

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

PAULO ROBERTO ECKERT

METODOLOGIA DE PROJETO DE ATUADOR
ELETROMAGNÉTICO LINEAR PARA SISTEMAS DE
SUSPENSÃO SEMIATIVA E ATIVA

Porto Alegre

2016

PAULO ROBERTO ECKERT

**METODOLOGIA DE PROJETO DE ATUADOR
ELETROMAGNÉTICO LINEAR PARA SISTEMAS DE
SUSPENSÃO SEMIATIVA E ATIVA**

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

Área de concentração: Energia -
Dispositivos Eletromagnéticos

ORIENTADOR: Dr. Ály Ferreira Flores Filho
CO-ORIENTADOR: Dr. Eduardo André Perondi

Porto Alegre

2016

PAULO ROBERTO ECKERT

METODOLOGIA DE PROJETO DE ATUADOR
ELETROMAGNÉTICO LINEAR PARA SISTEMAS DE
SUSPENSÃO SEMIATIVA E ATIVA

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

Orientador: _____

Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho, UFRGS

Doutor pela Cardiff University – Cardiff, País de Gales, GB.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Renato Carlson, UFSC

Doutor pela Université Toulouse III Paul Sabatier, Toulouse, França

Prof. Dr. José Antônio Esmerio Mazzaferro, UFRGS

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

Prof. Dr. Luís Tiarajú dos Reis Loureiro, UFRGS

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

Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores, UFRGS

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

Prof. Dr. Roberto Petry Homrich, UFRGS

Doutor pela Universidade Estadual de Campinas, Campinas, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira

Porto Alegre, maio de 2016.

*Dedico este trabalho à minha família e
ao meu amor Tanira Aguirre.*

AGRADECIMENTOS

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, PPGEE-UFRGS.

Ao Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia (LMEAE) por disponibilizar todos os recursos para a realização deste trabalho.

Aos colegas da sala 109 e aos professores do LMEAE que não mediram esforços para ajudar sempre que preciso e que contribuíram muito para a minha formação.

Ao colega e amigo Evandro Goltz pelas longas horas de conversa sobre assuntos relativos a este trabalho e pelas sugestões que contribuíram significativamente para a elaboração desta tese.

Aos bolsistas de iniciação científica Gabriel Pavão, Jéferson Ferri e, em especial, Fábio Firmo, que participaram significativamente para implementação da bancada de testes e para a construção do protótipo.

À FAPERGS que financiou o projeto de pesquisa e à CAPES pela provisão da bolsa.

Ao Laboratório de Materiais Poliméricos (LaPol) que disponibilizou o equipamento para a realização dos ensaios de força estática.

Ao professor Jorge Zabadal, que contribui com sugestões significativas relativas aos modelos analíticos.

Ao professor Eduardo Perondi que co-orientou este trabalho e contribui com valiosas sugestões para o desenvolvimento do trabalho e que cuidadosamente revisou a escrita da tese e os trabalhos publicados a partir dela.

Agradecimento especial ao professor Dr. Ály Ferreira Flores Filho, que orientou com sabedoria, paciência e profissionalismo este trabalho e todos os outros trabalhos acadêmicos previamente desenvolvidos por mim. A sua conduta profissional representa uma importante referência para mim.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma metodologia de projeto de atuadores eletromagnéticos lineares inovadora para aplicação em sistemas de suspensão semiativa e ativa. A metodologia, apresentada na forma de fluxograma, define critérios para determinar os requisitos de força e curso que um atuador deve desenvolver considerando um sistema mecânico vibratório com um grau de liberdade com excitação harmônica de base quando o método de controle *skyhook* é aplicado. Um atuador eletromagnético linear de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach que apresenta elevada densidade de força, reduzida massa móvel, ausência de força de relutância e baixa ondulação de força é definido como estudo de caso. Um modelo numérico parametrizado em elementos finitos do comportamento eletromagnético de um passo polar do dispositivo é criado e analisado, considerando restrições dimensionais, com os objetivos de projeto definidos como: elevada densidade de força e reduzida ondulação de força com acionamento *brushless* CA. Com base no modelo de um passo polar do dispositivo, define-se o volume ativo que o mesmo deve apresentar e, a partir deste, todas as dimensões são definidas de forma a atender os requisitos de projeto. Uma vez definidas as dimensões do atuador com base no modelo eletromagnético, realiza-se a modelagem térmica numérica que permite avaliar qual a máxima densidade de corrente elétrica aplicável de forma que a temperatura, estipulada como máxima, nos enrolamentos não seja excedida. Ainda, a distribuição térmica permite determinar a temperatura de operação dos ímãs permanentes que têm curva de operação dependente da temperatura. A partir dos resultados da simulação térmica e do modelo eletromagnético para um passo polar, realizou-se o acoplamento eletromagnético-térmico por meio da correção das propriedades dos ímãs permanentes e aplicando uma densidade de corrente eficaz dependente das dimensões do modelo parametrizado. O modelo acoplado é simulado e analisado, de modo que as dimensões finais do atuador podem ser obtidas atendendo aos mesmos objetivos de projeto previamente mencionados, respeitando os limites de operação térmica. Adicionalmente, são apresentados modelos analíticos do comportamento eletromagnético e térmico do atuador que podem servir de base para implementação da metodologia proposta, se esta for baseada em modelos analíticos, e podem futuramente ser empregados para a aplicação de otimização matemática do dispositivo. Por fim, um protótipo do dispositivo é construído de forma a validar a metodologia proposta. Com este protótipo são realizados ensaios de densidade de fluxo magnético no entreferro, tensão induzida a vazio, força estática e ensaio dinâmicos com o dispositivo instalado em uma bancada de testes de vibrações controladas desenvolvida durante o projeto. Os resultados mostram a eficácia da metodologia proposta, uma vez que os resultados experimentais mostraram boa concordância com os resultados esperados.

