem a metade do seu valor final, ela pode se expressa por (26) que substituindo em (25) resulta em (27) para representar o valor da indutância medida, ou seja,

$$i(t_{\text{médio}}) = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_D}{R}, \quad (26)$$

$$L = \frac{\Delta t_{\text{médio}} \cdot R}{\ln(2)}, \quad (27)$$

onde  $\Delta t_{\text{médio}}$  representa o tempo entre o instante inicial e o instante até a corrente atingir metade do seu valor de regime permanente, que pode ser observado na Figura 54.

### 5.1.2 Excitação com Corrente Alternada

Para medições utilizando excitação CA existem mais alternativas disponíveis. Neste trabalho foi considerada medição com ponte RLC e excitação com fonte de tensão CA.

#### 5.1.2.1 Ponte RLC

Pontes RLC permitem medir resistência, indutância e capacitância de componentes elétricos, máquinas elétricas, etc. São instrumentos de medição disponíveis comercialmente. O LMEAE possui um instrumento adequado para realizar essas medições, o modelo LCR-600 da Global Specialties. Essa ponte RLC de bancada trabalha injetando uma tensão eficaz alternada de 0,6 V, na faixa de frequência de 100 Hz a 100 kHz. Com seu método de medição a quatro fios, esse aparelho pode fornecer resultados com uma exatidão básica de  $0,5\% + 3d$  ( $d$  significa dígitos) na faixa de 1,59 a 15,9 mH, considerando uma frequência de 100 Hz (GLOBALSPECIALTIES, 2017). O

valor de indutância é resultado da análise da impedância que o aparelho faz no circuito medido.

### 5.1.2.2 Fonte de Tensão Alternada

É possível utilizar uma fonte de tensão alternada com os valores de tensão e frequência desejados e, através da análise da corrente que circula na fonte, calcular o valor da reatância e, conseqüentemente, a indutância. Pode-se determinar a reatância indutiva utilizando o valor ângulo de defasagem entre a onda de tensão e a onda de corrente. Através de (28) calcula-se a reatância  $X_L$  e com (29) tem-se o valor da indutância  $L$ .

$$X_L = R \cdot \tan(\phi) \quad (28)$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \quad (29)$$

onde  $R$  é a resistência da bobina,  $f$  é a frequência da tensão aplicada e  $\phi$  é o ângulo entre a onda de tensão e corrente expresso em radianos. É importante ressaltar que é necessário encontrar um aparelho que determine esse ângulo com precisão, para a utilização desse método.

Outra maneira possível para encontrar a reatância é se basear nas medidas dos valores eficazes da tensão e da corrente. A configuração dessa medição é similar à executada no modelo numérico da forma transiente. A forma de cálculo também é a mesma, logo, o equacionamento se dá pelas equações (16) e (17).

### 5.1.3 Definição da Estrutura de Medição

As indutâncias do atuador foram medidas em duas condições. A primeira delas é com a armadura fora do atuador, onde os valores de indutância são independentes da

posição. A segunda é a medição das indutâncias da armadura em função da posição axial com o atuador montado.

Para a medição com a armadura fora do atuador, o aparelho de medição escolhido é a ponte LRC, que fornece resultados precisos sem necessidade de fontes de energia externas. Essa estrutura de medição resulta em uma tabela com seis valores de indutância (três próprias e três mútuas) e seis valores de resistência (três de cada fase e três valores correspondentes à resistência de duas fases ligadas em série).

Para a medição das indutâncias do atuador em função da posição axial relativa da armadura em relação às culatras, o método de medição escolhido é a de excitação com fonte de tensão CA. Nessa configuração é possível ajustar a fonte de tensão para que a corrente de ensaio seja próxima da corrente nominal máquina, e assim trabalhar na região linear da curva de magnetização das culatras, evitando oscilação indevida nos resultados medidos. O aparelho de medição utilizado conta com uma interface USB, sendo assim, é possível adquirir os dados utilizando um microcomputador. O aparelho é um analisador de potência modelo PA4000 da Tektronix, com especificações descritas em (TEKTRONIX, 2017).

A medição experimental foi realizada com três repetições para cada posição axial de cada uma das seis medições de indutância (três próprias e três mútuas). Como o curso da máquina linear é de 80 mm, o número de posições axiais para medição é de 80 (medição de 1 em 1mm), totalizando assim 1440 resultados de medição experimental. Esses resultados foram analisados de forma a estabelecer a incerteza de medição (com todas as fontes de erro), e também de modo a se adequar em um projeto de experimentos. Nessa análise é possível comprovar através de um método científico que existe uma relação significativa entre posição axial e indutância.

Existe uma lacuna na literatura no que se refere a normas para realização de ensaios experimentais em máquinas elétricas lineares de ímãs permanentes. Entretanto, é possível basear-se em normas existentes para máquinas rotativas equivalentes.

A norma (IEEE, 2014) Std 1812 que versa sobre testes em máquinas de ímãs permanentes não indica métodos para medição de indutâncias. As normas (IEEE, 1987, 2009) Std 115 que tratam de testes para máquinas síncronas recomendam que para as medições de indutância o enrolamento de campo deve ser desconectado, para que não se tenha excitação de campo. Como a excitação de campo no atuador é feita pelos ímãs permanentes, por analogia com a norma Std 115, os ímãs devem ser desmagnetizados. Como o atuador possui duplo arranjo de Halbach, com ímãs segmentados e magnetizados individualmente para garantir fluxo radial e axial na topologia tubular, e considerando também o alto preço da liga NdFeB, é inviável construir um arranjo desmagnetizado para esses testes. Por isso, ao invés de desmagnetizar os ímãs, foram construídas novas culatras ferromagnéticas sem a inserção do duplo arranjo. Como a permeabilidade do NdFeB é similar à do ar (cerca de 1,09), os resultados experimentais das indutâncias não são muito afetados.

## **5.2 AQUISIÇÃO DOS DADOS**

A aquisição dos dados foi executada sem as culatras ferromagnéticas, e também com as culatras. No primeiro caso são medidas as indutâncias e as resistências da armadura do atuador, sem que elas sejam afetadas pelas culatras, tendo assim valores únicos. No segundo caso, um aparato de medição é executado para realizar as medidas experimentais em função da posição axial de forma rigorosa e confiável.

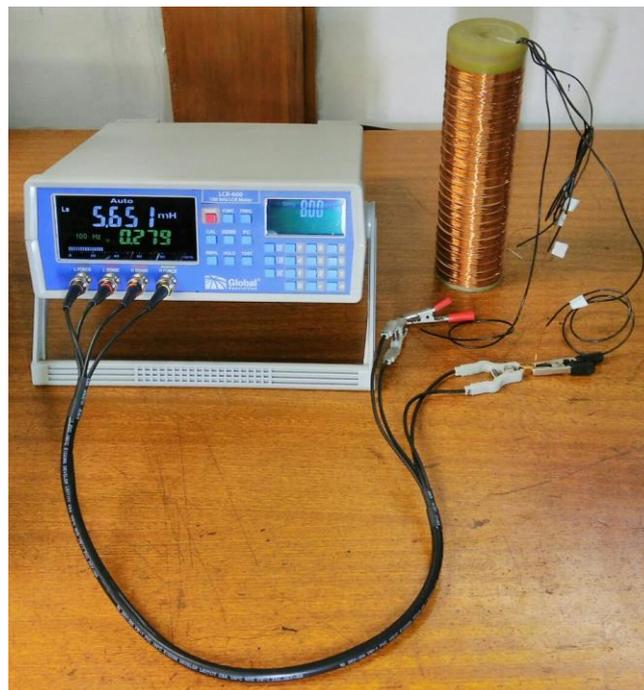
### 5.2.1 Medições Sem Culatras

Com a armadura fora do atuador, inclusive sem o eixo mecânico, a medição foi executada conforme mostra a Figura 55. As indutâncias próprias de fase e as resistências das fases foram medidas diretamente utilizando a ponte RLC com a frequência de 100 Hz (para fins de comprovação também foram medidas utilizando o método proposto em 5.1.2.2). As indutâncias mútuas entre as fases foram medidas indiretamente, ou seja, mediu-se a indutância equivalente entre duas fases que foram conectadas em série de maneira aditiva  $L_{eq}^+$ , determinando a indutância mútua  $M$  por

$$L_{eq}^+ = L_1 + L_2 + 2M, \quad (30)$$

onde  $L_1$  e  $L_2$  são as indutâncias próprias das fases que estão conectadas em série, cujos resultados foram obtidos previamente. A incerteza desses valores é oriunda da ponte RLC, ou seja, segue o descrito em 5.1.2.1.

**Figura 55 – Configuração para medição das características da armadura do atuador utilizando a ponte RLC.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

Os resultados experimentais obtidos para as características da armadura do atuador sem a presença das culatras são mostrados na Tabela 3. O valor de indutâncias próprias deveria ser igual, e a indutância mútua entre AB e BC também. As diferenças entre esses valores serão discutidas na subseção 5.4.1.

**Tabela 3 – Valores experimentais de indutâncias próprias e mútuas e de resistência, sem a presença das culatras.**

<b>Indutâncias Próprias</b>		
<i>Fase</i>	<i>L</i> (mH)	<i>R<sub>f</sub></i> (Ω)
A	5,651	12,74
B	5,559	12,66
C	5,600	12,74
<b>Indutâncias Mútuas</b>		
<i>Fase</i>	<i>M</i> (mH)	<i>R<sub>eq</sub></i> (Ω)
AB	1,931	25,33
AC	1,246	25,41
BC	1,925	25,29

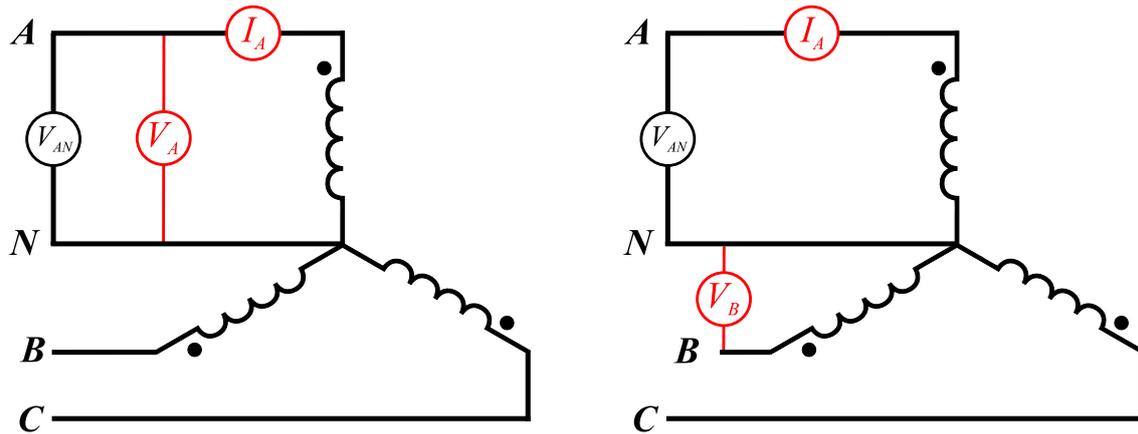
**Fonte: elaborado pelo autor.**

### 5.2.2 Medições Com Culatras

Para a medição das indutâncias utilizando o PA4000, a configuração do circuito do atuador deve ser similar ao apresentando no modelo numérico transiente, o qual utilizava circuito externo. A Figura 56 mostra o circuito equivalente do atuador e um exemplo de configuração para medição da indutância própria na fase A, e a indutância mútua entre as fases A e B. As indicações em vermelho representam a leitura executada pelos canais do PA4000, e a fonte  $V_{AN}$  é uma fonte de tensão alternada senoidal com a

frequência de 60 Hz. O valor RMS da fonte de tensão é definido como máximo quando a corrente de fase é de aproximadamente 300 mA (que é o nível de segurança da corrente suportada pelo condutor AWG 24, conforme (EBERLE, 2005)).

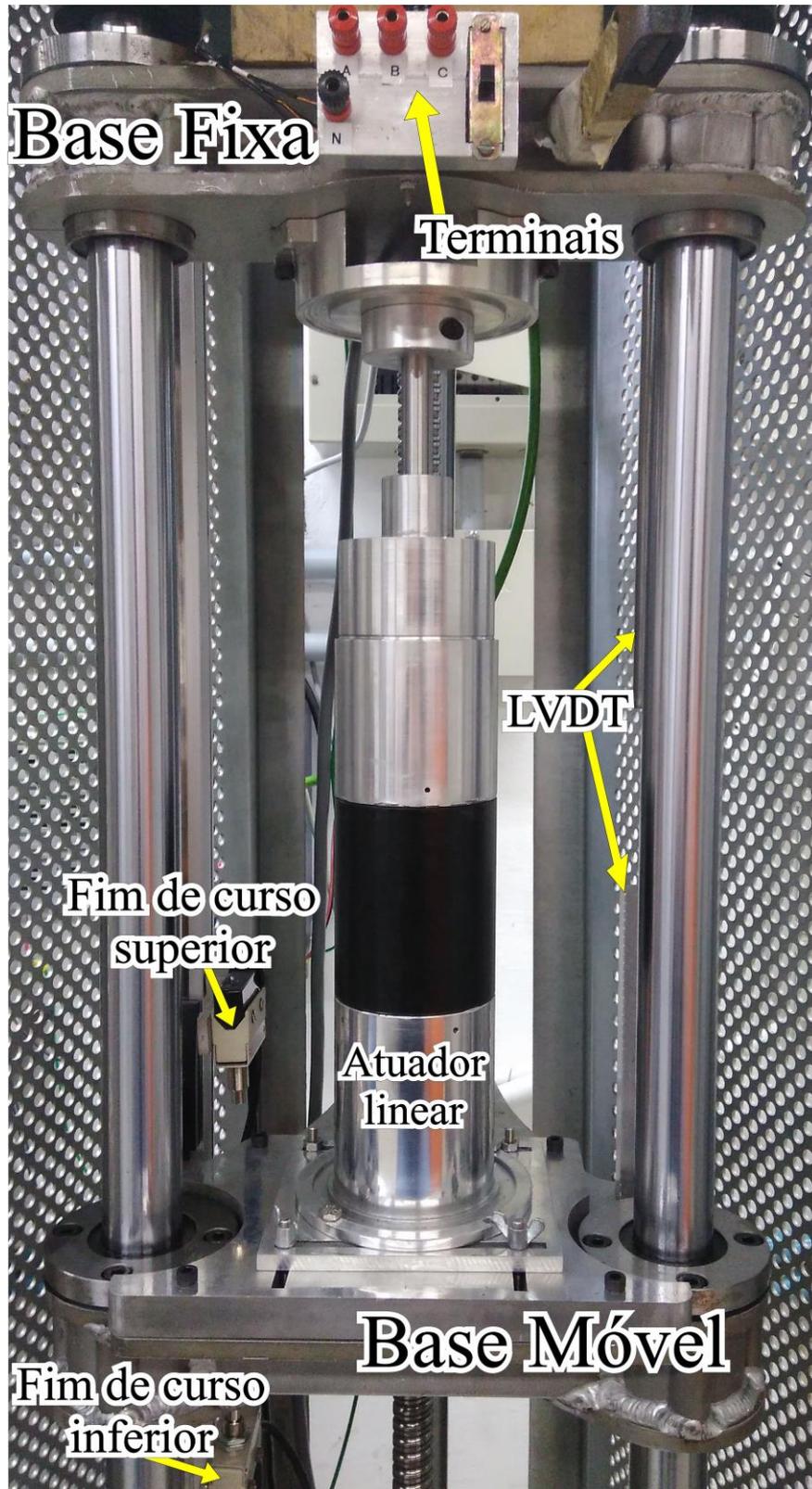
**Figura 56 – Circuito equivalente do atuador ilustrando a configuração para (a) medição da indutância própria da fase A e (b) medição da indutância mútua entre A e B.**



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 57 mostra o aparato experimental utilizado para a medição das indutâncias. O atuador é inserido em uma plataforma mecânica, onde a base superior é fixa e a base inferior é móvel, com a posição axial da base inferior monitorada por um LVDT (Transformador Diferencial Variável Linear). Assim, é possível movimentar a armadura em relação às culatras de forma controlada, uma vez que o eixo do atuador, o qual é mecanicamente acoplado à armadura, é fixado na base superior enquanto as culatras, que fazem parte do estator da máquina, são fixadas na base inferior. Os terminais da máquina são acessíveis para a conexão do PA4000 de forma que a ligação pode ser refeita conforme a indutância a ser medida. Os finais de curso mostrados na Figura 57 garantem que os limites do curso do atuador não sejam ultrapassados.

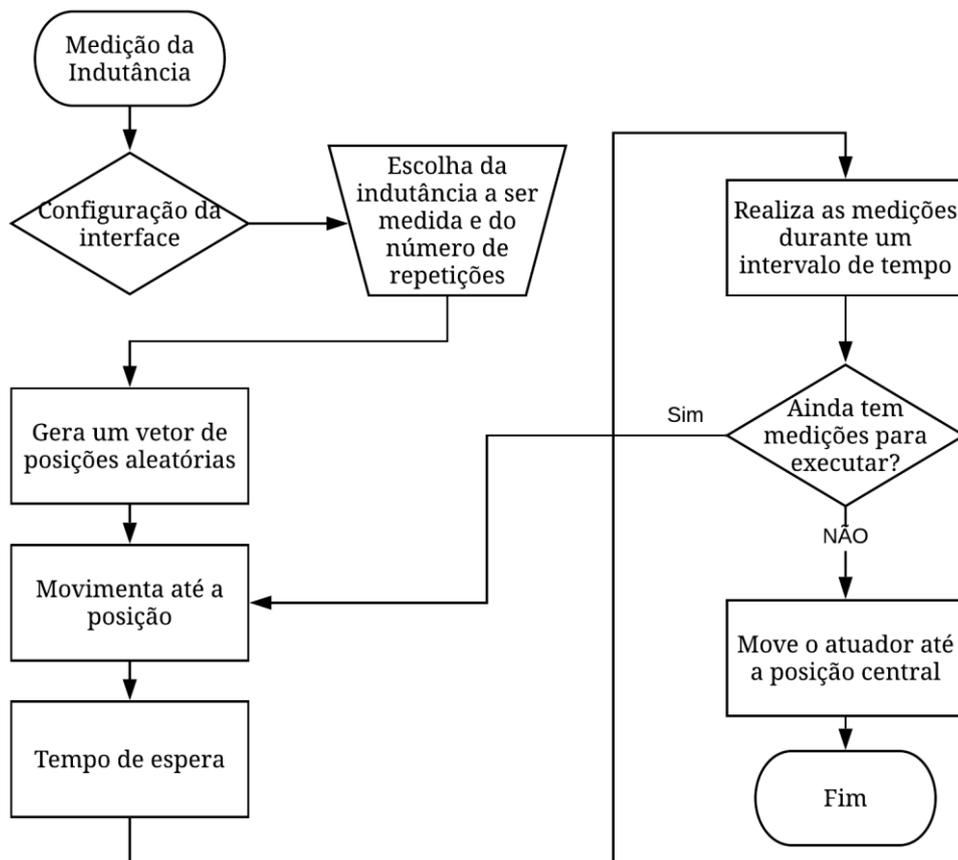
Figura 57 – Aparato experimental para medição das indutâncias em função da posição axial.



Fonte: elaborado pelo autor.

Como o número de medições a serem executadas é muito elevado, um algoritmo foi desenvolvido para automatização da bancada. Esse algoritmo movimenta a bancada em 80 posições aleatórias com um número pré-determinado de repetições (três) para cada posição. A Figura 58 apresenta um fluxograma do algoritmo de automatização da bancada.