Palavras-chave: acoplamento eletromagnético-térmico, arranjos de quase-Halbach, atuador de bobina móvel, atuador eletromagnético, atuador linear, metodologia de projeto, modelagem analítica, modelagem numérica, suspensão ativa, suspensão eletromagnética, suspensão semiativa.

ABSTRACT

This work presents an innovative linear electromagnetic actuator design methodology for application in semi-active and active suspension systems. The methodology, synthesized in a flowchart, sets criteria to determine requirements such as axial force and stroke that an actuator should develop considering a vibration system with one degree of freedom with harmonic base excitation when the skyhook control method is applied. A linear moving-coil electromagnetic actuator with dual quasi-Halbach arrays of permanent magnets that presents high force density, low moving-mass, no reluctance force and low force ripple is defined as a case study. A finite element numerical parameterized model that describes the electromagnetic behavior of one pole pitch of the device is created and analyzed, considering dimensional constraints, with the design objectives defined as: high force density and low ripple of force with brushless AC drive. Based on the model of one pole pitch of the device the active volume and all dimensions are defined in order to meet the design requirements. Once the actuator dimensions are defined, based on the electromagnetic model, a numerical thermal model was constructed, which allows to evaluate the maximum applicable electric current density so that the maximum temperature at the windings is not exceeded. Furthermore, the thermal distribution gives the operating temperature of the permanent magnets, which present performance highly dependent on temperature. With the results of the thermal simulation, the electromagnetic-thermal coupling is performed by correcting permanent magnet properties and by applying a parametric-dependent effective current density. The coupled model is simulated and analyzed so that the final dimensions of the actuator can be obtained with the same design objectives previously mentioned, while respecting thermal operating limits. In addition, the work presents analytical models of the electromagnetic and thermal behavior of the actuator that can be the basis for implementation of the proposed methodology, if it is based on analytical models, and can further be used for the application of mathematical optimization of the device. Finally, a prototype was built to validate the proposed method. Measurements were carried out to assess magnetic flux density in the air gap, open-circuit induced voltage, static force and dynamic tests with the device installed in a test bench that was developed during this work. The results show the effectiveness of the proposed method since experimental results have shown good agreement with the expected results.

Keywords: active suspension, analytical modeling, design methodology, electromagnetic actuator, electromagnetic suspension, linear actuator, moving-coil actuator, numerical modeling, quasi-Halbach arrays, semi-active suspension, thermal-electromagnetic coupling.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	41
1.1	OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO.....	44
1.2	VISÃO GERAL DO TRABALHO	46
2	REVISÃO DA LITERATURA	49
2.1	SUSPENSÃO ELETROMAGNÉTICA SEMIATIVA E ATIVA	49
2.2	ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES PARA SUSPENSÃO SEMIATIVA E ATIVA	58
2.3	METODOLOGIAS DE PROJETO DE ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES.....	72
2.3.1	<i>Modelos eletromagnéticos analíticos</i>	<i>77</i>
2.3.2	<i>Modelagem térmica analítica</i>	<i>79</i>
3	METODOLOGIA DE PROJETO.....	83
3.1	CARACTERIZAÇÃO DO SINAL DE EXCITAÇÃO MECÂNICO.....	86
3.2	DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS MECÂNICOS DO SISTEMA.....	88
3.3	DEFINIÇÃO DA TÉCNICA DE ATUAÇÃO	89
3.3.1	<i>Técnica passiva.....</i>	<i>90</i>
3.3.2	<i>Técnica ativa.....</i>	<i>98</i>
3.3.3	<i>Técnica semiativa.....</i>	<i>104</i>
3.3.4	<i>Determinação dos requisitos do atuador.....</i>	<i>111</i>
3.4	DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA DE ATUADOR ELETROMAGNÉTICO.....	117
3.5	CONSTRUÇÃO E SIMULAÇÃO DO MODELO PARAMÉTRICO BIDIMENSIONAL PARA UM PASSO POLAR.....	123
3.5.1	<i>Propriedades Eletromagnéticas dos Materiais.....</i>	<i>131</i>
3.5.2	<i>Carregamento elétrico.....</i>	<i>132</i>
3.5.3	<i>Restrições Dimensionais.....</i>	<i>133</i>
3.6	ANÁLISE PARAMÉTRICA DO MODELO ELETROMAGNÉTICO DESACOPLADO	136
3.7	DEFINIÇÃO DAS DIMENSÕES DO ATUADOR PARA UM PASSO POLAR	144
3.8	CÁLCULO DO NÚMERO DE POLOS, DO COMPRIMENTO AXIAL ATIVO E DO COMPRIMENTO AXIAL TOTAL DO ATUADOR.....	145
3.9	VERIFICAÇÃO DA VALIDADE DOS PARÂMETROS DO ATUADOR PARA O CASO DESACOPLADO .	150
3.10	DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA TÉRMICA.....	152
3.11	CONSTRUÇÃO E SIMULAÇÃO DO MODELO TÉRMICO BIDIMENSIONAL DO COMPRIMENTO TOTAL DO ATUADOR.....	154
3.11.1	<i>Propriedades Térmicas dos Materiais.....</i>	<i>156</i>
3.11.2	<i>Máxima Temperatura nas Bobinas.....</i>	<i>157</i>
3.12	DETERMINAÇÃO DA TEMPERATURA MÉDIA NOS ÍMÃS PERMANENTES.....	157
3.13	CÁLCULO DOS PARÂMETROS H_c E B_R CORRIGIDOS PELA TEMPERATURA.....	158
3.14	DETERMINAÇÃO DO COEFICIENTE GLOBAL DE TRANSFERÊNCIA DE CALOR.....	160
3.15	CÁLCULO DA MÁXIMA DENSIDADE EFICAZ DE CORRENTE	161
3.16	SIMULAÇÃO DO MODELO ELETROMAGNÉTICO PARAMETRIZADO PARA UM PASSO POLAR	163
3.17	ANÁLISE DO MODELO TÉRMICO ELETROMAGNÉTICO ACOPLADO.....	165
3.18	DEFINIÇÃO DAS DIMENSÕES RADIAIS DO ATUADOR PARA UM PASSO POLAR	169
3.19	CÁLCULO DO NÚMERO DE POLOS, DO COMPRIMENTO AXIAL ATIVO E DO COMPRIMENTO TOTAL DO ATUADOR.....	170

3.20	VERIFICAÇÃO DA VALIDADE DOS PARÂMETROS DO ATUADOR PARA O CASO ACOPLADO.....	170
3.21	DETERMINAÇÃO DA TENSÃO INDUZIDA	171
3.22	CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS POR BOBINA	172
3.23	DETERMINAÇÃO DOS CONDUTORES	174
3.24	RESULTADOS E DISCUSSÃO	175
4	MODELO ELETROMAGNÉTICO ANALÍTICO.....	183
4.1	DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO PRODUZIDA PELOS ÍMÃS PERMANENTES	185
4.2	TENSÃO DE CIRCUITO ABERTO	202
4.2.1	<i>Tensão por bobina com velocidade constante.....</i>	204
4.2.2	<i>Tensão por bobina com velocidade senoidal</i>	206
4.3	FORÇA AXIAL	210
4.3.1	<i>Força axial com densidade de corrente constante</i>	210
4.3.2	<i>Força axial com acionamento senoidal.....</i>	213
5	MODELO TÉRMICO ANALÍTICO	217
5.1	APRESENTAÇÃO DO MODELO	218
5.1.1	<i>Resistências de troca térmica por condução.....</i>	223
5.1.2	<i>Resistências de troca térmica por radiação.....</i>	225
5.1.3	<i>Resistências de troca térmica por convecção</i>	227
5.1.4	<i>Circuito equivalente</i>	235
5.2	RESULTADOS DO MODELO PARAMETRIZADO	239
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO.....	249
6.1	ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO PROTÓTIPO	249
6.2	BANCADA PARA TESTES DINÂMICOS	257
6.2.1	<i>Descrição da bancada.....</i>	257
6.2.2	<i>Características da bancada</i>	259
6.3	CARACTERIZAÇÃO DOS ÍMÃS PERMANENTES.....	263
6.4	DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO PRODUZIDA PELOS ÍMÃS PERMANENTES	267
6.5	TENSÃO INDUZIDA	270
6.6	FORÇA ESTÁTICA.....	274
7	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	283
	ANEXO - CARACTERÍSTICAS MAGNÉTICAS DO AÇO 1010	303
	APÊNDICE - DESENHOS MECÂNICOS DAS PEÇAS QUE CONSTITUEM O ATUADOR	305

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

- Figura 1 - Sistema de suspensão com excitação de base de sistema (a) passivo, (b) semiativo e (c) ativo e quadrantes de operação do sistema (d) passivo, (e) semiativo e (f) ativo. 50
- Figura 2 - Suspensão eletromagnética ativa proposta por Bose Corporation Inc. Adaptado de (JONES, 2005). 55
- Figura 3 - Topologias de atuadores tubulares com ímãs permanentes com (a) magnetização radial e (b) magnetização axial. Adaptado de (MARTINS et al., 2006). 59
- Figura 4 - (a) Suspensão passiva com amortecedor hidráulico ou pneumático, (b) suspensão ativa com atuador eletromagnético com ímãs permanentes internos e (c) suspensão ativa com atuador eletromagnético com ímãs permanentes externos. Adaptado de (GYSEN et al., 2009). 61
- Figura 5 - Atuador tubular de ímãs permanentes com arranjos: (a) Halbach e (b) quase-Halbach. Adaptado de (WANG; HOWE, 2005b). 62
- Figura 6 - Atuador eletromagnético com ímãs permanentes internos com magnetização quase-Halbach, estator ferromagnético ranhurado e bobinas trifásicas. Adaptado de (WANG et al., 2008). 64
- Figura 7 - Atuador eletromagnético de fluxo chaveado com armadura ranhurada e enrolamentos trifásicos. Adaptado de (WANG et al., 2008). 65
- Figura 8 - Vista em corte do atuador montado. Adaptado de (ECKERT, 2012). 67
- Figura 9 - Ímãs permanentes em formato de anel com magnetização (a) radial, (b) paralela com quatro segmentos e (c) paralela com oito segmentos. 68
- Figura 10 - Fotografia (a) de um segmento em arco de 45° de ímã permanente de NdFeB sinterizado com magnetização paralela e (b) da estrutura móvel do atuador montada com dois anéis com oito segmentos cada. 69
- Figura 11 - (a) Ilustração de um atuador linear de bobina móvel e duplo arranjo de quase-Halbach e (b) indicação do sentido de magnetização dos ímãs permanentes dos arranjos interno e externo. Adaptado de (YAN et al., 2014a). 71
- Figura 12 - Fluxograma para o projeto de um atuador eletromagnético linear para aplicação em atenuação de vibrações. 84
- Figura 13 - Sistema massa-mola de um grau de liberdade com excitação de base. 87