**Figura 58 – Fluxograma mostrando o processo de automatização da bancada para medição de indutâncias.**

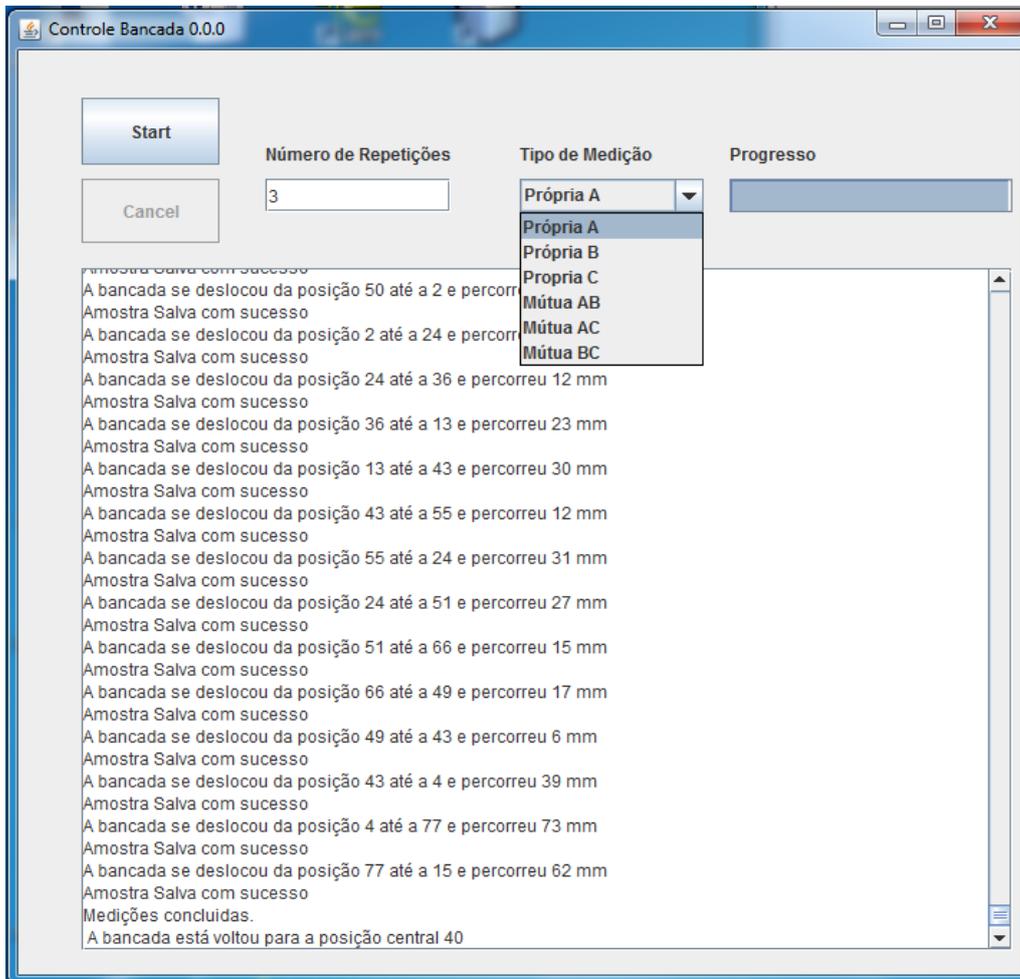


**Fonte: elaborado pelo autor.**

A configuração da interface deve ser feita manualmente. Nessa etapa é escolhida qual medição será executada. Essa informação serve para nomear corretamente os dados que serão gravados. É considerado um tempo de espera para que a posição axial estabilize. A Figura 59 mostra um exemplo da interface gráfica do programa desenvolvido para controle da bancada e medição de indutâncias. Nele é possível

escolher o número de repetições (na figura, por exemplo, três repetições), o tipo de medição (é possível observar na figura as medições possíveis), e também acompanhar o progresso das medições (na figura o processo de medição está no final).

**Figura 59 – Exemplo da interface gráfica no processo de medição das indutâncias.**



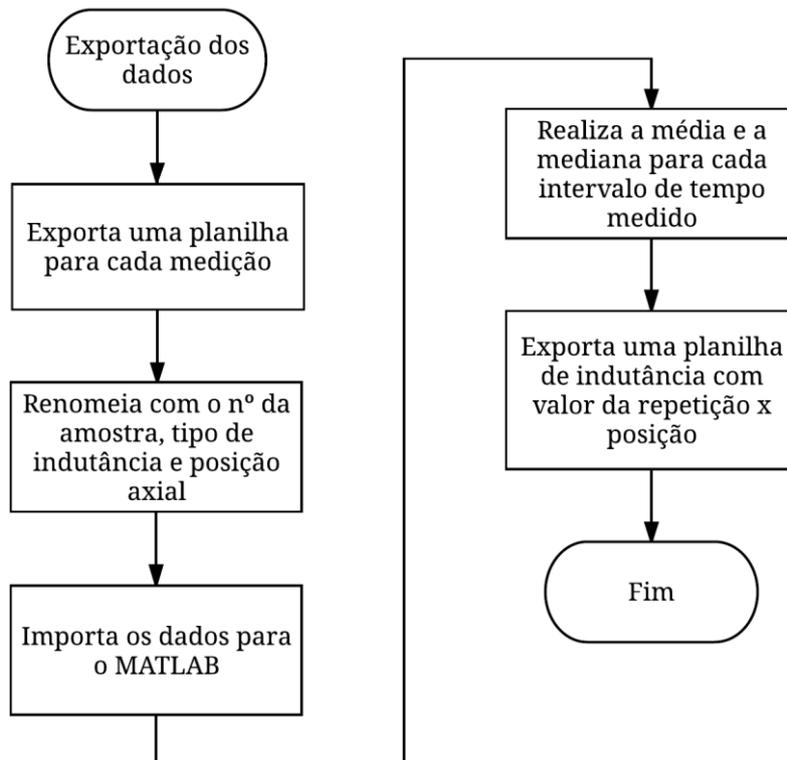
**Fonte: captura de tela da interface gráfica do programa de controle da bancada.**

Pode-se observar na Figura 59 que o programa salva os dados para todas as posições da bancada, e que as posições são escolhidas de forma aleatória.

Quando o PA4000 é acionado, ele executa as medições em um intervalo de tempo pré-determinado (dez segundos). Estes dados ficam salvos no *software* de medição da Tektronix utilizado para controlar o aparelho via USB. Para que estes dados sejam exportados corretamente, preservando o tipo da indutância medida (própria ou

mútua), a fase (A, B, C, AB, BC ou AC), a posição axial (0 a 80) e a ordem que a medida foi sorteada (garantindo a aleatoriedade das medições), um segundo algoritmo foi desenvolvido para executar a exportação dos dados. Seu fluxograma de funcionamento é mostrado na Figura 60.

**Figura 60 – Fluxograma representando o processo de exportação dos dados.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

Após exportar planilhas com os valores da indutância, esses dados são importados no MATLAB, onde é feito um tratamento estatístico por meio do cálculo da média, da mediana e do desvio padrão amostral para cada intervalo de tempo medido com o PA4000. O resultado é uma planilha que é exportada pelo MATLAB contendo o valor da indutância para cada posição axial. Os dados de desvio padrão são guardados, uma vez que serão importantes para a análise dos dados experimentais, principalmente na análise de incertezas.

### 5.3 ANÁLISE DOS DADOS EXPERIMENTAIS

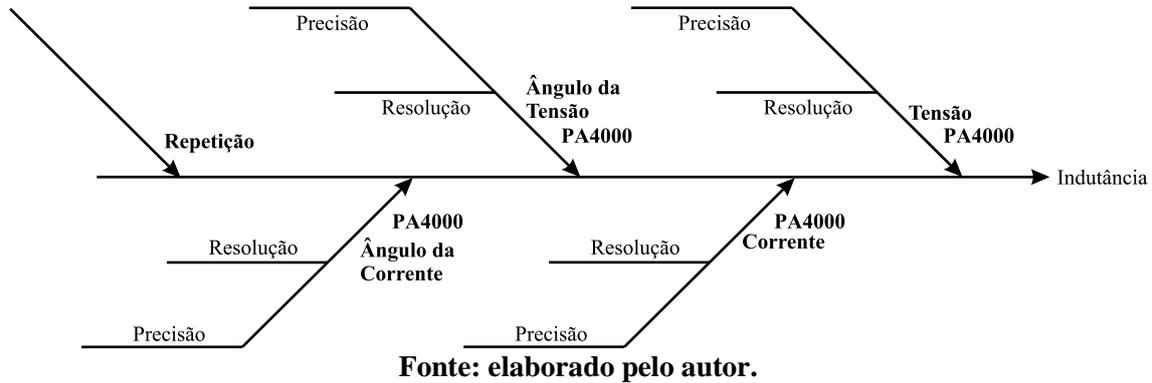
Nesta seção é feita a análise dos dados experimentais. Nela são avaliadas as incertezas de medição, utilizando metodologia analítica e numérica, para avaliar a qualidade da medição. Em seguida, um projeto de experimentos é executado para avaliar a influência do deslocamento da armadura no valor das indutâncias.

#### 5.3.1 Incertezas de Medição

Quando um dado experimental é obtido para representar uma grandeza física, esse valor possui uma incerteza que o afasta do valor verdadeiro dessa grandeza física (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2010). Fontes de erro como aparelhos de medição e amostragem não suficiente contribuem para que incerteza de medição seja aumentada. O termo incerteza padrão especifica a dispersão das medidas em torno da melhor estimativa, calculada com o desvio padrão dessa estimativa (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2010).

Segundo (MONTGOMERY, 2012), antes de determinar a incerteza de medição e aplicar a análise dos dados experimentais, é necessário elaborar um diagrama de causa-efeito, que representa um elemento pré-experimental. O diagrama causa-efeito para medição de indutância em função da posição axial, utilizando o PA4000, é mostrado na Figura 61. O PA4000 fornece o valor de reatância indutiva que é calculado através dos módulos dos vetores de tensão e corrente e dos ângulos entre eles. Como a tensão e a corrente são medidas pelo mesmo aparelho, ele é citado quatro vezes, duas para medição de tensão e duas para corrente (módulo e ângulo de ambas). A última fonte de erro se refere à repetibilidade.

**Figura 61 – Diagrama de causa-efeito das fontes de incerteza na medição da indutância em função da posição axial.**



### 5.3.1.1 Metodologia segundo o GUM

Segundo o GUM (*Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*) (JCGM, 2008) a incerteza de medição pode ser calculada, baseando-se nas fontes de incerteza.

O método de cálculo do PA4000 para reatância (31) é baseado nos valores eficazes dos fasores de tensão  $\hat{V}$  e corrente  $\hat{I}$ , e na diferença dos seus ângulos  $\theta$ .

$$X_L = \frac{|\hat{V}|}{|\hat{I}|} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (31)$$

Para calcular a incerteza padrão do PA4000 para medição de corrente, tensão e ângulos, é preciso observar os dados do fabricante para resolução e precisão. A estimativa de erro do PA4000 é de  $\pm 0,01\%$  e  $\pm 0,04\%$  para precisão e resolução, respectivamente, tanto para medida de tensão como de corrente.

A estimativa do erro de precisão (32) e resolução (33) é baseada no valor de indutância que causa o maior desvio padrão amostral  $L_{S_{m\acute{a}x}}$ . O valor de  $L_{S_{m\acute{a}x}}$  representa o valor de indutância de uma posição axial que causa o maior desvio padrão amostral, em relação aos outros valores de todo curso do atuador. Dessa maneira, a incerteza será

calculada para o pior caso, garantindo que os demais valores das outras posições axiais estejam dentro dessa variação.

$$E_{\text{precisão}} = 0,0001 \cdot L_{S_{\text{máx}}} \quad (32)$$

$$E_{\text{resolução}} = 0,0004 \cdot L_{S_{\text{máx}}} \quad (33)$$

A estimativa do erro referente ao número finito de amostras é o maior valor do desvio padrão amostral da indutância (34), sendo  $n$  o número de amostras.

$$E_{\text{repetição}} = S_{\text{máx}} = \sqrt{\frac{\sum (x_i - \bar{x})^2}{n - 1}} \quad (34)$$

O tipo de erro referente ao número finito de amostras é do tipo A, enquanto o tipo de erro referente a erro de instrumentos de medição é do tipo B. A distribuição que melhor representa o erro do tipo A é a normal, enquanto a distribuição escolhida para as fontes de erro do tipo B é a retangular, pois, o manual do PA4000 não estabelece níveis de confiança para a variação de valores no intervalo citado.

A incerteza padrão do tipo A,  $u_{P_A}$ , pode ser determinada por (35), e a incerteza padrão do tipo B,  $u_{P_B}$ , para uma distribuição retangular pode ser calculada por (36).

$$u_{P_A} = \frac{S_{\text{máx}}}{\sqrt{n}} \quad (35)$$

$$u_{P_B} = \frac{E_{\text{precisão/resolução}}}{\sqrt{3}} \quad (36)$$

A Tabela 4 mostra as incertezas provenientes da medição e o cálculo de suas respectivas incertezas para a fase A.

A incerteza combinada do PA4000 pode ser calculada por (37), então a incerteza combinada total será (38).

**Tabela 4 – Tabela de incertezas oriundas da medição para a fase A.**

Equipamento	Fonte	Estimativa	Tipo	Distribuição	Divisor	Incerteza Padrão	GL
Amostras	Repetição	5,993E-06	A	Normal	$\sqrt{3}$	3,460E-06	2
PA4000 - Tensão	Resolução	6,311E-07	B	Retangular	$\sqrt{3}$	1,822E-07	$\infty$
	Precisão	2,524E-06	B	Retangular	$\sqrt{3}$	7,287E-07	$\infty$
PA4000 - Corrente	Resolução	6,311E-07	B	Retangular	$\sqrt{3}$	1,822E-07	$\infty$
	Precisão	2,524E-06	B	Retangular	$\sqrt{3}$	7,287E-07	$\infty$
PA4000 - $\theta$ Tensão	Resolução	6,311E-07	B	Retangular	$\sqrt{3}$	1,822E-07	$\infty$
	Precisão	2,524E-06	B	Retangular	$\sqrt{3}$	7,287E-07	$\infty$
PA4000 - $\theta$ Corrente	Resolução	6,311E-07	B	Retangular	$\sqrt{3}$	1,822E-07	$\infty$
	Precisão	2,524E-06	B	Retangular	$\sqrt{3}$	7,287E-07	$\infty$

**Fonte: elaborado pelo autor.**

**Tabela 5 – Valores das incertezas de medição obtidas através do Método Analítico.**

<b>Indutâncias Próprias</b>			
Fase	Incerteza Combinada (H)	Incerteza Expandida (H)	Incerteza Expandida (%)
A	4,373e-6	8,747e-6	0,140
B	6,600e-6	1,320e-5	0,213
C	1,599e-5	3,198e-5	0,521
<b>Indutâncias Mútuas</b>			
Fase	Incerteza Combinada (H)	Incerteza Expandida (H)	Incerteza Expandida (%)
AB	2,026e-6	4,053e-6	0,184
AC	1,913e-6	3,826e-6	0,229
BC	1,620e-6	3,241e-6	0,157

**Fonte: elaborado pelo autor.**

$$u_{C_{PA4000}} = \sqrt{u_{P_B V / \text{precisão}}^2 + u_{P_B V / \text{resolução}}^2 + u_{P_B I / \text{precisão}}^2 + u_{P_B I / \text{resolução}}^2 + u_{P_B \theta / \text{precisão}}^2 + u_{P_B \theta / \text{resolução}}^2} \quad (37)$$

$$u_C = \sqrt{u_{C_{PA4000}}^2 + u_{P_A}^2} \quad (38)$$

Considerando 95,45% de confiança, o fator de abrangência será de  $k = 2$ , e a incerteza expandida pode ser calculada por (39).

$$U = k \cdot u_C \quad (39)$$

Através destes cálculos chega-se ao valor da incerteza da medição. Os valores calculados para a incerteza de medição são mostrados na Tabela 5.

### 5.3.1.2 Método de Monte Carlo

O Método de Monte Carlo (MMC) é um método numérico para resolução de problemas matemáticos através de simulação de variáveis randômicas (SOBOL, 1994). O MMC é um método estatístico que produz um grande número de amostragens aleatórias para assim aproximar seu resultado do resultado real.

O MMC pode ser utilizado em diversas aplicações como física estatística, teoria de campo quântico, eletromagnetismo, óptica, etc. (SADIKU, 2009). Neste trabalho, o MMC foi utilizado para representar as distribuições das fontes de incertezas, conforme diagrama da Figura 61, sendo que cada fonte possui uma distribuição característica.

Para definição do número de amostras é necessário encontrar um ponto ótimo entre qualidade do resultado e tempo de simulação. O número de iterações escolhido foi de 50 mil, que para esse caso é suficiente para uma boa aproximação numérica. O número de variáveis aleatórias  $R_1$  e  $R_2$  é gerado conforme o número de iterações  $N$ , e a distribuição normal pode ser obtida com

$$Z(i) = \left\{ \begin{array}{l} Z(2i-1) = \sqrt{-2 \ln(R_1)} \cdot \cos(2\pi R_2) \\ Z(2i) = \sqrt{-2 \ln(R_1)} \cdot \sin(2\pi R_2) \end{array} \right\}, i = 1..N . \quad (40)$$

O formato final da distribuição normal  $X$  para a fonte de incerteza é

$$X(i) = \mu + \sigma \cdot Z(i) \quad (41)$$

onde  $\mu$  é a média (no nosso caso é a média das repetições do valor de indutância que causa o maior desvio padrão amostral) e  $\sigma$  é a respectiva incerteza padrão.

Para a distribuição retangular, a média é  $\mu_R$ , e os limites laterais  $a$  e  $b$  são

$$\begin{aligned} a &= \mu_R - \frac{\sigma}{2} \\ b &= \mu_R + \frac{\sigma}{2} \end{aligned} \quad (42)$$

Então, a distribuição retangular para expressar a incerteza é

$$I(i) = a + (b - a) \cdot R_i, i = 1..N. \quad (43)$$

Com as distribuições de incerteza para cada fonte de erro definidas, a incerteza total da medição de indutância pode ser obtida com o somatório das incertezas (44), ou seja,

$$Y = Z_{rep} + I_{resV} + I_{precV} + I_{resI} + I_{precI} + I_{res\theta V} + I_{prec\theta V} + I_{res\theta I} + I_{prec\theta I} \quad (44)$$

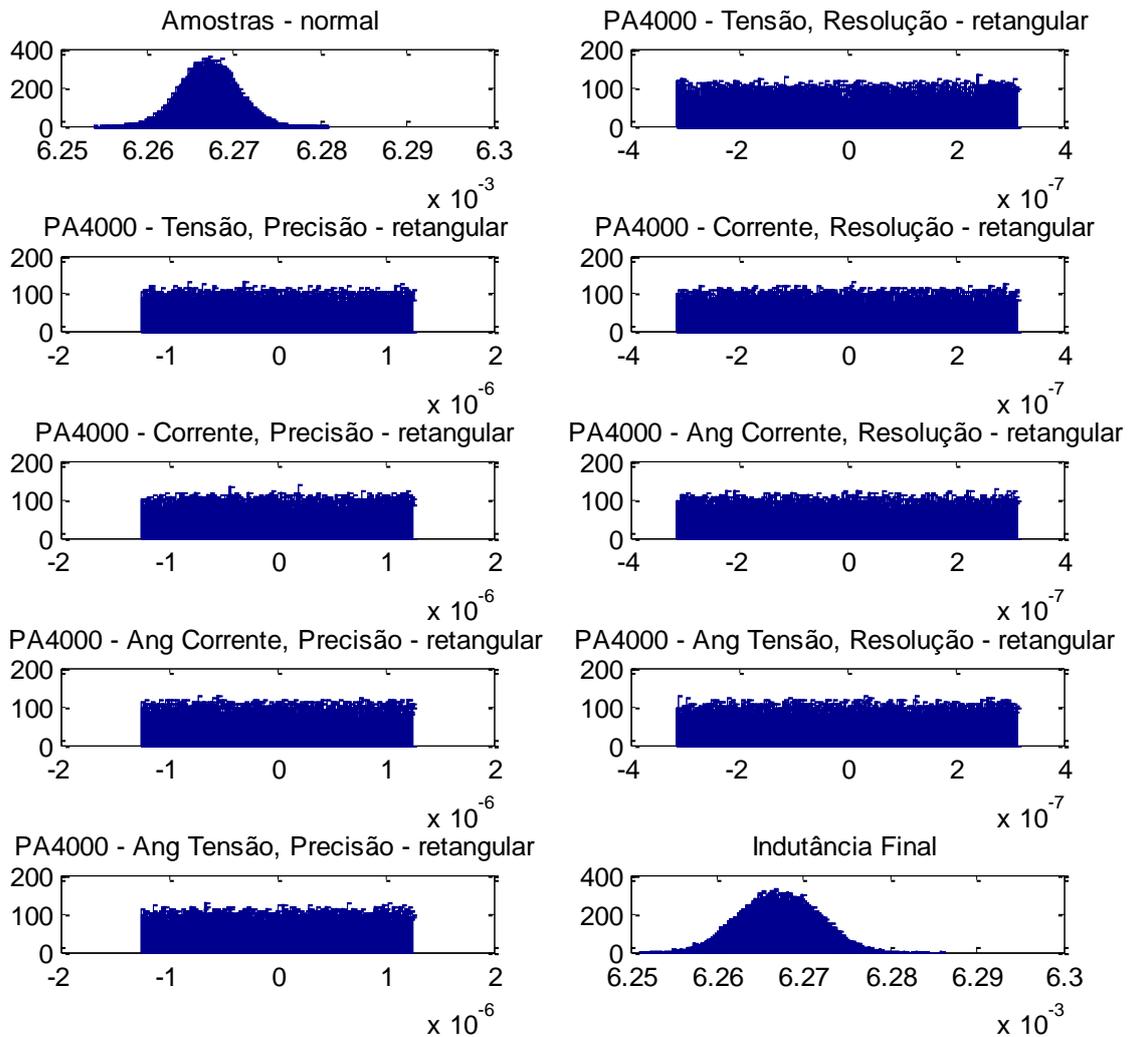
sendo que  $Z_{rep}$  é a incerteza de repetição,  $I_{resV}$  e  $I_{precV}$  são as incertezas de resolução e precisão da medição do módulo de tensão respectivamente,  $I_{resI}$  e  $I_{precI}$  são as incertezas de resolução e precisão da medição do módulo de corrente respectivamente,  $I_{res\theta V}$  e  $I_{prec\theta V}$  são as incertezas de resolução e precisão da medição do ângulo de tensão respectivamente, e  $I_{res\theta I}$  e  $I_{prec\theta I}$  são as incertezas de resolução e precisão da medição do ângulo de corrente respectivamente.

Para o cálculo da incerteza expandida utilizando MMC, o vetor da incerteza total  $Y$  (de tamanho  $N$ ) deve ser ordenado em ordem ascendente. Assim a incerteza expandida será a média dos valores que estão no limite correspondente ao intervalo de confiança (95,45%) (INMETRO, 2008).

A Figura 62 mostra a incerteza para cada fonte de erro, e a incerteza total para a medição das indutâncias da fase A, considerando  $N$  de 50 mil, nível de confiança de

95,45% com fator de abrangência dois. As incertezas para as outras fases são similares. Esses resultados correspondem ao valor de indutância da fase A para a posição 61, posição a qual teve a maior incerteza de medição.

**Figura 62 – Distribuição de incertezas utilizando o método de Monte Carlo.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

A incerteza expandida, combinada e incerteza expandida percentual, obtidas através do MMC para cada medição de indutância, são apresentadas na Tabela 6.

É possível notar que os resultados obtidos através do MMC são ligeiramente menores que os obtidos através do método analítico proposto no (JCGM, 2008).

**Tabela 6 – Valores das incertezas de medição obtidas através do Método de Monte Carlo.**

<b>Indutâncias Próprias</b>			
<i>Fase</i>	Incerteza Combinada (H)	Incerteza Expandida (H)	Incerteza Expandida (%)
A	4,293e-6	8,585e-06	0,137
B	6,595e-6	1,319e-5	0,212
C	1,597e-5	3,195e-5	0,520
<b>Indutâncias Mútuas</b>			
<i>Fase</i>	Incerteza Combinada (H)	Incerteza Expandida (H)	Incerteza Expandida (%)
AB	2,012e-6	4,024e-6	0,183
AC	1,912e-6	3,824e-6	0,229
BC	1,594e-6	3,188e-6	0,155

**Fonte: elaborado pelo autor.**

Isso é normal, já que na geração de números aleatórios para estimar uma distribuição de incerteza, a área das distribuições é pouco menor que a analítica (INMETRO, 2008).

### **5.3.2 Projeto de Experimentos**

A fim de comprovar por um método científico que o valor da indutância é dependente da posição axial, um projeto de experimentos foi realizado. Um experimento é uma série de testes rodados com variáveis de entrada mudadas propositalmente, para então observar as mudanças na resposta de saída (MONTGOMERY, 2012). A intenção é avaliar através de um método científico se a posição axial do atuador altera significativamente o valor da indutância (tanto para as indutâncias próprias quanto para as mútuas).

A variável de resposta a ser analisada são as indutâncias próprias (fase A, B e C) e as indutâncias mútuas (entre fases AB, BC e AC). O fator controlável é a posição axial da armadura, que terá 80 posições (níveis fixos, de 1 em 1 mm). Fatores não

controláveis como vibração da plataforma de testes, incerteza da posição axial e temperatura da bobina não são consideradas. Como há apenas um fator controlável, o projeto de experimentos é do tipo unifatorial.

O ensaio é do tipo bloco aleatorizado. Isso significa que a indutância a ser medida será fixada (próprias da fase A, B e C, e indutâncias mútuas entre fases AB, BC e AC), e os níveis do fator controlável (posição axial da bobina) são aleatorizados. O número de repetições para cada posição axial de cada indutância é de três.

A estrutura de tratamento dos dados de indutância, para uma medição qualquer, é mostrada na Tabela 7, conforme proposto em (MONTGOMERY, 2012).

**Tabela 7 – Projeto de Experimentos do tipo Unifatorial.**

<i>Tratamento da Fase X</i>					
<b>Fase X</b>	<b><i>A</i><sub>1</sub></b>	<b><i>A</i><sub>2</sub></b>	<b>...</b>	<b><i>A</i><sub>80</sub></b>	<b>Total Geral</b>
Repetições	<i>X</i> <sub>1,1</sub>	<i>X</i> <sub>1,2</sub>	...	<i>X</i> <sub>1,80</sub>	
	<i>X</i> <sub>2,1</sub>	<i>X</i> <sub>2,2</sub>	...	<i>X</i> <sub>2,80</sub>	
	<i>X</i> <sub>3,1</sub>	<i>X</i> <sub>3,2</sub>	...	<i>X</i> <sub>3,80</sub>	
<b>Tratamentos Totais</b>	<b><i>T</i><sub>.1</sub></b>	<b><i>T</i><sub>.2</sub></b>	<b>...</b>	<b><i>T</i><sub>.80</sub></b>	<b><i>T</i><sub>..</sub></b>
<b>Total de Ensaio</b>	<b><i>N</i><sub>.1</sub></b>	<b><i>N</i><sub>.2</sub></b>	<b>...</b>	<b><i>N</i><sub>.80</sub></b>	<b><i>N</i><sub>..</sub></b>
<b>Média dos Tratamentos</b>	$\bar{X}_{.1}$	$\bar{X}_{.2}$	...	$\bar{X}_{.80}$	$\bar{X}_{..}$

Fonte: elaborado pelo autor.

O termo de correção  $TC$  é apresentado em (45), e a soma dos quadrados do tratamento e total são apresentadas em (46) e (47) respectivamente, então a soma dos quadrados do erro pode ser obtida com (48).

$$TC = \frac{(T_{..})^2}{N_{..}} \quad (45)$$

$$SQ_{trat} = \sum \left( \frac{T_1^2}{N_1} + \frac{T_2^2}{N_2} + \dots + \frac{T_{80}^2}{N_{80}} \right) - TC \quad (46)$$

$$SQ_{total} = \sum_{i,j=1}^{n,k} (x_{i,j}^2) - TC \quad (47)$$

$$SQ_{erro} = SQ_{total} - SQ_{trat} \quad (48)$$

As fontes de incerteza já foram citadas, que são o PA4000 (precisão e resolução) e repetição. Também já foram calculadas as incertezas do tipo A e do tipo B para a medição da indutância.

A análise de variância (ANOVA) será executada com o auxílio do *software* estatístico Minitab. A ANOVA testa a hipótese pela qual as médias das populações são iguais. Ela avaliará a importância do fator controlável, comparando a média da variável de resposta nos diferentes níveis do fator. Se as médias das populações são iguais, a hipótese é nula, e se pelo menos uma média é diferente, então a hipótese nula é rejeitada (MINITAB, 2017). O modelo da ANOVA para um experimento unifatorial é apresentado na Tabela 8, onde a média quadrada dos tratamentos é (49), a média quadrada do erro é (50) e o fator F calculado é (51).

$$MQ_{trat} = \frac{SQ_{trat}}{(k-1)} \quad (49)$$

$$MQ_{erro} = \frac{SQ_{erro}}{(N..-k)} \quad (50)$$

$$F_{calculado} = \frac{MQ_{trat}}{MQ_{erro}} \quad (51)$$

Onde  $k$  representa o número de níveis do fator, neste caso  $k = 80$ , e  $N..$  representa o número total de repetições para o ensaio.

**Tabela 8 – Modelo da ANOVA para experimento unifatorial.**

Fonte de Variação	Soma dos Quadrados	Graus de Liberdade	Médias Quadradas	Fator F
<i>Tratamento</i>	$SQ_{trat}$	$k-1$	$MQ_{trat}$	$F_{calculado}$
<i>Erro</i>	$SQ_{erro}$	$N..-k$	$MQ_{erro}$	
<i>Total</i>	$SQ_{total}$	$N..-1$		

**Fonte: elaborado pelo autor.**

Com esses dados disponíveis, o teste de hipóteses pode ser realizado. A distribuição utilizada é a F (MONTGOMERY, 2012), onde  $\alpha$  é o nível de significância da distribuição. Como a tabela utilizada para o teste tem uma certeza de ordem de 95%,  $\alpha = 0,05$ . O grau de liberdade (GL) do erro é (52), e o grau de liberdade dos dados é (53).

$$v_1 = (N.. - k) \quad (52)$$

$$v_2 = (k - 1) \quad (53)$$

O valor de  $F_{tabela}$  pode então ser encontrado na tabela F com o valor correspondente ao nível de significância  $\alpha$ , localizando na tabela o valor do GL do erro  $v_1$  e do GL dos dados  $v_2$ . O valor de  $F_{tabela}$  é (54).

$$F_{tabela} = F_{\alpha, v_1, v_2} \quad (54)$$

Caso  $F_{calculado} < F_{tabela}$ , as médias das populações não são significativas, logo o fator controlável (posição axial da armadura) não influencia significativamente o variável de resposta (indutância), ou seja, a hipótese nula não pode ser rejeitada. Caso contrário, com  $F_{calculado} > F_{tabela}$  a hipótese é significativa, o fator controlável influencia significativamente a variável de resposta, com um nível de confiança adotado e a hipótese nula pode ser rejeitada. Com base nos dados experimentais é possível verificar se existe influência significativa na variação de posição da armadura no valor de indutância. Os resultados da ANOVA para a indutância própria da fase A são mostrados na Tabela 9.

O Minitab apresenta além do valor calculado para a distribuição F, o Valor-P. O Valor-P é uma aproximação muito adotada na prática para concluir sobre a aceitação ou rejeição das hipóteses. Quando esse valor é pequeno, a probabilidade de a hipótese nula

ser rejeitada é alta. Quando o Valor-P é menor que o nível de significância  $\alpha$ , a hipótese nula pode ser rejeitada com o nível de significância de  $\alpha$  (MONTGOMERY, 2012). O Valor-P é expresso no Minitab no formato centesimal de uma porcentagem. Quando o Valor-P é menor que 0,001 o Minitab expressa esse valor como 0,000, o que não deve ser interpretado como zero, mas sim como um número muito pequeno.

**Tabela 9 – ANOVA para a indutância própria da Fase A.**

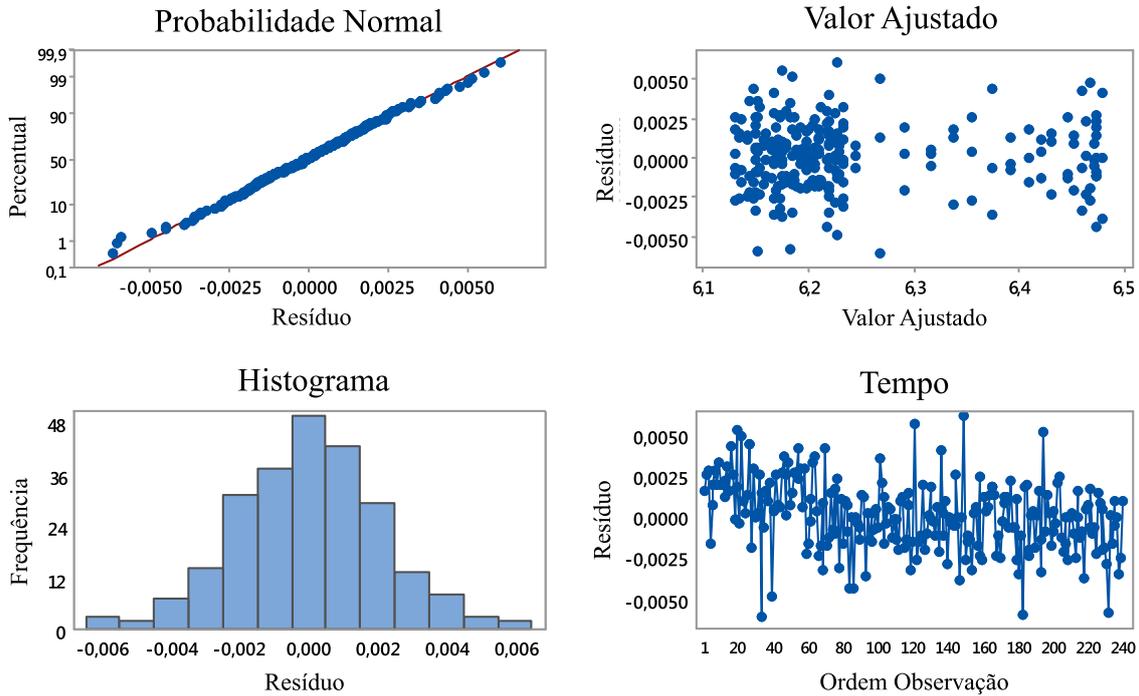
Analysis of Variance					
Source	DF	Adj SS	Adj MS	F-Value	P-Value
Posicao	79	2,73598	0,034633	5046,30	0,000
Error	160	0,00110	0,000007		
Total	239	2,73708			

**Fonte: resultados do software MINITAB.**

A análise de resíduos é necessária para identificar a adequação do modelo, ou seja, que as considerações que são feitas para análise de variância (as observações são independentes e possuem uma distribuição normal com a mesma variância para cada tratamento) foram atendidas (MONTGOMERY, 2012). O gráfico de resíduos da ANOVA da fase A é mostrado na Figura 63.

Com o gráfico de resíduos é possível constatar a adequação do modelo. Com base na inspeção visual das figuras é possível notar que os dados são bem comportados, pois o histograma se aproxima de uma distribuição normal e o gráfico de probabilidade normal se aproxima da linha reta. Isso significa que os dados obedecem à distribuição normal que foi considerada previamente para o cálculo da ANOVA. Os gráficos por ordem de observação e o valor ajustado apresentam pontos estocásticos sem variância constante.

**Figura 63 – Gráfico de resíduos dos resultados experimentais.**



**Fonte: gráficos adaptados do software MINITAB.**

Com base nos dados experimentais, através da análise do projeto de experimentos, foi possível constatar que a variável de resposta indutância (qualquer tipo de indutância) é afetada significativamente para modificações no fator controlável posição axial da bobina, com um nível de confiança de 95%.

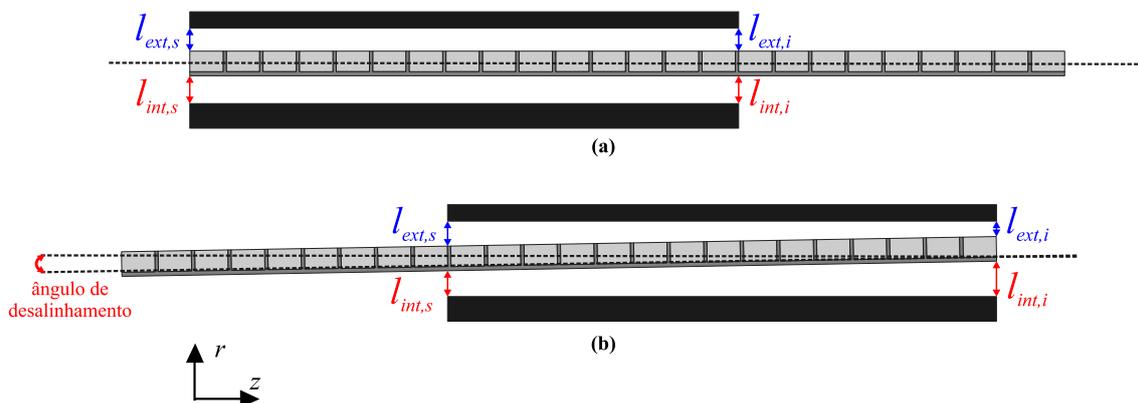
#### 5.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção são discutidos os resultados experimentais de indutância obtidos através das medições. Para adequação do modelo real (que apresenta imperfeições mecânicas) ao modelo numérico (ideal), os valores experimentais tiveram que ser ajustados. Esse ajuste se deve essencialmente devido ao número de espiras das bobinas não ser exatamente igual entre as fases (por imprecisão mecânica na bobinagem da armadura). Outro aspecto associado a não idealidade do protótipo foi um pequeno desalinhamento axial entre a armadura e as culatras. Este desalinhamento resultou em

uma tendência ascendente no valor das indutâncias próprias ao longo do deslocamento axial. Como o ângulo de desalinhamento é de difícil obtenção, optou-se por apresentar os resultados experimentais com a presença do desalinhamento. Na sequência, foi realizada uma modificação mecânica no protótipo que reduziu o desalinhamento. Os resultados para essa situação também são apresentados.

A Figura 64 mostra o desalinhamento progressivo que acontece na armadura em relação às culatras. Na Figura 64(a) o atuador está na posição inicial e a armadura está alinhada com o centro das culatras, ou seja, o comprimento externo superior ( $l_{ext,s}$ ) é igual ao comprimento externo inferior ( $l_{ext,i}$ ), e o comprimento interno superior ( $l_{int,s}$ ) é igual ao comprimento interno inferior ( $l_{int,i}$ ). Na Figura 64(b) o atuador está na posição final, que é a posição de maior desalinhamento, ou seja, nessa configuração o sistema de coordenadas da bobina está desalinhado com o valor máximo de inclinação em relação ao centro das culatras, e com isso  $l_{ext,s} > l_{ext,i}$  e  $l_{int,s} < l_{int,i}$ .

**Figura 64 – Vista axissimétrica do atuador na (a) posição inicial com a armadura alinhada e (b) na posição final com a armadura com desalinhamento máximo.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

Como o ângulo de desalinhamento real é muito pequeno, seria difícil verificar graficamente na Figura 64(b) a armadura desalinhada. Logo, o ângulo exibido na Figura 64(b) é meramente ilustrativo e não representa o ângulo de desalinhamento real do

atuador. O valor real do ângulo de inclinação, e possíveis fatores que o ocasionam, será discutido na seção 6, onde é feita a discussão dos resultados.

#### **5.4.1 Fatores de Correção Devido a Imperfeições Construtivas**

Quando o modelo numérico foi elaborado, levou-se em conta as dimensões geométricas da máquina, materiais magnéticos, bobinagem e número de condutores conforme projeto eletromagnético, etc. Entretanto, na prática, existe uma tolerância para todos os materiais, fazendo com que o modelo real se diferencie do modelo ideal. Em relação à armadura da máquina, seu processo de bobinagem foi manual utilizando um contador de voltas analógico para cômputo do número de espiras. Com esse processo de bobinagem, é difícil garantir que se tenha o exato número de espiras em cada uma das 24 bobinas. Essa diferença, por menor que seja, acaba afetando o valor das indutâncias. Então, para que a comparação com o modelo numérico seja possível, um fator de correção foi calculado e somado ao valor experimental das indutâncias, conforme discutido a seguir.

Observando a Tabela 3, pode-se notar que as indutâncias próprias não têm o mesmo valor. Entretanto, idealmente os valores deveriam ser iguais. Isso se deve ao fato de que o número de espiras das bobinas das fases é ligeiramente diferente. A fase A foi adotada como referência, logo a fase B tem um fator de correção de +1,56% e a fase C tem um fator de correção de +0,78%.