Figura 14 - Sistema vibratório com excitação de base (a) passivo, (b) semiativo e (c) ativo.....	89
Figura 15 - Diagrama de corpo livre de um sistema passivo com excitação de base.	91
Figura 16 - (a) Força eficaz e (b) curso do atuador no sistema passivo em função da amplitude de excitação X_i e da razão entre as frequências angular de excitação e natural considerando um fator de amortecimento constante e igual a 1, isto é, $\zeta = 1$	96
Figura 17 - (a) Força eficaz e (b) curso do atuador no sistema passivo em função do fator de amortecimento e da razão entre as frequências angular de excitação e natural considerando uma amplitude de excitação X_i constante e igual a 25 mm.	97
Figura 18 - Modelo do sistema passivo no Simulink/Matlab [®] com sinal de entrada sendo a posição da base, e com variáveis de saída posição, velocidade e aceleração da massa móvel, e força desenvolvida pelo atuador com amortecimento viscoso equivalente.....	98
Figura 19 - Sistema <i>skyhook</i> equivalente (a) diagrama para um sistema de um grau de liberdade com amortecedor <i>skyhook</i> (b) diagrama de forças no sistema ativo.	99
Figura 20 - (a) Força eficaz e (b) curso do atuador no sistema <i>skyhook</i> ativo em função da amplitude de excitação X_i e da razão entre as frequências angular de excitação e natural considerando um fator de amortecimento constante e igual a 1, isto é, $\zeta_{sky} = 1$	102
Figura 21 - (a) Força eficaz e (b) curso do atuador no sistema <i>skyhook</i> ativo em função de ξ_{sky} e r para uma amplitude de excitação X_i constante e igual a 25 mm..	103
Figura 22 - Modelo do sistema <i>skyhook</i> ativo no Simulink/Matlab [®] com sinal de entrada sendo a posição da base, e com variáveis de saída posição, velocidade e aceleração da massa móvel, e força desenvolvida pelo atuador.....	104
Figura 23 - Modelo do sistema <i>skyhook</i> semiativo no Simulink/Matlab [®] com sinal de entrada sendo a posição da base, e com variáveis de saída posição, velocidade e aceleração da massa móvel, e força desenvolvida pelo atuador.	106
Figura 24 - (a) Força eficaz e (b) curso do atuador com controle <i>skyhook</i> semiativo em função da amplitude de excitação X_i e da razão entre as frequências angular de excitação e natural considerando um fator de $\zeta_{sky} = 1$	107
Figura 25 - (a) Força eficaz e (b) curso do atuador com controle <i>skyhook</i> semiativo em função de ξ_{sky} e r , considerando uma amplitude de excitação X_i constante e igual a 25 mm.	108
Figura 26 - Força em função do tempo do sistema <i>skyhook</i> semiativo operando com $r = 2$, $\xi_{sky} = 3$ e $X_i = 25$ mm.....	109

Figura 27 - Fator de crista do sinal de força produzida pelo atuador no sistema <i>skyhook</i> semiativo em função de ξ_{sky} e r .	111
Figura 28 - Força eficaz do sistema passivo F_{ap} , do sistema com controle <i>skyhook</i> semiativo F_{as} , e do sistema com controle <i>skyhook</i> ativo F_{aa} em função de r , para $\xi = 1$, $\xi = 2$ e $\xi = 3$ com $X_i = 25$ mm.	112
Figura 29 - Curso normalizado em relação à amplitude de excitação de base X_i do sistema passivo x_{rp} , do sistema com controle <i>skyhook</i> semiativo x_{rs} , e do sistema com controle <i>skyhook</i> ativo x_{ra} em função de r , para $\xi = 1$, $\xi = 2$ e $\xi = 3$.	113
Figura 30 - Transmissibilidade de deslocamento dos sistemas passivo, ativo e semiativo com fatores de amortecimento de 0,5, 1 e 2 em função de r .	115
Figura 31 - Atuador linear tubular de bobina móvel de quatro polos com duplo arranjo de quase-Halbach (a) seção de uma vista isométrica com indicação dos elementos que compõem o atuador e (b) vista bidimensional de uma seção simétrica em relação ao eixo axial indicando variáveis dimensionais, sentido de magnetização dos ímãs permanentes e polaridade dos enrolamentos trifásicos.	120
Figura 32 - Modelos paramétricos bidimensionais de um passo polar que apresenta os limites de variação dos parâmetros de acordo com a Tabela 2 mantendo constantes R_{iPMi} e R_{oPMo} . Variações (a) $N_{CPMs} = 0,2$, (b) $N_{CPMs} = 0,5$, (c) $N_{PMi} = 0,3$, (d) $N_{PMi} = 0,7$, (e) $\tau_r/\tau_p = 0,5$, (f) $\tau_r/\tau_p = 0,85$, (g) $n_{form} = 0,4$, e (h) $n_{form} = 1,4$. Enquanto uma variável paramétrica é variada as demais são mantidas constantes com $N_{CPMs} = 0,4$, $N_{PMi} = 0,6$, $\tau_r/\tau_p = 0,75$, e $n_{form} = 1,2$. A variável n_{BI} também é mantida constante e igual a 0,4 em todos os casos.	129
Figura 33 - Resultado de simulação em elementos finitos de estresse mecânico aplicado sobre um carretel de fibra de vidro com resina epóxi FTVE-G10 com força no sentido axial de 120 N.	135
Figura 34 - Resultados de densidade de força para $J_{rms} = 3$ A/mm ² e $\theta_e = \pi/6$, do modelo desacoplado para quatro variáveis paramétricas: τ_r/τ_p , N_{PMi} , N_{CPMs} e n_{form} .	137
Figura 35 - Gráfico tridimensional com resultados de densidade de força do modelo desacoplado para duas variáveis paramétricas: N_{CPMs} e n_{form} . Resultados para $J_{rms} = 3$ A/mm ² , $\theta_e = \pi/6$, $\tau_r/\tau_p = 0,75$ e $N_{PMi} = 0,60$.	138
Figura 36 - Volume de bobinas e volume de ímãs permanentes para um passo polar em função de N_{PMi} com $N_{CPMs} = 0,4$ e $n_{form} = 1,0$.	139
Figura 37 - Linhas de fluxo em função do vetor potencial magnético A com $J_{rms} = 0$, $\tau_r/\tau_p = 0,75$, $N_{PMi} = 0,50$, $N_{CPMs} = 0,4$, (a) $n_{form} = 1,0$ e (b) $n_{form} = 0,4$.	141
Figura 38 - Força normalizada em função do ângulo elétrico θ_e para quatro variações de τ_r/τ_p , com $N_{CPMs} = 0,4$, $N_{PMi} = 0,6$, $n_{form} = 1,2$ e $J_{rms} = 3$ A/mm ² .	143
Figura 39 - Resultados do valor absoluto percentual de ondulação de força estática do modelo desacoplado para quatro variáveis paramétricas: τ_r/τ_p , N_{PMi} , N_{CPMs} e n_{form} .	144