Seguindo o mesmo raciocínio, a indutância mútua entre A e B deveria ser a mesma entre B e C, e a mútua entre A e C deve ser diferente em virtude da sua posição geométrica na armadura. Tornando a mútua AB como referência, a mútua BC tem o fator de correção de +0,31%. A diferença de amplitudes médias entre a mútua AC deve

permanecer a mesma nos testes experimentais, ou seja, de -0,682 mH. Para isso, comparando com a média da indutância mútua para todas as posições medidas em um experimento, as mútuas AB e BC apresentam uma diferença de -0,442 mH em relação a AC. Logo, o fator de correção das indutâncias mútuas AB e BC, deve ser de -11%. Todos os resultados experimentais apresentados a seguir têm seus valores ajustados conforme discutido.

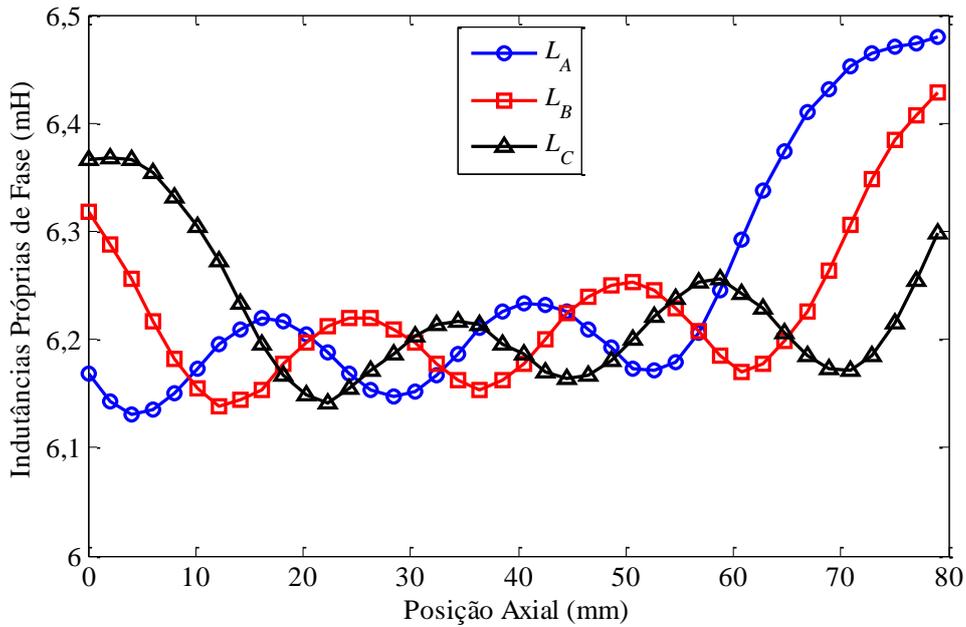
#### **5.4.2 Resultados Experimentais Pré-Alinhamento**

Nessa seção são apresentados os resultados de indutância obtidos experimentalmente a partir do protótipo original do atuador. A estrutura original do atuador possui um leve desalinhamento entre armadura e culatras, causando tendência ascendente nas indutâncias. Os resultados oriundos do protótipo original são chamados de pré-alinhamento. Após a inserção de uma peça centralizadora da armadura (roseta), os resultados são denominados de pós-alinhamento. O apêndice A contém vistas dos desenhos mecânicos tridimensionais do atuador em cortes, onde o apêndice A1 mostra o atuador na bancada de testes, no apêndice A2 é mostrada a topologia original (pré-alinhamento) e no apêndice A3 é mostrada a topologia modificada (pós-alinhamento). Os desenhos mecânicos das melhorias feitas na topologia modificada são mostrados no apêndice B. O apêndice C mostra uma imagem real do atuador na bancada de testes com detalhes dos componentes mais importantes da bancada, e também mostra o processo de execução dos testes experimentais.

Os resultados obtidos experimentalmente para indutâncias em função da posição axial são mostrados na Figura 65 e na Figura 66. As indutâncias próprias são afetadas pelo desalinhamento enquanto as mútuas e síncronas são pouco afetadas. É possível

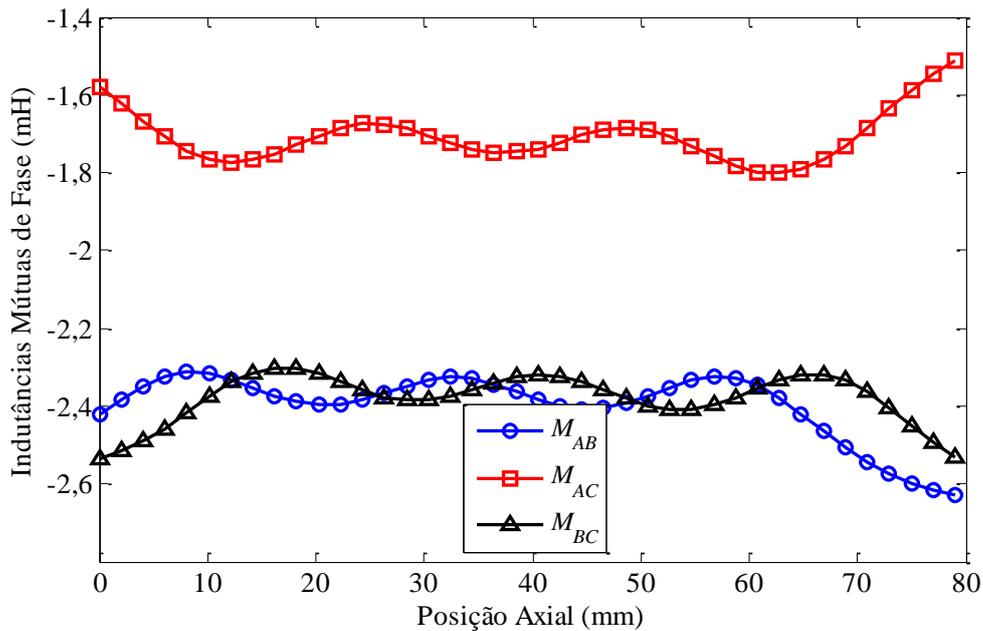
observar uma característica ascendente nas indutâncias próprias na medida em que o curso aumenta, e isso pode ser facilmente observado visualizando a fase B, que deveria ser simétrica em relação ao seu centro.

**Figura 65 – Indutâncias próprias em função da posição axial obtidas com análise experimental pré-alinhamento.**



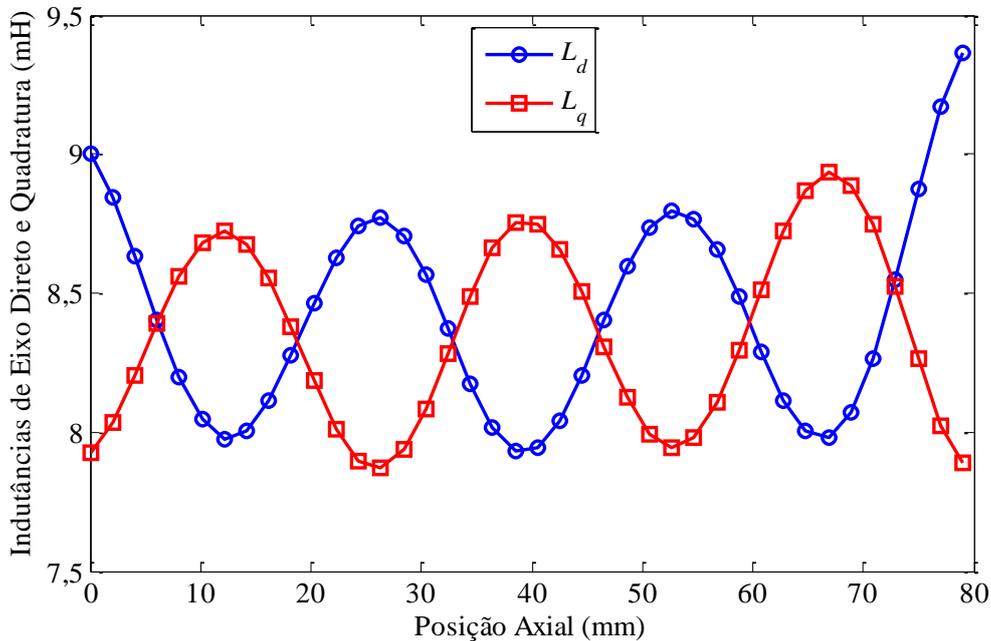
Fonte: elaborado pelo autor.

**Figura 66 – Indutâncias mútuas em função da posição axial obtidas com análise experimental pré-alinhamento.**



Fonte: elaborado pelo autor.

**Figura 67 – Indutâncias síncronas em função da posição axial, calculadas a partir dos resultados experimentais de indutância pré-alinhamento.**



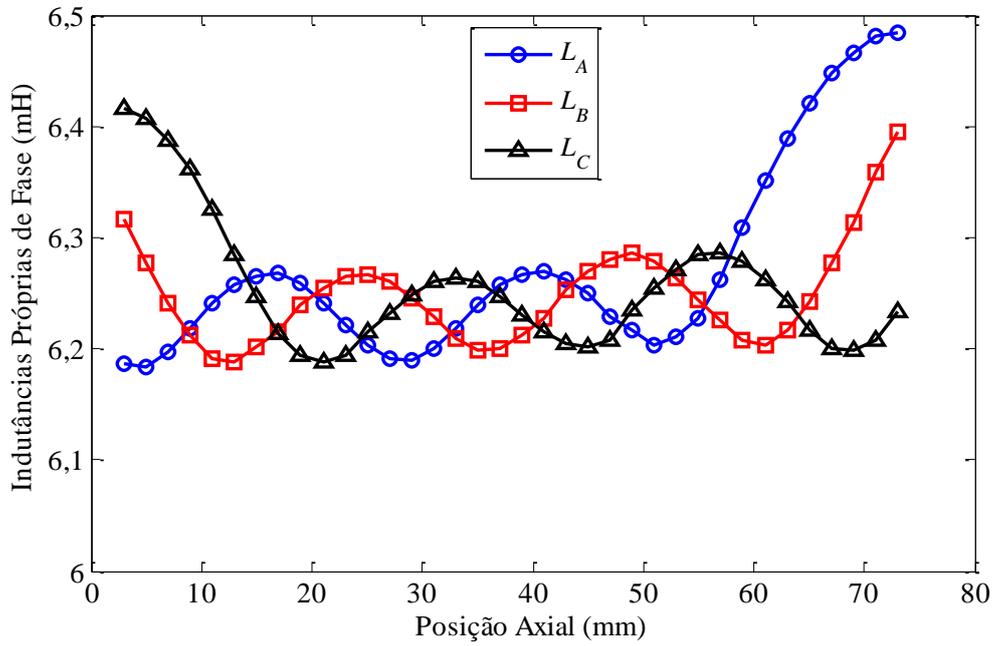
**Fonte: elaborado pelo autor.**

As indutâncias de eixo direto e quadratura, calculadas a partir dos resultados experimentais são mostradas na Figura 67. A comparação com os resultados numéricos é apresentada no Capítulo 6.

### 5.4.3 Resultados Experimentais Pós-Alinhamento

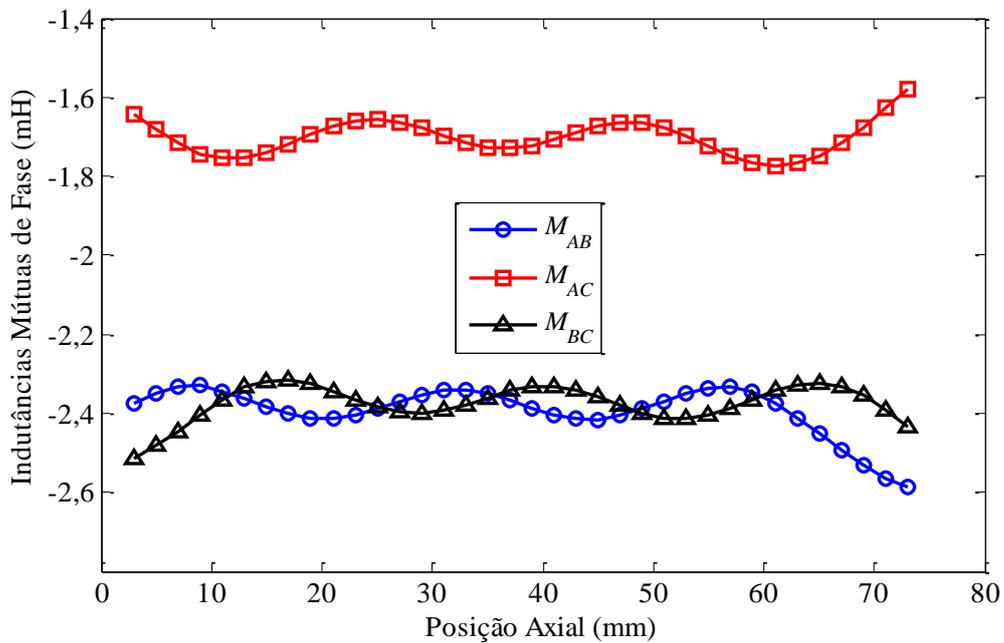
Utilizando o mesmo método de medição anterior, com a topologia modificada de modo a reduzir o desalinhamento, conforme apêndice A3, inserindo uma peça chamada de “roseta” (que pode ser consultada no apêndice B, juntamente com as outras peças que foram adicionadas a topologia tradicional), a medição foi novamente realizada. Com a inserção da roseta, o atuador perde 8 mm de curso. As indutâncias próprias e mútuas em função da posição axial são mostradas na Figura 68 e na Figura 69, e as indutâncias síncronas calculadas a partir desses valores são mostradas na Figura 70.

**Figura 68 – Indutâncias próprias em função da posição axial obtidas com análise experimental pós-alinhamento.**



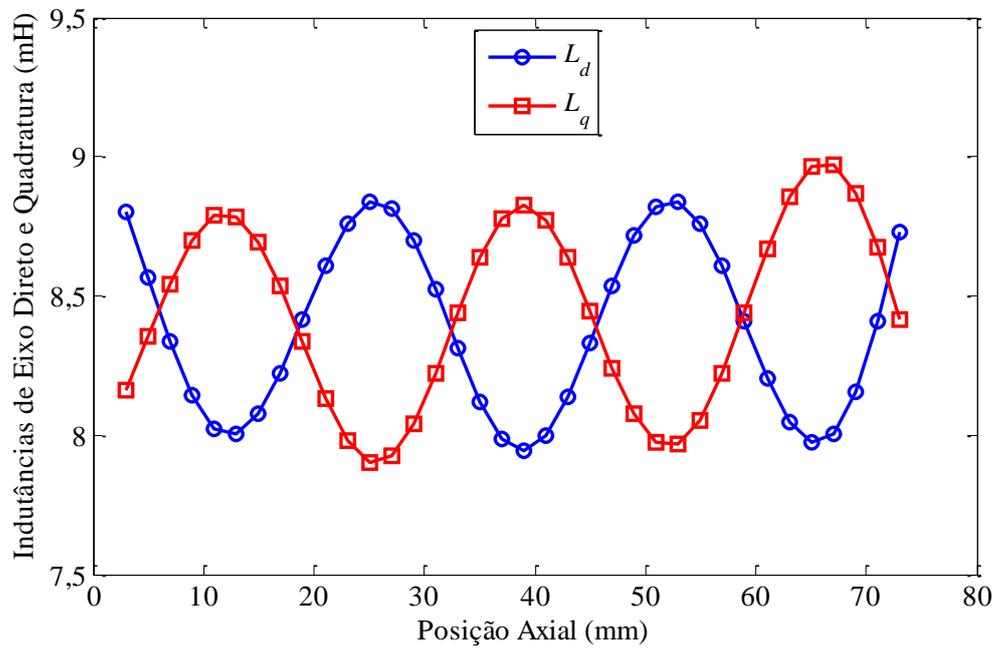
Fonte: elaborado pelo autor.

**Figura 69 – Indutâncias mútuas em função da posição axial obtidas com análise experimental pós-alinhamento.**



Fonte: elaborado pelo autor.

**Figura 70 – Indutâncias síncronas em função da posição axial, calculadas a partir dos resultados experimentais de indutância pós-alinhamento.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

Após a modificação da topologia do atuador, de modo a corrigir o desalinhamento, é possível observar nos resultados de indutâncias próprias que a tendência ascendente que existia no modelo pré-alinhamento diminuiu.

## **6 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS**

Nesta seção, inicialmente é avaliado o modelo numérico do atuador para verificar se a presença de ímãs permanentes, de saturação magnética ou de correntes induzidas apresenta influência sobre os resultados das indutâncias. Na sequência, os resultados experimentais são confrontados com os resultados numéricos, de maneira qualitativa e quantitativa, para fins de validação.

### **6.1 ANÁLISE DO MODELO NUMÉRICO**

Esta subseção tem o objetivo de avaliar se correntes induzidas no material das culatras e presença de ímãs permanentes influência significativa sobre o comportamento das indutâncias do atuador, além de avaliar se há saturação magnética nas culatras que possa resultar em no comportamento oscilatório das indutâncias em função da posição. Como o aparato experimental foi executado com as culatras sem ímãs (devido à dificuldade de se fabricar dois arranjos de ímãs de terras raras (desmagnetizados) com topologia tubular), o modelo numérico apresentado no Capítulo 4 também foi desenvolvido desta maneira. Entretanto, a adição dos ímãs (magnetizados ou desmagnetizados), deve ser analisada para se ter uma visão mais ampla do que ocorre no atuador, principalmente caso se queira trabalhar sob uma dessas condições. Os diferentes modelos de simulação (magnetostático e transiente com excitação de circuito externo) também devem ser comparados para garantir que os resultados apresentados por ambos são equivalentes. Outro fator a ser comprovado, é que a ondulação nas indutâncias não está associada à saturação magnética das culatras.

Em suma, os objetivos desta seção são:

- comparar o modelo numérico magnetostático sem ímãs com os modelos com ímãs desmagnetizados e ímãs magnetizados, para verificar o quanto a permeabilidade do ímã influencia no valor da indutância;

- comparar o modelo numérico magnetostático com ímãs magnetizados e culatra real (curva de magnetização obtida experimentalmente) com o modelo numérico magnetostático com ímãs magnetizados e culatra ideal (permeabilidade magnética relativa constante de 1000), para comprovar que os valores da indutância não são afetados significativamente pela saturação magnética;

- comparar o modelo magnetostático com o modelo transiente, para comprovação da equivalência dos modelos;

- comparar o modelo transiente que considera perdas por correntes induzidas com outro modelo transiente que não considera perdas por correntes induzidas, para avaliar qual a influência destas no valor das indutâncias.

Foi verificado em todas as simulações que o formato da onda e o valor de pico a pico das indutâncias não teve alterações significativas em relação ao modelo numérico apresentado no Capítulo 4. As alterações ocorrem somente no nível médio. Por conta disso, os resultados aqui apresentados se referem ao valor médio das indutâncias próprias e mútuas.

As médias de valores da simulação magnetostática, sem ímãs em comparação com o caso com ímãs desmagnetizados e magnetizados, para demonstrar o efeito da consideração da permeabilidade magnética dos ímãs, são mostradas na Tabela 10.

É possível observar através da Tabela 10, que a consideração da permeabilidade do ímã no modelo faz com que o valor médio das indutâncias cresça em torno de 2%. Isso pode estar associado ao fato de que a permeabilidade do ímã é ligeiramente maior

que a do ar. Com os ímãs magnetizados, esse valor sobe para em torno de 2,5%. Essa pequena diferença pode ser explicada pela imprecisão do simulador em obter apenas o fluxo magnético produzido pela reação da armadura para a determinação das indutâncias, sem considerar o fluxo magnético produzido pelos ímãs permanentes dos arranjos de Halbach. Ainda assim, verificou-se que a presença dos ímãs permanentes, afeta pouco os valores das indutâncias.