Figura 40 - Vista tridimensional em corte de uma estrutura simplificada do atuador com a indicação de variáveis geométricas axiais.....	146
Figura 41 - Fluxograma que estipula diretrizes para determinação do número de polos e comprimentos axiais do atuador.....	149
Figura 42 - Limitação do comprimento radial dos ímãs permanentes dadas pelas inequações três e quatro de (50) em função das variáveis paramétricas N_{PMi} e N_{CPMs} onde $L_{rPMi} = (R_{oPMi} - R_{iPMi})$ é o comprimento radial do arranjo interno e $L_{rPMo} = (R_{oPMo} - R_{iPMo})$ é o comprimento radial do arranjo externo.....	151
Figura 43 - Resultado de distribuição estática de temperatura em kelvin do modelo térmico axissimétrico bidimensional com comprimento axial total atuador, com dimensões encontradas para o modelo desacoplado, com temperatura constante de 353 K aplicado aos enrolamentos.....	156
Figura 44 - Coeficiente global de troca térmica em função das variáveis paramétricas N_{PMi} e N_{CPMs}	161
Figura 45 - Máxima densidade eficaz de corrente aplicável nos enrolamentos a fim de alcançar a temperatura máxima admissível nos mesmos, isto é, 80 °C.....	162
Figura 46 - Resultado percentual absoluto de ondulação de força estática do modelo acoplado para quatro variáveis paramétricas: τ_r/τ_p , N_{PMi} , N_{CPMs} e n_{form}	165
Figura 47 - Densidade de força para o modelo acoplado com densidade eficaz de corrente corrigida de acordo com resultados obtidos na Seção 3.15 para quatro variáveis paramétricas: τ_r/τ_p , N_{PMi} , N_{CPMs} e n_{form}	167
Figura 48 Gráfico tridimensional com resultados de densidade de força do modelo acoplado para duas variáveis paramétricas: N_{CPMs} e n_{form} . Resultados para $\tau_r/\tau_p = 0,75$ e $N_{PMi} = 0,60$	168
Figura 49 - Simulação numérica das tensões induzidas nas fases $A4-$, $B4+$ e $C4-$ (identificadas na Figura 50) para uma velocidade igual a $(\pi/10)\cos(4\pi t)$ m/s.....	172
Figura 50 - Vista axissimétrica do atuador com identificação das bobinas, eixo de referência e limite de curso da bobina para uma excitação com amplitude de 0,025 m.....	172
Figura 51 - Conexões das bobinas do atuador.....	173
Figura 52 - Vista axissimétrica do atuador eletromagnético para: (a) o modelo desacoplado com $P = 4$, $N_{CPMs} = 0,4$, $N_{PMi} = 0,6$, $\tau_r/\tau_p = 0,75$, $n_{form} = 1,1633$ e $n_{BI} = 0,4$; (b) modelo acoplado com $P = 6$, $N_{CPMs} = 0,25$, $N_{PMi} = 0,6$, $\tau_r/\tau_p = 0,75$, $n_{form} = 0,7961$ e $n_{BI} = 0,4$	179
Figura 53 - Magnitude da densidade de fluxo magnético e linhas de fluxo de uma seção do atuador considerando o modelo acoplado e aplicando densidade de corrente eficaz nominal.....	180
Figura 54 - Força e densidade de força do atuador projetado como função da variável paramétrica n_{BI} obtidas com densidade de corrente eficaz nominal.....	181

- Figura 55 - Indicação da delimitação por regiões para modelagem analítica da distribuição da indução no atuador. 186
- Figura 56 - Vista de dois passos polares do atuador com indicação de sentidos de magnetização com as setas, identificação de bobinas e localização de eixo de referência. 189
- Figura 57 - Componente radial M_{rI} e axial M_{zI} do vetor magnetização na *Região I* computado por meio das equações (67) e (68), respectivamente com $n = 100$ 189
- Figura 58 - Componente radial M_{rIII} e axial M_{zIII} do vetor magnetização na *Região III* computado com base nas equações (67) e (68), respectivamente, sendo que $M_{rIII} = M_{rI}$ e $M_{zIII} = -M_{zI}$, com $n = 100$ 190
- Figura 59 - Distribuição espacial da componente radial da densidade de fluxo magnético B_r produzida pelos ímãs permanentes na região das bobinas compreendida na direção axial em $-\tau_p \leq z \leq \tau_p$ e na direção radial em $R_{iC} \leq r \leq R_{oC}$ do atuador da Figura 52 (b). 197
- Figura 60 - Distribuição espacial da componente axial da densidade de fluxo magnético B_z produzida pelos ímãs permanentes na região das bobinas compreendida na direção axial em $-\tau_p \leq z \leq \tau_p$ e na direção radial em $R_{iC} \leq r \leq R_{oC}$ do atuador da Figura 52 (b). 199
- Figura 61 - Resultados do modelo analítico e do modelo numérico da: (a) componente radial da densidade de fluxo magnético B_r em função da distância axial no raio situado no limite interno da bobina R_{iC} e (b) componente axial da indução B_z em função da distância axial no raio R_{iC} do atuador da Figura 52(b). 200
- Figura 62 - Resultados do modelo analítico e do modelo numérico da: (a) componente radial da densidade de fluxo magnético B_r em função da distância axial no raio situado no centro da bobina $(R_{iC} + R_{oC})/2$ e (b) componente axial da indução B_z em função da distância axial na distância radial dada por $(R_{iC} + R_{oC})/2$ do atuador da Figura 52(b). 201
- Figura 63 - Resultados do modelo analítico e do modelo numérico da: (a) componente radial da densidade de fluxo magnético B_r em função da distância axial no raio situado no limite externo da bobina R_{oC} e (b) componente axial da indução B_z em função da distância axial no raio R_{oC} do atuador da Figura 52(b). 202
- Figura 64 - Tensão induzida nas bobinas $A4-$, $B4+$ e $C4-$, com eixo de referência conforme mostrado na Figura 56, para velocidade constante e igual a $v_r = \pi/10$ m/s. 205
- Figura 65 - Tensões induzidas nas bobinas $A4-$, $B4+$ e $C4-$, com eixo de referência conforme mostrado na Figura 56, para velocidade cossenoidal igual a $v_r = (\pi/10)\cos(4\pi t)$ m/s com $z_{mag} = 0$ 208
- Figura 66 - Tensão induzida na bobina $B4+$ determinada a partir do modelo analítico, com eixo de referência conforme mostrado na Figura 56, para velocidade