**Tabela 10 – Comparação dos valores médios de indutâncias, obtidos por meio de simulação magnetostática, considerando culatras com curva BH experimental.**

Indutância	Sem ímãs (mH)	Com ímãs desmagnetizados (mH)	Com ímãs magnetizados (mH)
$L_A$	6,2432	6,3359 (+1,81%)	6,3879 (+2,32%)
$L_B$	6,2257	6,3418 (+1,86%)	6,3723 (+2,35%)
$L_C$	6,2260	6,3532 (+2,04%)	6,3850 (+2,55%)
$M_{AB}$	-2,3968	-2,4441 (+1,97%)	-2,4600 (+2,64%)
$M_{AC}$	-1,7069	-1,7544 (+2,78%)	-1,7689 (+3,63%)
$M_{BC}$	-2,3806	-2,4424 (+2,60%)	-2,4583 (+3,26%)

**Fonte: elaborado pelo autor.**

As médias dos valores da simulação magnetostática, com ímãs magnetizados (utilizando a curva de magnetização experimental) em comparação com o caso hipotético de uma culatra com permeabilidade magnética relativa elevada (1000), de forma a comprovar que não é a saturação da culatra que causa a variação de indutância, é apresentada na Tabela 11.

A diferença nas médias das indutâncias, comparando culatras reais com culatras ideais, conforme Tabela 11, é de aproximadamente 0,1%. Pelo fato desse valor ser bem pequeno, conclui-se que não é a presença de saturação que afeta o valor das indutâncias.

**Tabela 11 – Comparação dos valores médios de indutâncias, obtidas por simulação magnetostática com a presença de ímãs permanentes magnetizados, considerando culatras reais e culatras ideais.**

Indutância	Culatras reais – curva BH experimental (mH)	Culatras ideais -permeabilidade constante (mH)
$L_A$	6,3879	6,3947 (+0,11%)
$L_B$	6,3723	6,3786 (+0,10%)
$L_C$	6,3850	6,3917 (+0,10%)
$M_{AB}$	-2,4600	-2,4635 (+0,14%)
$M_{AC}$	-1,7689	-1,7717 (+0,16%)
$M_{BC}$	-2,4583	-2,4616 (+0,13%)

**Fonte: elaborado pelo autor.**

As médias de valores da simulação magnetostática com ímãs desmagnetizados em comparação com simulação transiente com ímãs desmagnetizados, de forma a comprovar que ambos os modelos numéricos chegam a resultados similares, são apresentadas na Tabela 12.

A diferença dos valores médios de indutâncias, comparando o modelo numérico magnetostático com o modelo numérico transiente, conforme Tabela 12, apresenta valores muito baixos. Desta forma, é possível concluir que ambos os modelos são válidos para análise da indutância.

**Tabela 12 – Comparação dos valores médios de indutâncias, obtidas por simulação magnetostática e transiente, considerando culatras reais.**

Indutância	Magnetostático com ímãs desmagnetizados (mH)	Transiente com ímãs desmagnetizados (mH)
$L_A$	6,3359	6,3594 (+0,06%)
$L_B$	6,3418	6,3435 (+0,03%)
$L_C$	6,3532	6,3544 (+0,02%)
$M_{AB}$	-2,4441	-2,4484 (+0,18%)
$M_{AC}$	-1,7544	-1,7591 (+0,27%)
$M_{BC}$	-2,4424	-2,4446 (+0,09%)

**Fonte: elaborado pelo autor.**

Sabendo-se que é possível determinar os valores de indutância por meio do modelo transiente, e que com este é possível realizar simulações considerando a presença de correntes induzidas, uma simulação foi realizada para verificar se correntes induzidas nas culatras podem afetar significativamente os valores das indutâncias. As médias dos valores da simulação transiente com ímãs desmagnetizados em comparação com uma simulação transiente com ímãs desmagnetizados considerando correntes induzidas são mostradas na Tabela 13.

A consideração de perdas por correntes induzidas nas culatras causa uma diferença de nível médio nas indutâncias de no máximo 0,13%, para uma densidade de corrente de 2,5 A/mm<sup>2</sup>. Com essa simulação é possível concluir que as perdas por correntes induzidas não influenciam, de maneira significativa, o valor das indutâncias.

**Tabela 13 – Comparação dos valores médios de indutâncias, obtidos por simulação transiente levando em conta perdas por correntes induzidas, considerando culatras reais.**

Indutância	Com ímãs	Com ímãs
	desmagnetizados sem correntes induzidas (mH)	desmagnetizados e com correntes induzidas (mH)
$L_A$	6,3594	6,3646 (+0,08%)
$L_B$	6,3435	6,3482 (+0,07%)
$L_C$	6,3544	6,3592 (+0,08%)
$M_{AB}$	-2,4484	-2,4458 (+0,11%)
$M_{AC}$	-1,7591	-1,7568 (+0,13%)
$M_{BC}$	-2,4446	-2,4442 (+0,10%)

**Fonte: elaborado pelo autor.**

Os resultados desta subseção mostram as características das indutâncias para diferentes considerações de modelos numéricos. Os resultados apresentados mostram que a ondulação da indutância está de fato associada principalmente ao efeito de extremidade, uma vez que em nenhum dos casos analisados apresentou variação significativa em relação ao valor de pico a pico das indutâncias. Além disso, verificou-se que tanto a presença de ímãs permanentes, magnetizados ou não, assim como a presença de correntes induzidas (nas frequências avaliadas, isto é, 60 Hz) não influencia significativamente o valor médio das indutâncias. Por fim, constatou-se que mesmo considerando ímãs permanentes magnetizados, não ocorre saturação magnética nas

culatras ferromagnéticas e que a queda de potencial magnético neste material é tão pequena que não afeta significativamente o valor médio das indutâncias.

A próxima seção apresenta uma comparação dos dados numéricos com os resultados experimentais, para fins de validação. Como o aparato experimental foi realizado sem ímãs, os dados numéricos comparados se referem ao modelo sem ímãs.

## **6.2 VALIDAÇÃO DOS RESULTADOS**

Os dados obtidos através de simulação numérica e medição experimental são confrontados nesta subseção com objetivo de os validar. Essa comparação ocorre de duas maneiras, isto é, qualitativa (graficamente) e quantitativa (através da comparação de médias e coeficiente de determinação), tanto para as indutâncias próprias e mútuas, quanto para as indutâncias síncronas. Adicionalmente, é discutido o possível uso das indutâncias estudadas e modeladas para aplicações de controle sem sensores, relacionando os resultados a trabalhos existentes na literatura.

Foi constatada uma tendência ascendente nos resultados experimentais das curvas de indutâncias próprias em função do deslocamento axial. A hipótese inicial foi que isso poderia estar sendo causado por desalinhamento da armadura em relação às culatras. Um fato que contribuía para essa hipótese inicial era que a armadura da máquina era fixada com concentricidade ao eixo em apenas uma das extremidades.

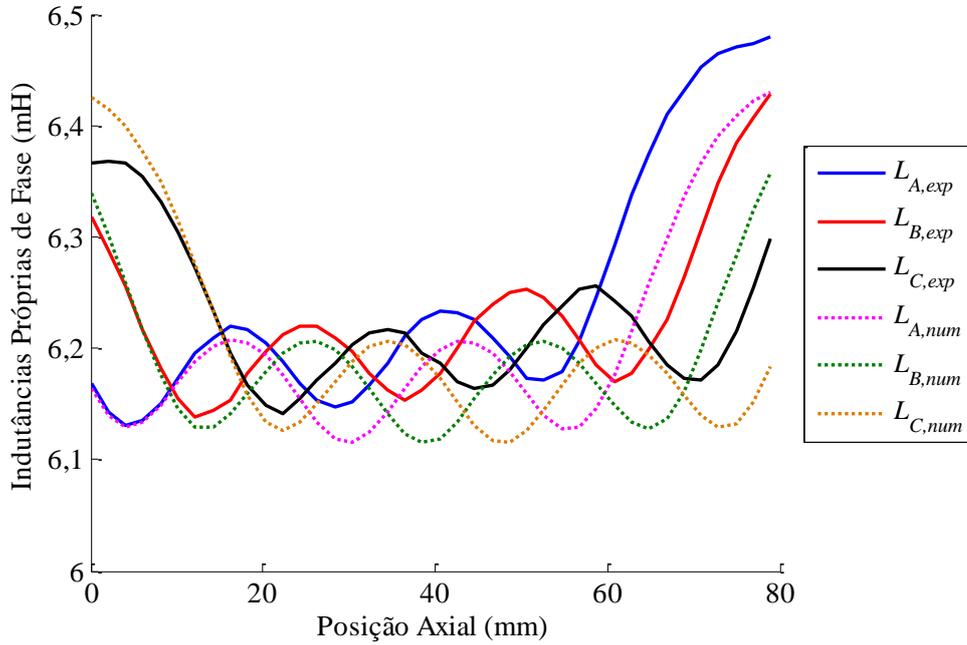
Para fins de comprovação da hipótese de desalinhamento, antes de executar modificações mecânicas no atuador, um modelo numérico com inclinação gradativa da armadura em relação às culatras foi desenvolvido. O ponto de comparação estabelecido foi o terceiro vale da indutância própria da fase A. Com base nele foram executadas diversas simulações com ângulos diferentes para encontrar, através da tentativa e erro,

um ângulo que expressasse o mesmo comportamento das indutâncias próprias no modelo numérico do que aquele observado experimentalmente. O modelo numérico com inclinação nesse ponto que melhor corresponde ao valor de indutância do modelo experimental apresenta um ângulo de inclinação de  $0,125^\circ$ . Sendo assim, uma simulação paramétrica foi executada com aumento gradativo da inclinação da armadura (partindo de  $0^\circ$  até  $0,186^\circ$ , sendo que existem  $0,125^\circ$  de inclinação no ponto estabelecido), e os resultados de indutância dessa simulação são apresentados aqui nomeados como modelo numérico desalinhado. Os resultados nomeados como modelo numérico alinhado correspondem ao modelo numérico ao qual não existe inclinação axial da armadura em relação às culatras. A terceira gama de dados é oriunda da medição, portanto, nomeada como experimental, sendo que aqui foi considerado o modelo pré-alinhamento por possuir o curso de 80 mm.

As comparações entre os dados, tanto qualitativa quanto quantitativamente, seguem dois padrões de abordagem: modelo numérico alinhado frente ao experimental e modelo numérico desalinhado frente ao experimental. Dentro de cada grupo existem indutâncias próprias (fase A, fase B e fase C), indutâncias mútuas (entre as fases AB, AC e BC) e indutâncias síncronas (eixo direto e quadratura).

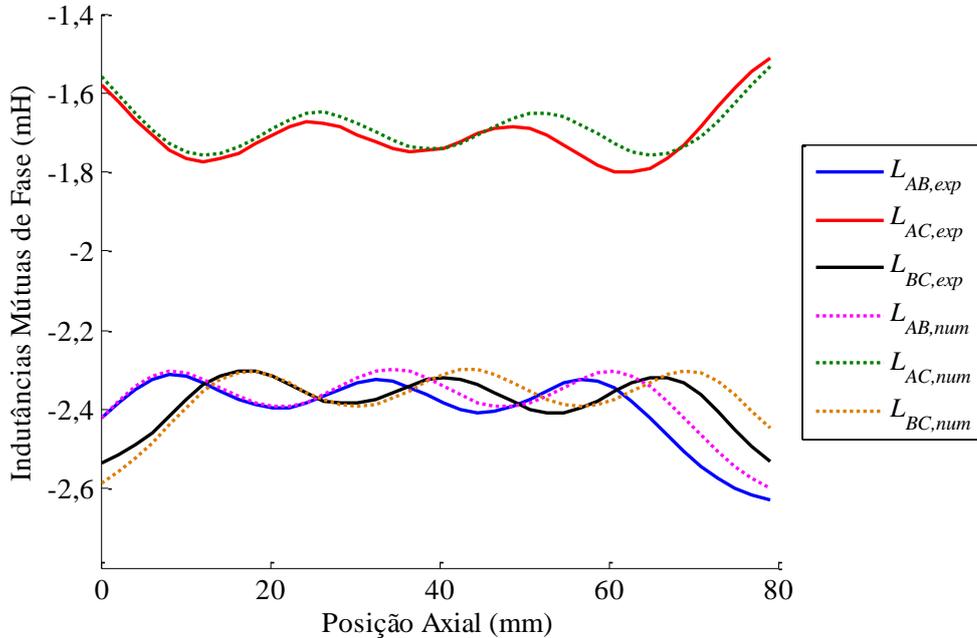
A Figura 71, a Figura 72 e a Figura 73, mostram, respectivamente, as comparações gráficas do modelo numérico alinhado em relação ao modelo experimental de indutâncias próprias, mútuas e síncronas.

**Figura 71 – Comparação das indutâncias próprias experimentais (exp) frente aos resultados do modelo numérico (num) alinhado, em função da posição axial.**



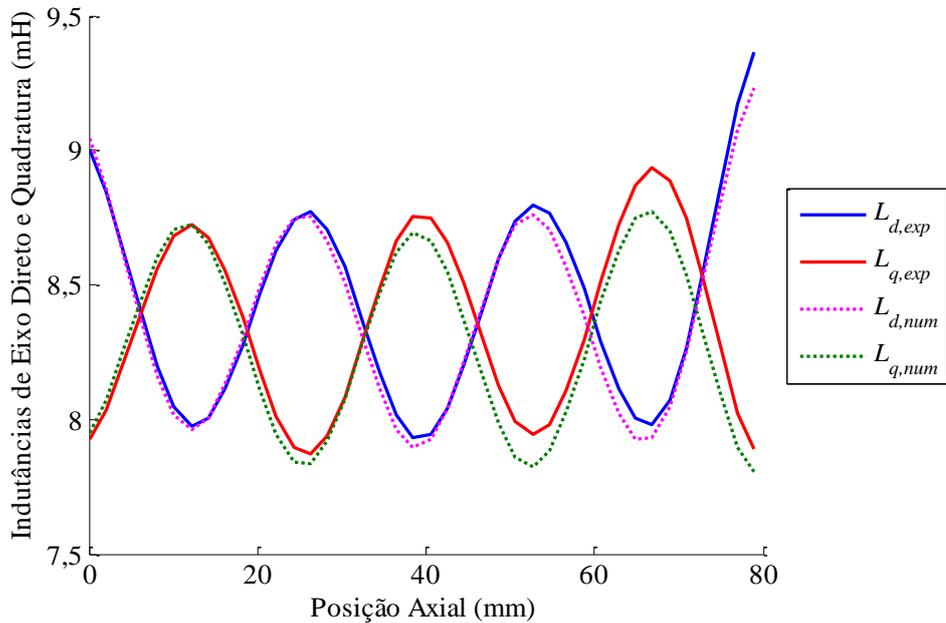
Fonte: elaborado pelo autor.

**Figura 72 – Comparação das indutâncias mútuas experimentais (exp) frente aos resultados do modelo numérico (num) alinhado, em função da posição axial.**



Fonte: elaborado pelo autor.

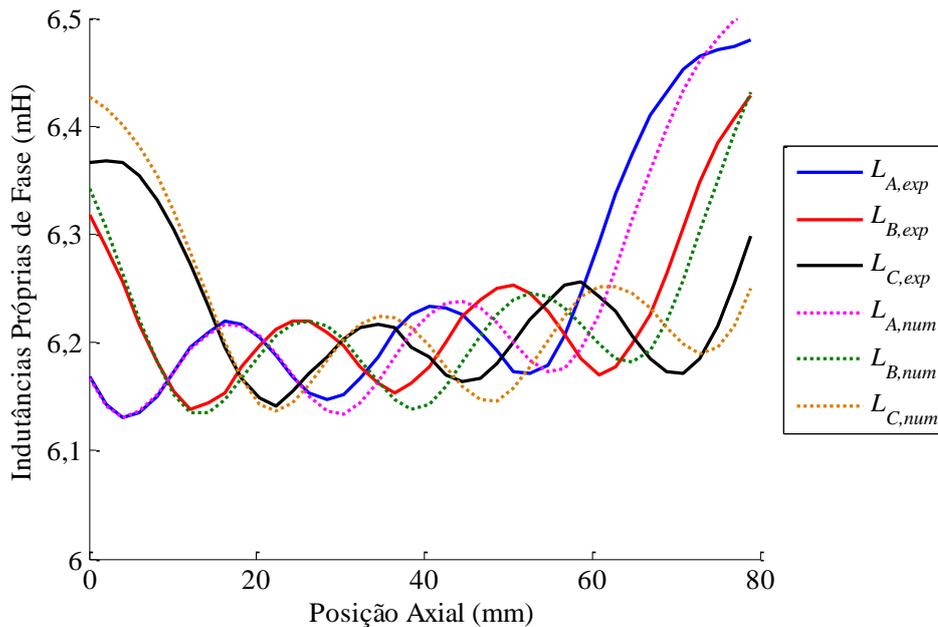
**Figura 73 – Comparação das indutâncias síncronas experimentais (exp) frente aos resultados do modelo numérico (num) alinhado, em função da posição axial.**



**Fonte: elaborado pelo autor.**

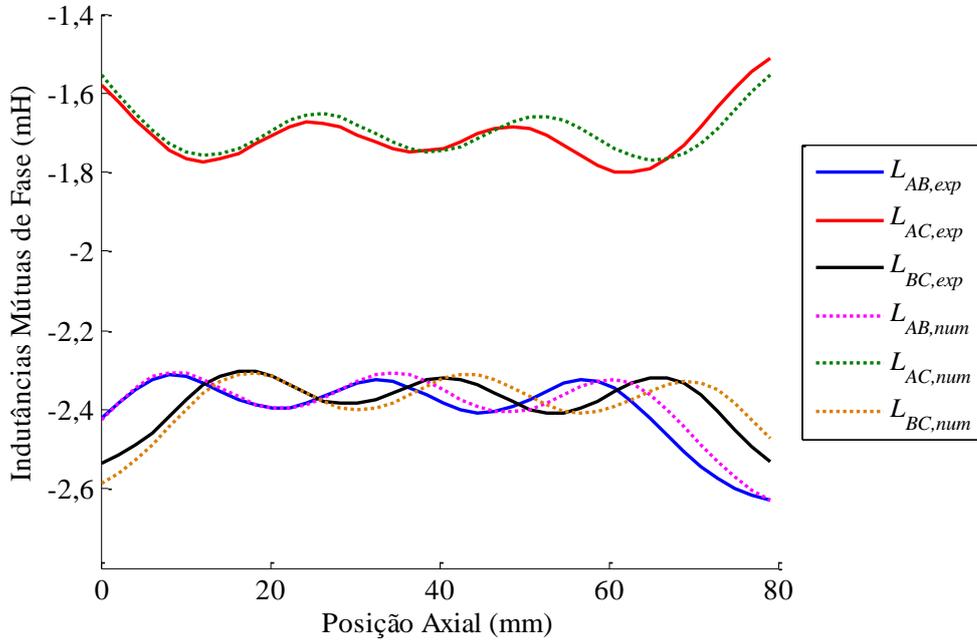
A Figura 74, Figura 75 e a Figura 76, mostram, respectivamente, as comparações gráficas do modelo numérico desalinhado em relação ao modelo experimental indutâncias próprias, mútuas e síncronas.