cossenoidal igual a $v_r = (\pi/10)\cos(4\pi t)$ m/s em função do ângulo elétrico para diferentes valores de z_{mag}	209
Figura 67 - Força axial estática produzida pelo atuador em função da distância axial com densidade de corrente constante $J = 1 \text{ A/mm}^2$ aplicado à área da seção transversal da(s) bobina(s) quando (a) somente a bobina $B4+$ é alimentada e (b) as bobinas $A4-$, $B4+$ e $C4-$ são alimentadas simultaneamente com a mesma densidade de corrente.....	212
Figura 68 - Força axial produzida pelas bobinas $A4-$, $B4+$ e $C4-$ em função da distância axial com referência conforme mostrado na Figura 56 computados com densidades de corrente dependentes da posição de acordo com a equação (111) com $J_{rms} = 1 \text{ A/mm}^2$	214
Figura 69 - Identificação das resistências térmicas, da direção do fluxo de ar nos entreferros mecânicos e da distribuição de temperaturas médias ao longo da direção radial relativo ao modelo térmico do atuador eletromagnético linear tubular de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach.	219
Figura 70 - Vista em corte do atuador eletromagnético com setas indicando o sentido e a direção do fluxo forçado de ar que passa pelo dispositivo.	221
Figura 71 - Região anular de tubos concêntricos com indicação de fluxos de calor, diâmetros e temperaturas de superfície (BERGMAN et al., 2011).	232
Figura 72 - Circuito térmico equivalente com identificação das resistências térmicas, das temperaturas médias em diversos pontos do atuador e das fontes de tensão independentes e dependentes do modelo.	236
Figura 73 - Identificação de forma numerada dos nós e das malhas que permitem montar um sistema de equações linearmente independente com identificação das incógnitas do modelo do circuito térmico constituído dos elementos identificados na Figura 72.....	237
Figura 74 - Fluxograma de cálculo do modelo térmico analítico parametrizado.....	240
Figura 75 - Temperaturas médias em diversas superfícies do atuador em função das variáveis paramétricas N_{PMi} e N_{CPMs} , com temperatura constante na bobina igual a $80 \text{ }^\circ\text{C}$ e temperatura ambiente de $27 \text{ }^\circ\text{C}$	243
Figura 76 - Coeficiente global de transferência de calor determinado por meio do modelo térmico analítico parametrizado em função de N_{PMi} e N_{CPMs}	246
Figura 77 - Máxima densidade eficaz de corrente determinada pelo modelo térmico analítico parametrizado em função de N_{PMi} e N_{CPMs} de tal forma que a temperatura da bobina no atuador não ultrapasse $80 \text{ }^\circ\text{C}$	247
Figura 78 - Vista tridimensional em corte dos arranjos de ímãs permanentes de quase-Halbach interno e externo com identificação dos ímãs e indicação do sentido de magnetização.	251
Figura 79 - Fotografia dos seis anéis de ímãs permanentes que compõem os arranjos interno e externo de quase-Halbach identificados numericamente conforme Figura 78.	251

Figura 80 - Fotografia do arranjo interno de quase-Halbach montado.	252
Figura 81 - Fotografia do arranjo externo de quase-Halbach montado.	252
Figura 82 - Fotografia do carretel de fibra de vidro com resina epóxi FTVE-G10 usinado.	253
Figura 83 - Fotografia da estrutura móvel do atuador, ou seja, bobina, carretel e eixo.	253
Figura 84 - Vista tridimensional em corte do atuador completo com elementos magnéticos e estruturais.	255
Figura 85 - Fotografia do atuador (a) pré-montado e (b) montado.	256
Figura 86 - Fotografia com indicação de elementos constituintes da bancada de testes construída para realizar os ensaios de vibração harmônica forçada com excitação de base.	258
Figura 87 - Esquemático da interação entre os principais elementos constituintes da bancada de testes.	259
Figura 88 - Relação entre frequência de excitação e amplitude de excitação que representa a restrição imposta em função da velocidade angular nominal do servomotor considerando uma excitação harmônica.	261
Figura 89 - Limite de massa da plataforma imposto pelo conjugado nominal do servomotor em função da frequência de excitação e da amplitude de excitação.	262
Figura 90 - Fotografia do instrumento de caracterização do ímã permanente em função da temperatura.	264
Figura 91 - Resultado da curva BH no segundo quadrante para diferentes temperaturas dos ímãs permanentes empregados na construção do protótipo.	265
Figura 92 - Densidade de fluxo residual e campo coercitivo dos ímãs permanentes empregados na construção do protótipo obtidos experimentalmente e curva de ajuste linear determinada com base nos dados experimentais.	266
Figura 93 - <i>Setup</i> para medição da densidade de fluxo magnético produzida pelos ímãs permanentes no entreferro magnético.	267
Figura 94 - Componente radial da densidade de fluxo magnético no entreferro magnético médio em função da distância axial obtida experimentalmente, e por meio dos modelos analítico e numérico com curva de operação dos ímãs ajustados de acordo com os resultados de caracterização dos mesmos.	269
Figura 95 - Bancada para ensaios de tensão induzida a vazio.	271
Figura 96 - Resultado experimental e analítico da tensão induzida a vazio com velocidade entre estator e elemento móvel de $v_r = 4\pi 0,025 \text{sen}(4\pi t)$	272
Figura 97 - Resultado experimental e numérico da tensão induzida a vazio com velocidade entre estator e elemento móvel de $v_r = 4\pi 0,025 \text{sen}(4\pi t)$	273