**Figura 74 – Comparação das indutâncias próprias experimentais (exp) frente aos resultados do modelo numérico (num) desalinhado, em função da posição axial.**

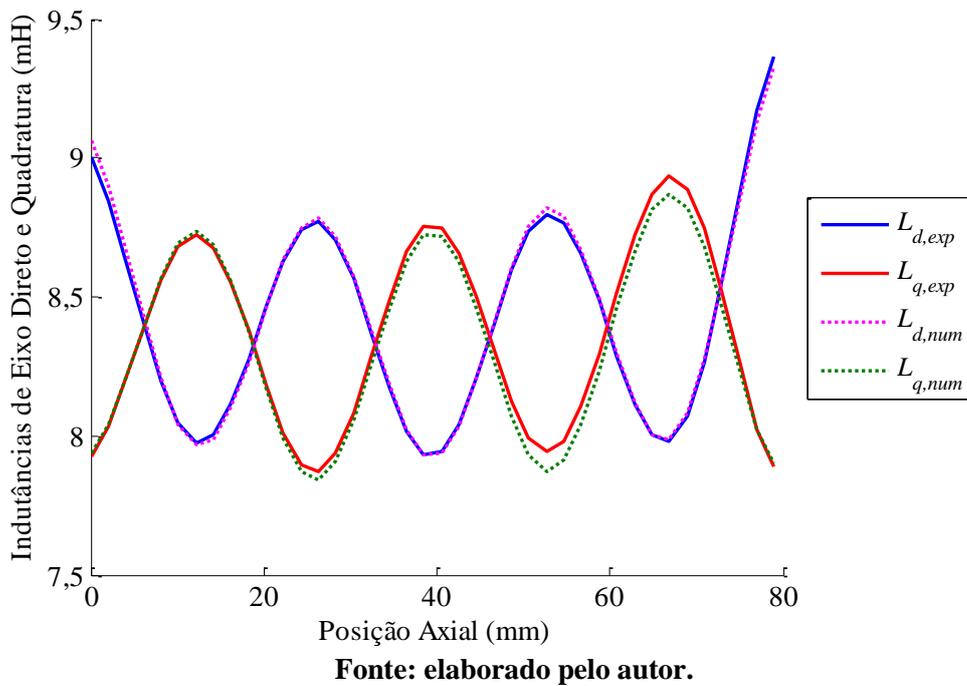


**Fonte: elaborado pelo autor.**

**Figura 75 – Comparação das indutâncias mútuas experimentais (exp) frente aos resultados do modelo numérico (num) desalinhado, em função da posição axial.**



**Figura 76 – Comparação das indutâncias síncronas experimentais (exp) frente aos resultados do modelo numérico (num) desalinhado, em função da posição axial.**



Observando os dados apresentados, é possível concluir que as indutâncias medidas experimentalmente apresentam uma tendência ascendente na medida que a posição axial aumenta, especialmente se comparada à simulação com o atuador perfeitamente alinhado. Isso fica claro quando são observadas as indutâncias próprias da Figura 71. Com o modelo numérico desalinhado é possível comprovar a hipótese que tal inclinação acontece devido ao desalinhamento, pois de acordo com a Figura 74, as indutâncias apresentam comportamento similar. Embora o ângulo de desalinhamento seja muito pequeno, fica facilmente visível nas figuras de indutância própria a sua influência.

Não é possível observar nas indutâncias mútuas o mesmo comportamento devido ao desalinhamento se comparadas às indutâncias próprias. Isso se deve ao fato de que esse ângulo de inclinação não influencia significativamente o circuito magnético das indutâncias mútuas, portanto, não as altera. O desalinhamento causa leve variação na amplitude das indutâncias síncronas, principalmente quando o valor do ângulo de desalinhamento é maior.

Em todos os casos, é possível observar que existe uma leve defasagem entre o resultado numérico e o experimental, e isso pode ser justificado por uma possível imprecisão na medida de posição.

A Tabela 14 mostra o valor médio de cada uma das indutâncias mostradas graficamente nessa seção, com o intuito de observar e comparar quantitativamente os resultados. Os dados mostram que apesar do fator desalinhamento, os valores médios são similares. O modelo numérico desalinhado, que foi desenvolvido para comprovar a hipótese do desalinhamento, apresenta valores mais aproximados do experimental do

que o modelo numérico alinhado. Então, mais uma vez a hipótese da existência de desalinhamento no protótipo é evidente.

**Tabela 14 – Comparação dos valores médios de indutâncias.**

Indutância	Numérico alinhado (mH)	Numérico desalinhado (mH)	Experimental (mH)
$L_A$	6,2021	6,2343	6,2432
$L_B$	6,1891	6,2180	6,2257
$L_C$	6,2033	6,2290	6,2260
$M_{AB}$	-2,3722	-2,3844	-2,3968
$M_{AC}$	-1,6888	-1,6956	-1,7069
$M_{BC}$	-2,3729	-2,3835	-2,3806
$L_q$	8,3972	8,4336	8,4272
$L_d$	8,2884	8,3297	8,3589

**Fonte: elaborado pelo autor.**

De modo a obter outra comparação quantitativa dos dados, o coeficiente de determinação ( $R^2$ ) foi calculado para os casos propostos. Esse coeficiente indica o quanto um vetor de dados pode ser aproximado pelo outro. Logo, quanto maior o valor de  $R^2$ , melhor o modelo ajusta os dados, sendo que seu valor pode variar de 0 (0%) a 1 (100%). A Tabela 15 apresenta os resultados. Nessa análise, a comparação entre os dois modelos numéricos também foi considerada para verificar de forma quantitativa, a diferença que existe entre esses dois modelos. Também é possível observar que apesar das indutâncias mútuas terem gráficos similares, elas apresentam aqui o menor percentual de ajuste. Isso possivelmente está ligado ao fato da imprecisão na medida de posição axial experimental.

É possível observar na tabela que compara o coeficiente de determinação, que o modelo experimental é melhor expressado pelo modelo numérico desalinhado do que o modelo numérico alinhado (ideal), pois, os valores do coeficiente de determinação são

mais elevados. Essa adequação fica evidente quando se observa as indutâncias síncronas  $L_d$  e  $L_q$ , as quais possuem valores praticamente unitários, indicando uma boa adequação do modelo numérico para expressar o experimental.

**Tabela 15 – Comparação do  $R^2$  dos resultados numéricos e experimentais.**

	Numérico alinhado v.s. Numérico desalinhado	Numérico desalinhado v.s. Experimental	Numérico alinhado v.s. Experimental
$L_A$	0,9789	0,9494	0,9055
$L_B$	0,9052	0,9103	0,7561
$L_C$	0,9472	0,8884	0,8263
$M_{AB}$	0,9924	0,9253	0,9037
$M_{AC}$	0,9870	0,7864	0,8235
$M_{BC}$	0,9874	0,7892	0,7362
$L_q$	0,9713	0,9927	0,9539
$L_d$	0,9878	0,9972	0,9869

**Fonte: elaborado pelo autor.**

A comparação dos resultados nessa seção, além de validar os modelos, tem a intenção de classificar o atuador em um patamar de possibilidade de aplicação de controle sem sensores, que é um dos objetivos desta dissertação (com a comprovação da influência dos efeitos de extremidade nas indutâncias).

A partir da observação do comportamento das indutâncias em função da posição axial é possível discutir sobre os potenciais métodos de controle sem sensores nesse atuador.

É possível utilizar o controle vetorial observando os valores de corrente formados por uma excitação com fonte de tensão conhecida, calculando a indutância. Essa técnica é utilizada em máquinas onde o efeito de saliência ou o efeito de saturação

causa indutâncias variáveis. Esse método pode ser aplicado ao atuador, pois, conforme discutido anteriormente, nessa topologia de atuador os efeitos de extremidade causam indutâncias variáveis. Com os valores de indutâncias calculados a partir dos valores de tensão e corrente, a posição e velocidade podem ser estimadas.

Outra abordagem é utilizar o DTC, que inicialmente segue a mesma ideia do controle vetorial, ou seja, calcular a indutância através dos valores de tensão e corrente, e com posse desses valores, os comparar com tabelas verdade para estimar a posição. Por exemplo, uma tabela verdade que associa o valor de alguma indutância própria à posição axial ou uma tabela verdade que associa às indutâncias próprias e mútuas as indutâncias síncronas, e assim permite estimar a posição. Também é possível criar uma tabela verdade relacionando os pontos de cruzamento de indutâncias (pontos nos quais duas indutâncias têm o mesmo valor) com a posição axial. Assim, é possível descobrir o sentido de deslocamento do atuador e determinar a velocidade. Nesse controle, a precisão da estimação da posição está associada à precisão da estimação da indutância.

De acordo com o referencial teórico também é possível aplicar o controle sem sensores com o método de injeção de sinal de alta frequência, que hoje representa o estado da arte na área de controle sem sensores. Nesse caso, a injeção pode ser feita nos eixos de referência ABC (rotativo), dq0 (pulsante), ou onda quadrada. Esse sinal pode ser de tensão ou corrente, sendo que a frequência e a amplitude a serem injetadas variam conforme cada topologia de máquina e devem ser escolhidas para facilitar a decodificação sem afetar o desempenho da máquina. Embora seja possível aplicar sinais de tensão ou corrente, a bibliografia sugere que a injeção de sinal de corrente apresenta erros menores na resposta da estimação de posição. Um fator que poderia ser um entrave na aplicação do controle é o nível de variação das indutâncias (na escala de

mH). Entretanto, existem trabalhos na literatura com máquinas que possuem variação de indutâncias mil vezes menores (na escala de  $\mu\text{H}$ ) (YANG; LORENZ, 2012) e que conseguem aplicar o controle de movimentação com precisão. Nos trabalhos de (CUPERTINO et al., 2011a, 2011b), embora as indutâncias não sejam variáveis pelos mesmos motivos que causam a variação no atuador em estudo neste trabalho, as indutâncias apresentam comportamento semelhante. E nesses dois trabalhos, o controle sem sensores, baseado em injeção de sinal (tensão e corrente) foi desenvolvido e bons resultados foram obtidos.

## 7 CONCLUSÃO

A análise semianalítica das indutâncias do atuador permitiu observar como a indutância nas fases e entre as fases do atuador é formada. Determinando a indutância de cada uma das bobinas em função da posição axial, é possível entender as oscilações na indutância própria e mútua. As expressões analíticas em função dos valores de indutância das bobinas permitiram determinar a indutância de uma fase e entre as fases. Por conta das oscilações de indutância das bobinas, ocasionada pelos diferentes caminhos de relutância que ela percorre no curso axial, as indutâncias de fase também são variáveis. A implementação da transformação de coordenadas ABC para dq0 resulta em valores de indutâncias síncronas dependentes da posição. Esse é um aspecto positivo, caso o rastreamento de posição baseado em injeção de sinal pulsante queira ser implementado. Nesse método de detecção de posição, o parâmetro observado são as indutâncias síncronas, e a posição é estimada a partir delas.

Verificou-se ainda, que os resultados experimentais de indutâncias próprias apresentam uma tendência ascendente em função da posição axial, que era resultado do desalinhamento da armadura em relação às culatras. Um modelo numérico com a armadura inclinada em relação às culatras foi criado para comprovar a hipótese de que o fenômeno era mesmo causado pelo desalinhamento. Frente a isso, uma modificação foi aplicada ao protótipo de forma a diminuir o desalinhamento. Como resultado, verificou-se que a tendência ascendente nas indutâncias próprias foi reduzida. Entretanto, a modificação implica em uma redução no curso efetivo do atuador devido às restrições mecânicas impostas. Essa análise permitiu verificar o impacto do desalinhamento nas indutâncias.

Foram executadas simulações numéricas com diversas condições, como, atuador com ímãs desmagnetizados, magnetizados, considerando correntes induzidas nas culatras, etc. Constatou-se que nenhuma dessas condições produz variações significativas nos valores de indutância com relação à condição de adotada para comparação com os resultados experimentais, ou seja, modelo magnetostático sem a presença de ímãs permanentes. Também foi levantada a hipótese de que a variação das indutâncias poderia estar sendo causada por saturação magnética nas culatras. Foi realizada uma simulação considerando uma culatra com permeabilidade constante e de valor elevado, e outra considerando a curva de magnetização do. Os resultados para estas duas últimas condições se mostraram semelhantes, o que comprovou que a ondulação das indutâncias não está associada à saturação magnética.

Na comparação dos resultados numéricos e experimentais, o modelo experimental considerado foi o desalinhado (pois, apresenta maior curso), enquanto foram considerados modelos numéricos alinhados e desalinhados. Quando o modelo experimental é comparado com o modelo numérico alinhado, fica evidente o comportamento ascendente, e quando é comparado com o desalinhado, fica comprovada a hipótese de inclinação da armadura. Quantitativamente, as médias dos resultados não apresentam grandes diferenças entre esses três grupos de dados, no entanto, na comparação do  $R^2$ , o modelo experimental tem valores mais aproximados do modelo desalinhado do que o modelo alinhado.

Baseado nos conceitos apresentados na literatura, e nos resultados obtidos, é possível classificar o atuador como apto a ter a posição da armadura rastreada, visto que suas indutâncias são variáveis e dependem da posição. O uso do atuador nesse propósito

utilizaria o efeito de extremidade como uma condição favorável, pois, por conta dele seria possível aplicar técnicas de rastreamento baseadas em variação de parâmetros.

Como este trabalho buscou oferecer um embasamento teórico para outros trabalhos que busquem o controle do atuador, mais especificamente o controle sem sensores, são sugeridos trabalhos futuros para dar continuidade a essa dissertação:

- Caracterizar os valores de indutância para diferentes injeções de sinal em alta frequência, variando-se frequência, amplitude e tipo de excitação (corrente e tensão), para definir qual é mais adequado para computar os valores das indutâncias;

- Criar uma tabela verdade relacionando indutâncias do atuador dependentes da posição para, comparar com os valores medidos em tempo real, para fazer a estimação da posição axial;

- Criar uma tabela verdade com o valor das indutâncias de eixo direto e quadratura do atuador, relacionadas a alguma indutância medida em tempo real (própria ou mútua), e a partir da transformação inversa de Clarke e Park, estimar a posição axial;

- Injetar sinal de alta frequência de tensão e corrente no domínio ABC e dq0, e verificar com qual deles é possível obter a melhor resposta de posição;

- Juntar todos os sistemas elaborados e comparar a posição estimada com a posição monitorada por algum sensor de posição;

- Elaborar um sistema de acionamento para o atuador para seguimento de referência utilizando a técnica de controle sem sensores com injeção de sinal.

## REFERÊNCIAS

ANSYS INC. **ANSYS Maxwell 3D Field Simulator v15 User's Guide**, ANSYS Inc., 2012.

BAE, B. H. et al. Implementation of sensorless vector control for super-high-speed PMSM of turbo-compressor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 39, n. 3, p. 811–818, 2003.

BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas**. 2. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2010. v. 1.

BETIN, F. et al. Trends in electrical machines control: Samples for classical, sensorless, and fault-tolerant techniques. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, New York, v. 8, n. 2, 2014.

BIZZOZERO, F. et al. Dynamic Model , Parameter Extraction , and Analysis of Two Topologies of a Tubular Linear Generator for Seawave Energy Production. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS, ELECTRICAL DRIVES, AUTOMATION AND MOTION (SPEEDAM), 20th, 2014, Ischia. **Proceedings...** Ischia: IEEE, 2014. p. 433–438.

BOFF, B. H. et al. End Effect Flux and Inductances in Long-Armature Linear Electromagnetic Actuators. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC FIELDS IN MECHATRONICS, ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (ISEF), 18th, 2017, Lodz. **Proceedings...** Lodz: IEEE, 2017.

BOFF, B. H. B. et al. Influence of End Effects on Direct- and Quadrature-Axis Inductances in Linear Electromagnetic Actuators. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 53, n. 11, p. 1–7, 2017. b.

BOLDEA, I. **Linear Electric Machines, Drives, and MAGLEVs Handbook**. Boca Raton: CRC Press, 2013.

BOLDEA, I.; NASAR, S. **Linear motion electromagnetic devices**. New York: Taylor & Francis, 2001.

BRIZ, F. et al. Comparison of saliency-based sensorless control techniques for AC machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 40, n. 4, p. 1107–1115, 2004.

CHEEMA, M. A. M. et al. Modified direct thrust control of linear permanent magnet motors with sensorless speed estimation. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, Montreal, p. 1908–1914, 2012.

CHEEMA, M. A. M.; FLETCHER, J. E. Analysis of the limitations of conventional direct thrust control scheme for linear permanent magnet synchronous motors. In: INTERNATIONAL ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXHIBITION (IEEE ECCE), 5th, 2013, Melbourne. **Proceedings...** Piscataway, IEEE, 2013. p. 271–277.

CHUXIONG HU; BIN YAO; QINGFENG WANG. Coordinated Adaptive Robust Contouring Control of an Industrial Biaxial Precision Gantry With Cogging Force Compensations. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 57, n. 5, p. 1746–1754, 2010.

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**, New York, v. 58, n. 2, p. 494–502, 2011. a.

CUPERTINO, F. et al. Sensorless Position Control of Permanent-Magnet Motors With Pulsating Current Injection and Compensation of Motor End Effects. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 47, n. 3, p. 1371–1379, 2011. b.

DANIELSSON, O.; LEIJON, M. Flux distribution in linear permanent-magnet synchronous machines including longitudinal end effects. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 43, n. 7, p. 3197–3201, 2007.

EBERLE. Fios Esmaltados, **Catálogo de Fios Esmaltados Metalcorte/Eberle**, Caxias do Sul, 2005.

ECKERT, P. R. **Metodologia de projeto de atuador eletromagnético linear para sistemas de suspensão semiativa e ativa**. 2016. (Tese). Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2016.

ERTAN, H. B.; SAHIN, I. Evaluation of inductance measurement methods for PM machines. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES (ICEM), 20th, 2012, Marseille. **Proceedings...** Marseille: IEEE, 2012, p. 1672–1678.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR, C.; UMANS, S. D. **Electric Machinery**. 6. ed. Nova Iorque: McGraw Hill, 2003.

GENDUSO, F. et al. Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 57, n. 6, p. 2092–2100, 2010.

GIERAS, J. F. **Permanent magnet motor technology: design and applications**. 3. ed. Boca Raton: CRC Press, 2010.

GIERAS, J. F.; DAWSON, G. E.; EASTHAM, A. R. A New Longitudinal End Effect Factor for Linear Induction Motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v. EC-2, n. 1, p. 152–159, 1987.

GLOBALSPECIALTIES. **LCR-600: 100 kHz High Precision LCR Meter**. 2017. (Datasheet). Disponível em: <<http://globalspecialties.com/test-equipment/meters/817-lcr-600.html>>. Acesso em: 5 fev. 2017.

GRUBER, S. et al. Reduction of detent force caused by the end effect of a high thrust tubular PMLSM using a genetic algorithm and FEM. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS CONFERENCE (IECON), 36th, 2010, Glendale. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2010. p. 968–973, 2010.

HIRASA, T.; ISHIKAWA, S.; YAMAMURO, T. Equivalent circuit of linear induction motors with end effect taken into account. **Electrical Engineering in Japan**, Tokyo, v. 100, n. 2, p. 65–71, 1980.

HOWE, D. Magnetic actuators. **Sensors and Actuators A: Physical**, Amsterdam, v. 81, n. 1–3, p. 268–274, 2000.

HSU, S. et al. Fuzzy PI Controller Tuning for a Linear Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. In: ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY (IECON), 27th, 2001, Denver. **Proceedings...** Denver: IEEE, 2001. p. 1661–1666.

HU, H. et al. Magnetic Field and Force Calculation in Linear Permanent-Magnet Synchronous Machines Accounting for Longitudinal End Effect. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 63, n. 12, p. 7632–7643, 2016.

HUANG, X. et al. Optimization for the Pole Structure of Slot-Less Tubular Permanent Magnet Synchronous Linear Motor and Segmented Detent Force Compensation. **IEEE Transactions on Applied Superconductivity**, New York, v. 26, n. 7, p. 1–5, 2016.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Std 115-83: Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machine Parameters by Standstill Frequency Response Testing (Supplement to ANSI/IEEE Std 115-1983, IEEE Guide: Test Procedures for Synchronous Machines)**, New York, 1987.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Std 115-09: IEEE Guide for Test Procedures for Synchronous Machines**, New York, 2009.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Std 1812: Trial-Use Guide for Testing Permanent Magnet Machines**, New York, 2014.

INMETRO. **A estimativa de incerteza de medição pelos métodos do ISO GUM 95 e da simulação de Monte Carlo**. 2008. (Nota Técnica). Disponível em: <[http://www.inmetro.gov.br/metcientifica/mecanica/pdf/ISOGUM95\\_MonteCarlo.pdf](http://www.inmetro.gov.br/metcientifica/mecanica/pdf/ISOGUM95_MonteCarlo.pdf)>. Acesso em: 5 fev. 2017.

ITOH, J.-I.; NOMURA, N.; OHSAWA, H. A Comparison between  $\{V/f\}$  Control and Position-Sensorless Vector Control for the Permanent Magnet Synchronous Motor. In: POWER CONVERSION CONFERENCE (PCC), 3rd, 2002, Osaka. **Proceedings...** Osaka: IEEE, 2002. v. 3, p. 1310–1315.

JCGM - Joint Committee for Guides in Metrology. **Evaluation of measurement data — Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM) Joint Committee for Guides in Metrology.** (Guia para a expressão de incerteza de medição). Sèvres, 2008.

JUNG, S. Y. et al. Dynamic characteristics of partially excited permanent magnet linear synchronous motor considering end-effect. In: INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE (IEMDC), 2001, Cambridge (Massachusetts). **Proceedings...** Cambridge: IEEE, 2001. p. 508–515.