Figura 98 - Bancada para ensaio de força estática	275
Figura 99 - Força estática produzida em função da alimentação das fases A, B e C, obtida experimentalmente e a partir do modelo analítico em função da posição relativa entre estator e elemento móvel para uma corrente contínua de 1,0 A.....	276
Figura 100 - Força estática produzida em função da alimentação das fases A, B e C, obtida experimentalmente e a partir do modelo numérico em função da posição relativa entre estator e elemento móvel para uma corrente contínua de 1,0 A.....	277
Figura 101 - Força estática obtida experimentalmente e a partir do modelo analítico em função da posição relativa entre estator e elemento móvel para uma corrente contínua de 1,0 A aplicada entre duas fases e com a terceira fase com corrente nula.	278
Figura 102 - Força estática obtida experimentalmente e a partir do modelo numérico em função da posição relativa entre estator e elemento móvel para uma corrente contínua de 1,0 A aplicada entre duas fases e com a terceira fase com corrente nula.	278
Figura 103 - Força axial em função da corrente eficaz de alimentação produzida pelo atuador para obtida experimentalmente e a partir dos modelos numérico e analítico.....	281

LISTA DE TABELAS

- Tabela 1 - Quadro comparativo entre diferentes topologias de atuadores lineares com respeito às características desejáveis de um dispositivo para aplicação em atenuação de vibração..... 119
- Tabela 2 - Variáveis paramétricas do modelo para um passo polar, faixa avaliada e passo..... 130
- Tabela 3 - Variáveis dimensionais do modelo e seus respectivos valores e restrições. 133
- Tabela 4 - Propriedades térmicas de materiais do atuador e do ar empregados no modelo térmico. 156
- Tabela 5 - Valores das propriedades dos arranjos de ímãs permanentes interno e externo, corrigido em função da temperatura de operação..... 159
- Tabela 6 - Número de polos e resultados dimensionais para os modelos acoplado e desacoplado. As dimensões são apresentadas em mm..... 177
- Tabela 7 - Propriedades dos ímãs permanentes dos arranjos interno e externo correspondentes ao modelo desacoplado ajustadas de acordo com a sua temperatura de operação com densidade de corrente de 3 A/mm^2 179
- Tabela 8 - Temperaturas médias no atuador como resultado do modelo analítico para o atuador considerando $T_{bob} = 80 \text{ }^\circ\text{C}$ para o atuador do modelo acoplado e o modelo desacoplado com dimensões conforme Tabela 6. Valores dados em graus Celsius..... 244
- Tabela 9 - Comparação entre resultados de simulação e do modelo analítico para a temperatura média dos ímãs permanentes dos arranjos interno e externo... 245
- Tabela 10 - Comparação dos resultados da densidade de fluxo magnético no entreferro. 270
- Tabela 11 – Comparação dos resultados de tensão induzida a vazio por fase para uma velocidade entre estator e elemento móvel de $v_r = 4\pi 0,025 \text{ sen}(4\pi t)$ 273
- Tabela 12 - Comparação dos resultados de força estática por fase e com alimentação entre duas fases para uma corrente contínua de 1 A..... 280

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

A	Passo do fuso de esferas (mm/rot)
A	Vetor potencial magnético (Wb/m)
A_l	Área de uma superfície cilíndrica definida com superfície 1 (m ²)
A_c	Área de seção transversal (m ²)
A_{Cond}	Área da seção transversal de um condutor (m ²)
AD	Analógico- Digital
A_i	Vetor potencial magnético na região designada pelo subíndice i (Wb/m)
a_{ni}	Constante a determinar em função das condições de contorno referente à região designada pelo subíndice i (-)
A_r	Componente radial do vetor potencial magnético (Wb/m)
A_s	Área superficial da região de troca térmica (m ²)
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
A_z	Componente axial do vetor potencial magnético (Wb/m)
A_z	Amplitude da posição relativa entre o estator e o elemento móvel (m)
B	Vetor densidade de fluxo magnético (T)
BH	Produto energético de ímãs permanentes (J/m ³)
B_i	Vetor densidade de fluxo magnético na região designada pelo subíndice i (T)
b_{ni}	Constante a determinar em função das condições de contorno referente à região designada pelo subíndice i (-)
B_r	Densidade de fluxo magnético residual (T)
B_{ri}	Componente radial da densidade de fluxo magnético na região designada pelo subíndice i (T)
B_{zi}	Componente axial da densidade de fluxo magnético na região designada pelo subíndice i (T)
B_θ	Componente circunferencial da densidade de fluxo magnético (T)

c	Coefficiente de amortecimento viscoso (Ns/m)
CA	Corrente alternada
c_c	Constante de amortecimento crítico (Ns/m)
C_i	Constante de número i a determinar após aplicações de condições de contorno
c_p	Calor específico do ar a pressão constante (J/kgK)
c_{sky}	Coefficiente de amortecimento viscoso no sistema <i>skyhook</i> ativo e semiativo (Ns/m)
DA	Digital-Analógico
D_i	Diâmetro externo do tubo interno de um sistema de transferência de calor em uma região anular com tubos concêntricos (m)
d_m	Diâmetro médio da rosca do fuso de esferas (m)
D_o	Diâmetro interno do tubo externo de um sistema de transferência de calor em uma região anular com tubos concêntricos (m)
e_{A4-}	Tensão induzida na bobina $A4-$ (V)
e_{B4+}	Tensão induzida na bobina $B4+$ (V)
e_{C4-}	Tensão induzida na bobina $C4-$ (V)
e_{Coil}	Tensão induzida por bobina (V)
$(\mathbf{e}_r, \mathbf{e}_\theta, \mathbf{e}_z)$	Vetores unitários nas direções r , θ e z , respectivamente (-)
F_a	Força exercida pelo atuador sobre a massa sísmica do sistema mecânico (N)
F_{aa}	Força desenvolvida pelo atuador no caso <i>skyhook</i> ativo (N)
F_{ap}	Força desenvolvida pelo atuador no caso passivo (N)
F_{as}	Força desenvolvida pelo atuador no caso <i>skyhook</i> semiativo (N)
F_c	Força exercida pelo amortecedor sobre a massa sísmica do sistema mecânico (N)
F_d	Densidade de força do atuador (N/m ³)
F_f	Fator de ocupação das bobinas (-)
F_{Fa}	Força produzida pelo atuador com somente a fase A alimentada (N)
F_{Fb}	Força produzida pelo atuador com somente a fase B alimentada (N)