LAOUBI, Y. et al. Open Circuit Performance Analysis of a Permanent Magnet Linear Machine Using a New Hybrid Analytical Model. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 51, n. 3, p. 1–4, 2015.

LASCU, C.; BOLDEA, I.; BLAABJERG, F. A Modified Direct Torque Control (DTC) for Induction Motor Sensorless Drive. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 33rd, 1998, St. Louis. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 1998. v. 1, p. 415–422.

LEI, G. et al. System-Level Design Optimization Methods for Electrical Drive Systems: Deterministic Approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 61, n. 12, p. 6591–6602, 2014.

LI, L.; MA, M.; CHEN, C. Detent force analysis in permanent magnet linear synchronous motor considering longitudinal end effects. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS (ICEMS), 15th, 2012, Sapporo. **Proceedings...** Chiyoda: IEEE, 2012. v. 2, n. 1, p. 9–15.

LU, H. et al. A miniature short stroke linear actuator - Design and analysis. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 44, n. 4, p. 497–504, 2008.

LU, J.; MA, W. Research on End Effect of Linear Induction Machine for High-Speed Industrial Transportation. **IEEE Transactions on Plasma Science**, New York, v. 39, n. 1, p. 116–120, 2011.

LUBIN, T.; BERGER, K.; REZZOUG, A. Inductance and force calculation for axisymmetric coil systems including an iron core of finite length. **Progress In Electromagnetics Research B**, Urbana-Champaign, v. 41, n. August, p. 377–396, 2012.

MA, M. et al. Analytical Methods for Minimizing Detent Force in Long-Stator PM Linear Motor Including Longitudinal End Effects. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 51, n. 11, 2015.

- MINITAB. **What is ANOVA? - Minitab**. 2017. Disponível em: <<https://support.minitab.com/en-us/minitab/18/help-and-how-to/modeling-statistics/anova/supporting-topics/basics/what-is-anova/>>. Acesso em: 5 fev. 2017.
- MONTGOMERY, D. C. **Design and Analysis of Experiments**. 8. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012.
- RAHMAN, M. a. A.; HOQUE, M. a. A. On-line adaptive artificial neural network based vector control of permanent magnet synchronous motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v. 13, n. 4, p. 311–318, 1998.
- SADIKU, M. **Numerical Techniques in Electromagnetics, Second Edition**. 2. ed. Boca Raton: CRC Press, 2000.
- SADIKU, M. N. O. A simple introduction to finite element analysis of electromagnetic problems. **IEEE Transactions on Education**, New York, v. 32, n. 2, p. 85–93, 1989.
- SADIKU, M. N. O. **Monte carlo methods for electromagnetics**. 1. ed. Boca Raton: CRC Press, 2009.
- SOBOL, I. M. **A Primer for The Monte Carlo Method**. Boca Raton: CRC Press, 1994.
- SOUISSI, A. et al. A design approach to reduce the end effect in linear tubular PM machines. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ECOLOGICAL VEHICLES AND RENEWABLE ENERGIES (EVER), 9th, 2014, Monte-Carlo. **Proceedings...** Monte-Carlo, IEEE, 2014.
- SOUISSI, A. et al. MEC-based modeling and sizing of a tubular linear PM synchronous machine. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 51, n. 3, p. 2181–2194, 2015.
- STAINES, C. S.; CARUANA, C.; RAUTE, R. A Review of Saliency-based Sensorless Control Methods for Alternating Current Machines. **IEEJ Journal of Industry Applications**, Tokyo, v. 3, n. 2, p. 86–96, 2014.
- SU, W. Te; LIAW, C. M. Adaptive positioning control for a LPMSM drive based on adapted inverse model and robust disturbance observer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 21, n. 2, p. 505–517, 2006.
- TEKTRONIX. **PA4000 Power Analyzer**. 2017. (Datasheet). Disponível em: <<https://www.tek.com/datasheet/pa4000-power-analyzer-datasheet>>. Acesso em: 5 fev. 2017.
- TIEGNA, H.; AMARA, Y.; BARAKAT, G. Overview of analytical models of permanent magnet electrical machines for analysis and design purposes. **Mathematics and Computers in Simulation**, Le Bourget-du-Lac, v. 90, p. 162–177, 2013.
- VAS, P. **Sensorless Vector and Direct Torque Control**. 1. ed. Nova Iorque: Oxford University Press, 1998. v. 1.

- WANG, J.; HOWE, D.; JEWELL, G. W. Fringing in Tubular Permanent-Magnet Machines: Part II. Cogging Force and Its Minimization. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 39, n. 6, p. 3517–3522, 2003.
- XU, L. et al. Analysis of the end-effects in double stator linear-rotary permanent magnet motor with long mover. **IEEE CEFC 2016 - 17th Biennial Conference on Electromagnetic Field Computation**, Miami, v. 44, n. 4, p. 5090, 2017.
- XU, L. et al. Analysis of the end-effects in double stator linear-rotary permanent magnet motor with long mover. In: CONFERENCE ON ELECTROMAGNETIC FIELD COMPUTATION (CEFC), 17th, 2016, Miami. **Proceedings...** Miami: IEEE, 2017. v. 44, n. 4, p. 5090.
- YANG, S. C.; LORENZ, R. D. Comparison of resistance-based and inductance-based self-sensing controls for surface permanent-magnet machines using high-frequency signal injection. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 48, n. 3, p. 977–986, 2012.
- YAO, Y. et al. Analysis of thrust ripple harmonics on different electric loadings in PM linear synchronous machines with skewed PMs. **COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering**, Southampton, v. 35, n. 2, p. 655–669, 2016.
- ZENG, L. et al. A Thrust Force Analysis Method for Permanent Magnet Linear Motor Using Schwarz-Christoffel Mapping and Considering Slotting Effect, End Effect, and Magnet Shape. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 51, n. 9, p. 1–9, 2015.
- ZHANG, G.; WANG, G.; XU, D. Saliency-Based Position Sensorless Control Methods for PMSM Drives – a Review. **Chinese Journal of Electrical Engineering**, Beijing, v. 3, n. 2, 2017.
- ZHANG, H. et al. Investigation of Auxiliary Poles Optimal Design on Reduction of End Effect Detent Force for PMLSM With Typical Slot-Pole Combinations. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 51, n. 11, p. 1–4, 2015.
- ZHANG, Z. et al. Longitudinal and Transversal End-Effects Analysis of Linear Switched Reluctance Motor. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 47, n. 10, p. 3979–3982, 2011.
- ZHONG, L. et al. Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 12, n. 3, p. 528–536, 1997.
- ZHU, Y.; CHO, Y.-H. Thrust Ripples Suppression of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 43, n. 6, p. 2537–2539, 2007.
- ZHU, Y. W. et al. Investigation of auxiliary poles design criteria on reduction of end effect of detent force for PMLSM. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 45, n. 6, p. 2863–2866, 2009.

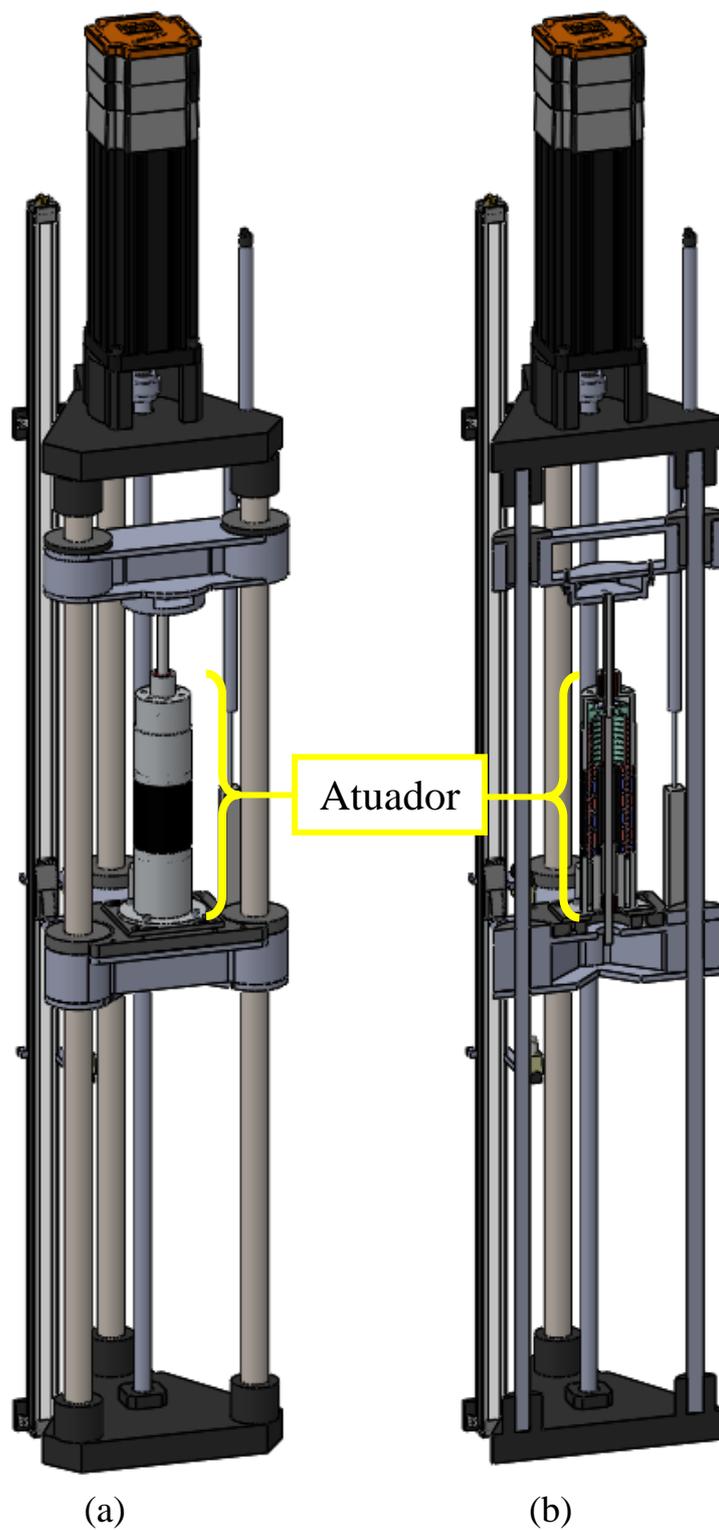
ZHU, Y. W.; KOO, D. H.; CHO, Y. H. Detent force minimization of permanent magnet linear synchronous motor by means of two different methods. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 44, n. 11 PART 2, p. 4345–4348, 2008.

ZHU, Z. Q. et al. Reduction of cogging force in slotless linear permanent magnet motors. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, New York, v. 144, n. 4, p. 277, 1997.

APÊNDICE A:  
VISTAS ISOMÉTRICAS DO ATUADOR

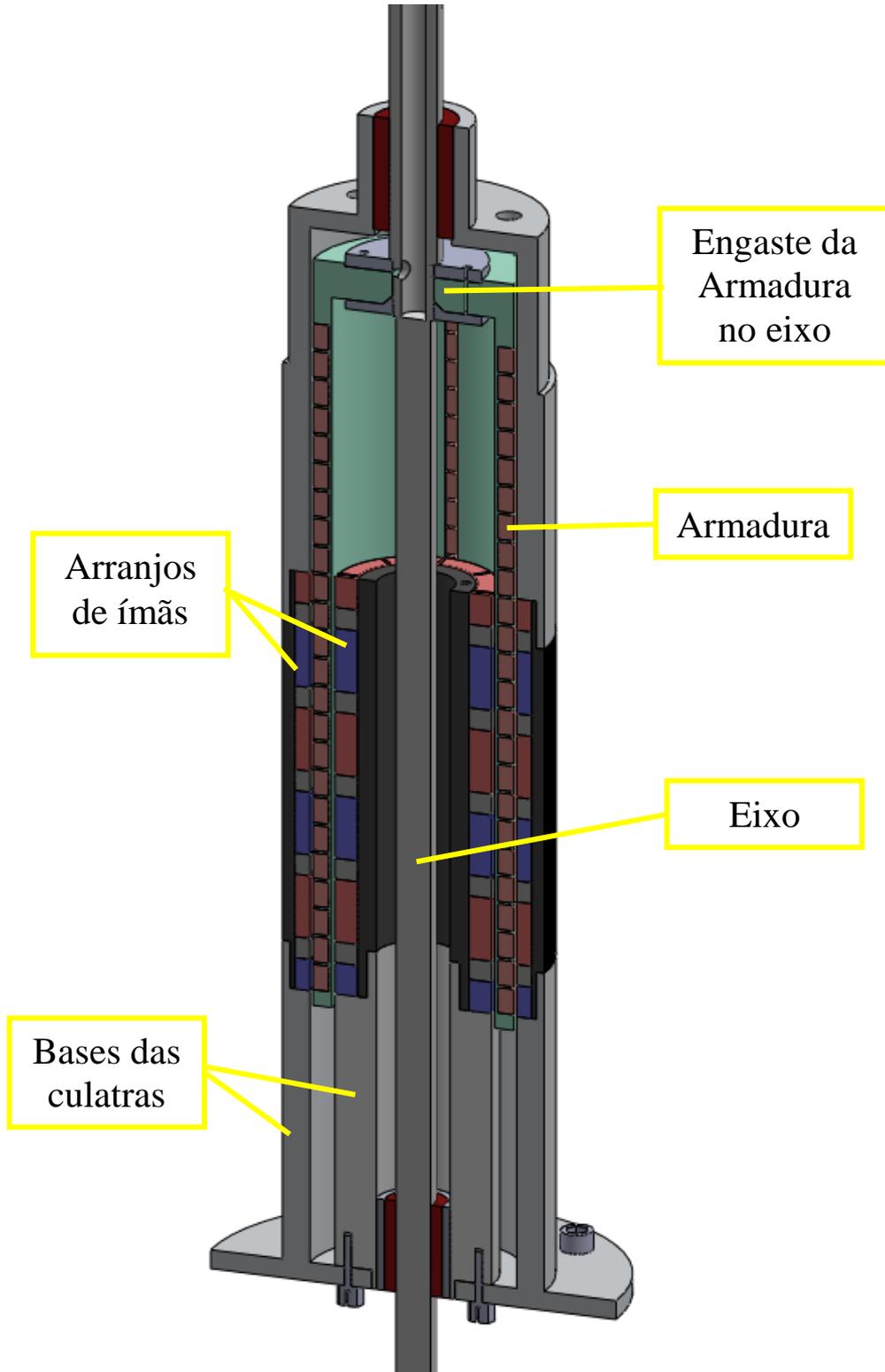
**APÊNDICE A1: BANCADA DE TESTES**

Vista isométrica (a) e vista isométrica em corte (b) do atuador, na bancada desenvolvida para testes experimentais.



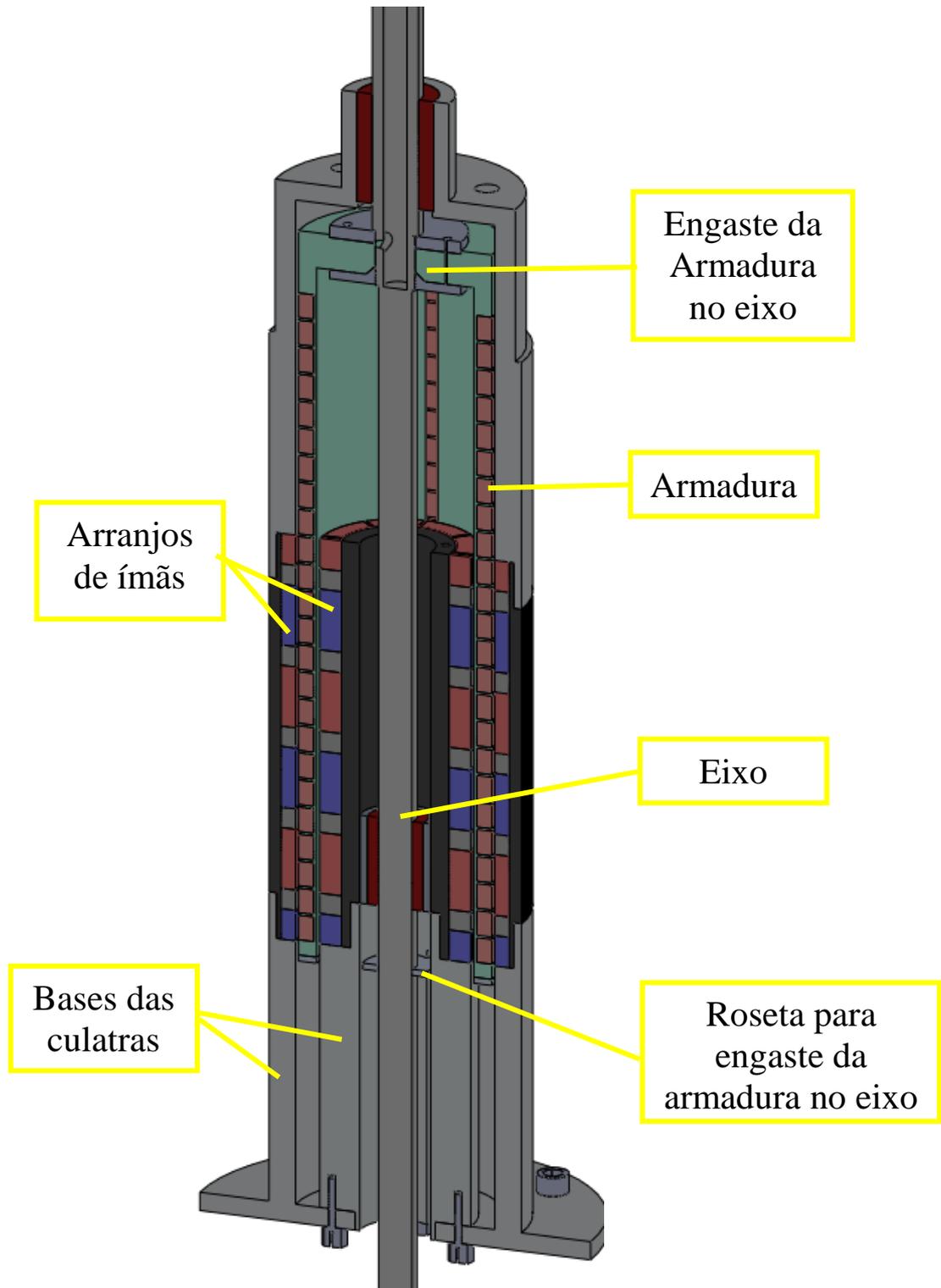
**APÊNDICE A2: TOPOLOGIA ORIGINAL (PRÉ-ALINHAMENTO)**

**Vista isométrica em corte do atuador, mostrando componentes mecânicos, com a topologia original pré-alinhamento.**



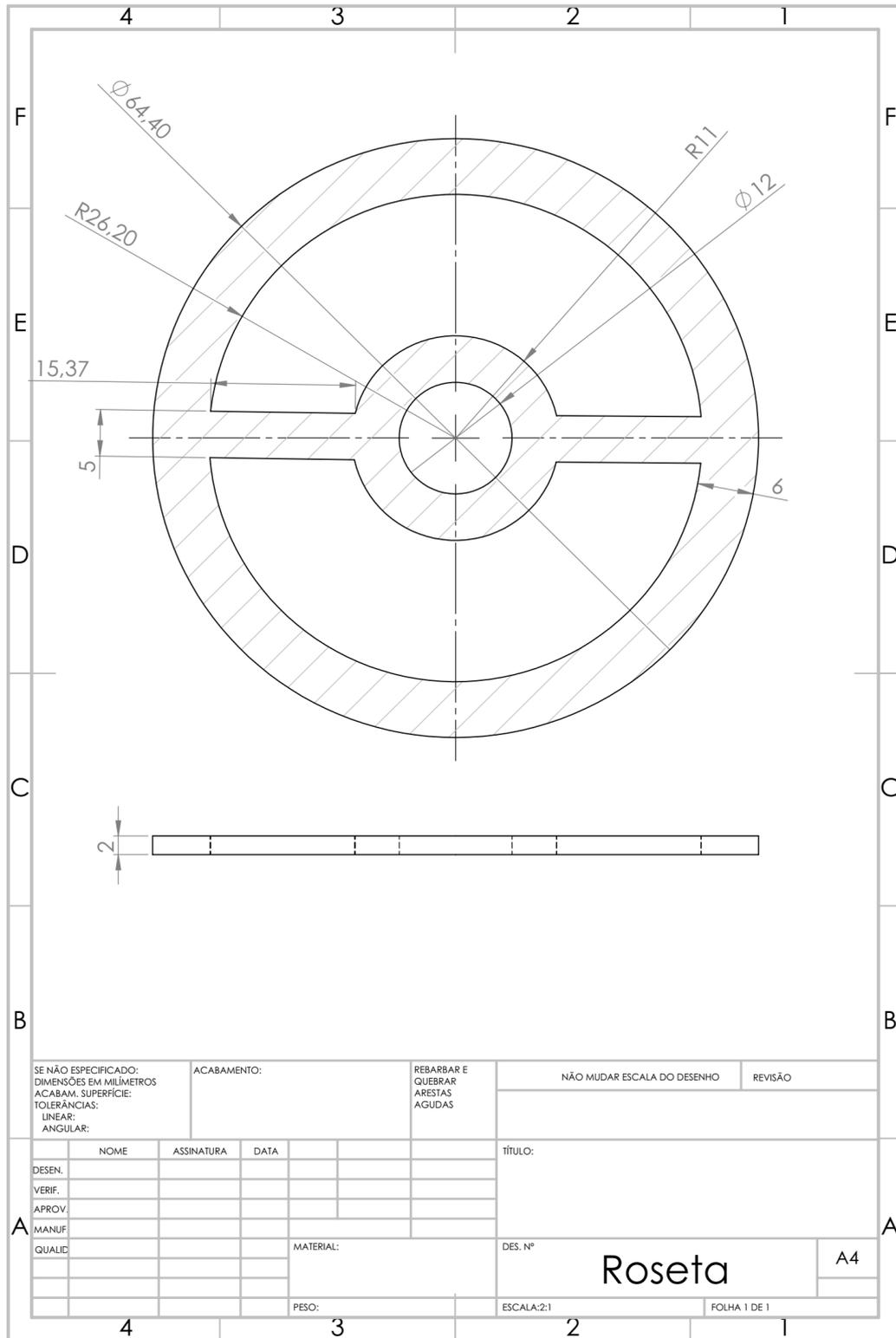
**APÊNDICE A3: TOPOLOGIA MODIFICADA (PÓS-ALINHAMENTO)**

**Vista isométrica em corte do atuador, mostrando componentes mecânicos, com a topologia modificada, ou seja, pós-alinhamento.**

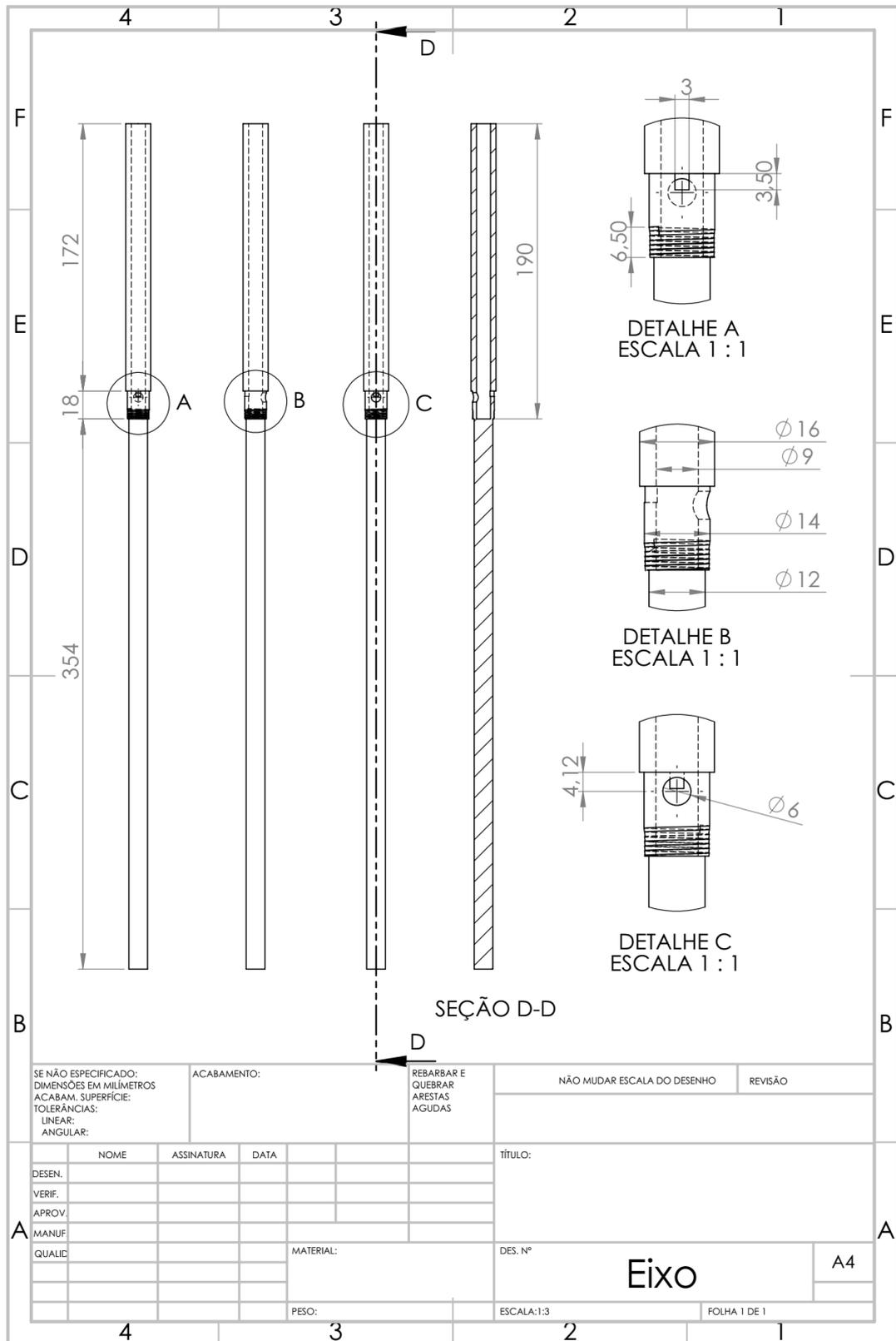


APÊNDICE B:  
DESENHOS MECÂNICOS DAS ALTERAÇÕES FEITAS NO ATUADOR

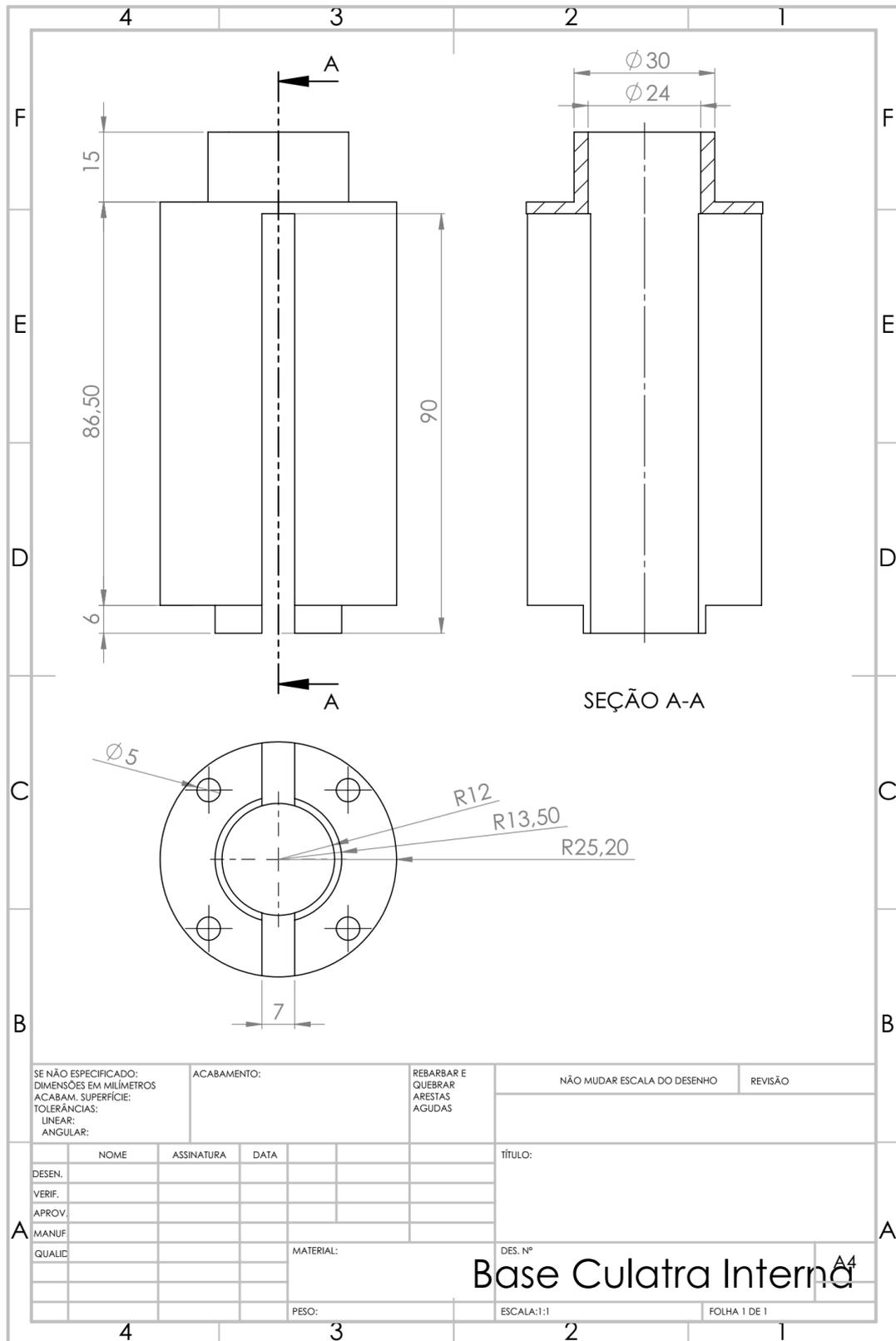
**APÊNDICE B1: DESENHO MECÂNICO DA ROSETA**



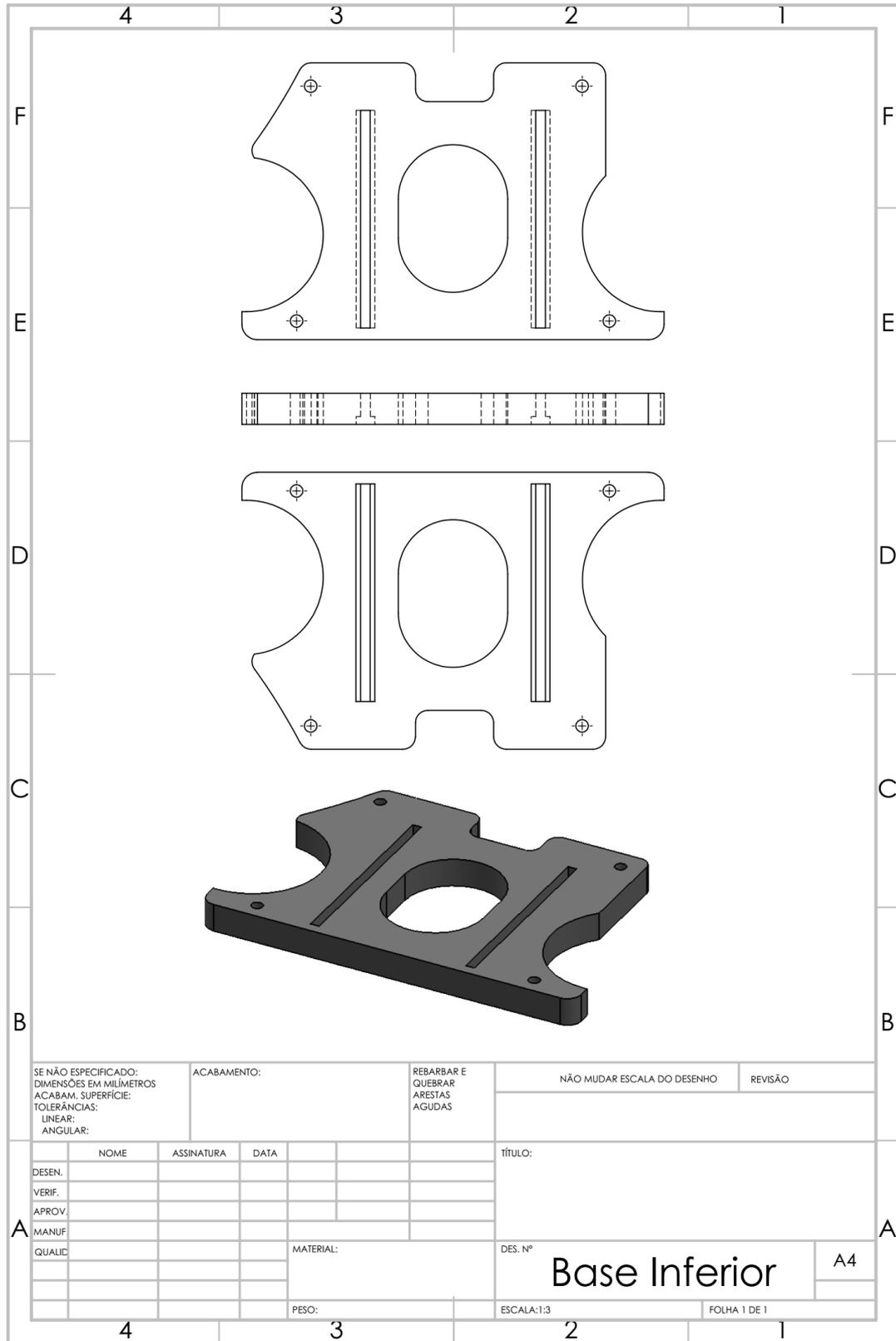
**APÊNDICE B2: DESENHO MECÂNICO DO EIXO**



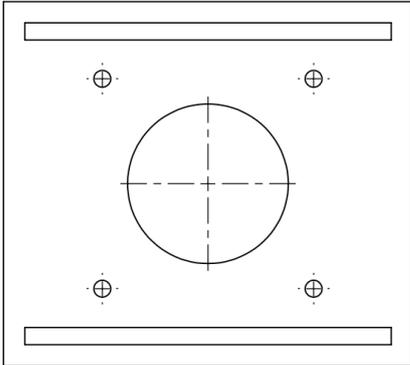
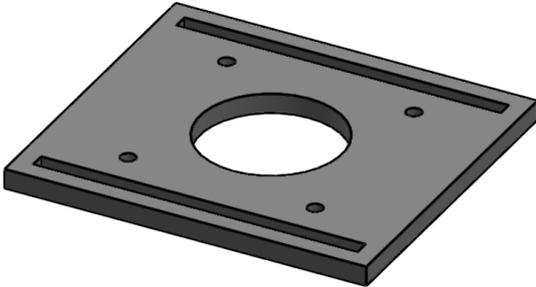
**APÊNDICE B3: DESENHO MECÂNICO DA BASE DA CULATRA INTERNA**



**APÊNDICE B4: DESENHO MECÂNICO DA BASE INFERIOR**



**APÊNDICE B5: DESENHO MECÂNICO DA BASE SUPERIOR**

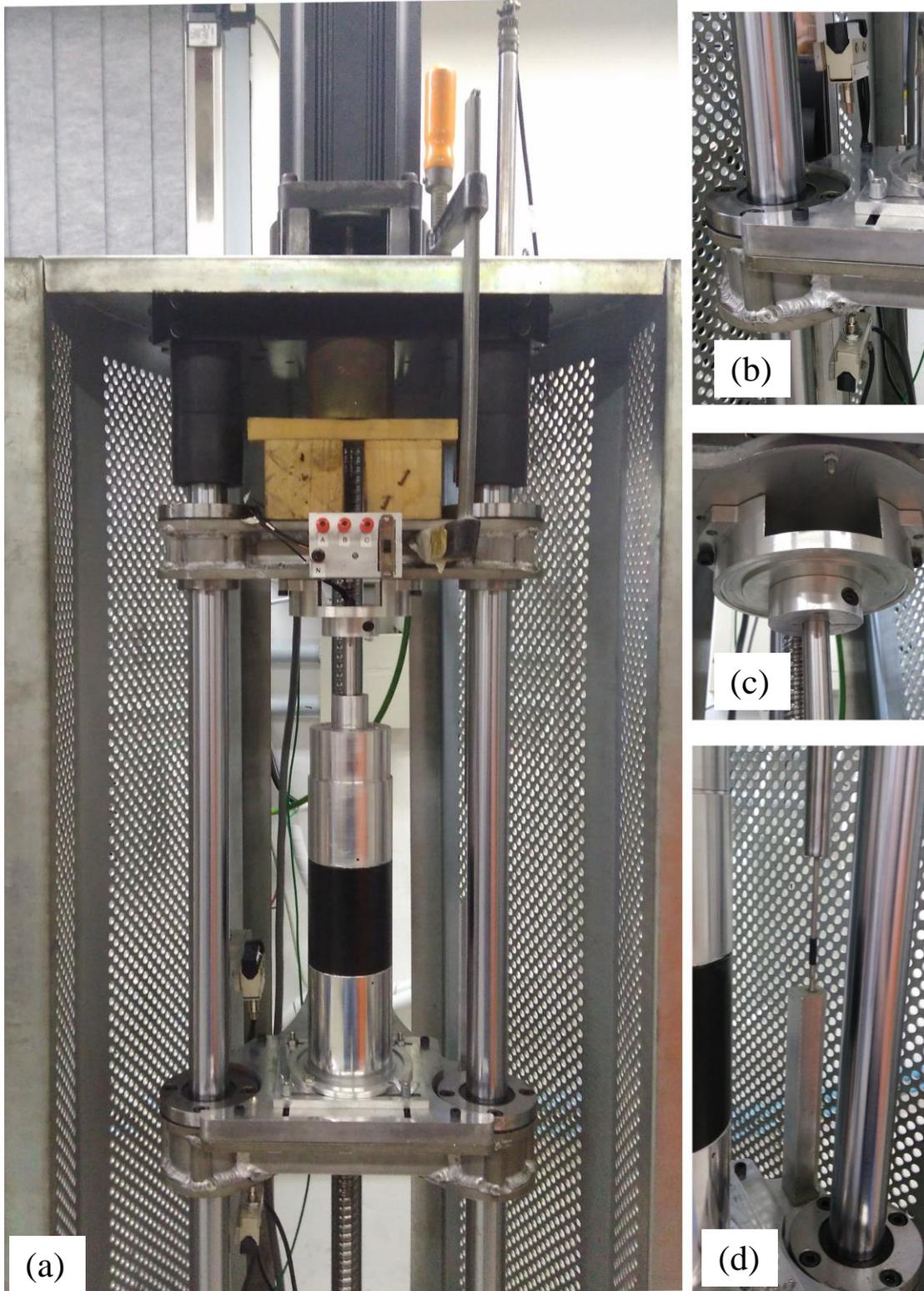
4	3	2	1
F			F
E			E
D			D
C			C
B			B
SE NÃO ESPECIFICADO: DIMENSÕES EM MILÍMETROS ACABAM. SUPERFÍCIE: TOLERÂNCIAS: LINEAR: ANGULAR:		ACABAMENTO:	REBARBAR E QUEBRAR ARESTAS AGUDAS
		NÃO MUDAR ESCALA DO DESENHO	REVISÃO
DESEN.	NOME	ASSINATURA	DATA
VERIF.			
APROV.			
MANUF.			
QUALIC.			
		MATERIAL:	TÍTULO:
		PESO:	DES. Nº
		ESCALA:1:2	A4
		FOLHA 1 DE 1	
4	3	2	1

Base Superior

APÊNDICE C:  
FOTOGRAFIAS DA BANCADA E EXECUÇÃO DOS TESTES

**APÊNDICE C1: FOTOGRAFIA DA BANCADA DE TESTES**

**Fotografia do (a) atuador na bancada de testes, mostrando os principais componentes da bancada, (b) sensores de fim de curso, (c) engaste na parte fixa e (d) LVDT para sensoriamento de posição.**



## APÊNDICE C2: FOTOGRAFIA DA EXECUÇÃO DOS TESTES

Execução das medições experimentais de indutância (a) (b) utilizando o PA4000 conectado ao computador via USB.