F_{Fc}	Força produzida pelo atuador com somente a fase C alimentada (N)
F_{Lab}	Força produzida pelo atuador com alimentação entre as fases A e B (N)
F_{Lac}	Força produzida pelo atuador com alimentação entre as fases A e C (N)
F_{Lbc}	Força produzida pelo atuador com alimentação entre as fases B e C (N)
f_m	Frequência de excitação de base do sistema mecânico (Hz)
f_n	Frequência natural do sistema massa-mola (Hz)
F_{ripple}	Ondulação de força (-)
F_{zlp}	Força produzida no sentido axial pelo modelo de um passo polar (N)
g	Aceleração da gravidade (m/s^2)
H_c	Campo magnético coercitivo (A/m)
h_c	Coefficiente de transferência de calor por convecção (W/m^2K)
h_{cBlo}	Coefficiente de transferência de calor por convecção na superfície externa da culatra externa (W/m^2K)
h_r	Coefficiente de transferência de calor por radiação (W/m^2K)
H_{zi}	Componente axial do campo magnético na região designada pelo subíndice i (A/m)
I/O	<i>Input/Output</i>
I_0	Função Modificada de Bessel do Primeiro Tipo de ordem 0
I_1	Função Modificada de Bessel do Primeiro Tipo de ordem 1
$I_{máx}$	Número máximo de iterações do modelo térmico analítico (-)
\mathbf{J}	Vetor densidade de corrente elétrica (A/m^2)
J	Densidade de corrente (A/m^2)
\mathbf{J}_i	Vetor densidade de corrente elétrica na região designada pelo subíndice i (A/m^2)
J_{rms}	Densidade eficaz de corrente (A/m^2)
k	Constante elástica da mola (N/m)
K_0	Função Modificada de Bessel do Segundo Tipo de ordem 0

K_1	Função Modificada de Bessel do Segundo Tipo de ordem 1
k_a	Constante atribuída para simplificação do modelo térmico (Ks/J)
k_{air}	Condutividade térmica do ar (W/mK)
k_b	Constante atribuída para simplificação do modelo térmico (Ks/J)
k_c	Constante atribuída para simplificação do modelo térmico (Ks/J)
k_{iron}	Condutividade térmica do aço 1010 (W/mK)
k_m	Condutividade térmica de um material genérico (W/mK)
k_{PM}	Condutividade térmica dos NdFeB (W/mK)
k_{Reel}	Condutividade térmica da fibra de vidro com resina epóxi (W/mK)
L_0	Função Modificada de Struve de ordem 0
L_1	Função Modificada de Struve de ordem 1
L_a	Comprimento axial de uma estrutura tubular genérica (m)
L_{rCoil}	Comprimento radial do da bobina (m)
L_{rReel}	Comprimento radial do carretel (m)
L_z	Comprimento axial da região ativa do atuador (m)
L_{zT}	Comprimento axial do atuador sem as tampas (m)
L_{zW}	Comprimento axial da armadura (m)
m	Massa móvel (kg)
\dot{m}	Vazão mássica (kg/s)
\mathbf{M}	Vetor magnetização dos ímãs permanentes (A/m)
M_{Ci}	Comprimento radial do entreferro mecânico interno (m)
M_{Co}	Comprimento radial do entreferro mecânico externo (m)
\mathbf{M}_i	Vetor magnetização dos ímãs permanentes na região designada pelo subíndice i (A/m)
m_n	Frequência angular espacial referente à magnetização dos ímãs permanentes

M_{ri}	Componente radial do vetor magnetização dos ímãs permanentes na região designada pelo subíndice i (A/m)
m_t	Massa total sustentada pelo fuso de esferas (kg)
M_{zi}	Componente axial do vetor magnetização dos ímãs permanentes na região designada pelo subíndice i (A/m)
M_{θ}	Componente circunferencial do vetor magnetização dos ímãs permanentes (A/m)
N	Número de espiras por bobina (-)
n_{BI}	Variável paramétrica que relaciona a área da seção transversal das culatras com metade da área de superfície dos ímãs de magnetização radial que estão
$N_{CoilActive}$	Número de bobinas ativas (-)
N_{CPMs}	Variável paramétrica dada pela razão entre o comprimento radial das bobinas e o comprimento radial total da região ativa (-)
n_{form}	Variável paramétrica definida como o fator de forma do dispositivo (-)
n_m	Velocidade angular do servomotor (rpm)
N_{PMi}	Variável paramétrica dada pela razão entre o comprimento radial do arranjo interno de ímãs permanentes e o comprimento radial total de ímãs
N_{Turn}	Número de espiras por bobina (-)
Nu_{BIi}	Número de Nusselt para convecção forçada no cilindro oco da culatra interna (-)
Nu_{BLo}	Número de Nusselt para convecção natural na superfície externa da culatra externa (-)
Nu_{ii}	Coefficiente de influência para escoamento laminar plenamente desenvolvido referente à transferência de calor por convecção na superfície
Nu_{oo}	Coefficiente de influência para escoamento laminar plenamente desenvolvido referente à transferência de calor por convecção na superfície
P	Número de polos do atuador (-)
p	Número inteiro positivo maior que 1
Pr_{air}	Número de Prandtl para o ar ambiente (-)
q_{cdPMi}	Taxa de transferência de calor por condução no arranjo de ímãs interno (W)
q_{cdPMo}	Taxa de transferência de calor por condução nos ímãs do arranjo externo (W)
q_{cdReel}	Taxa de transferência de calor por condução no carretel (W)
q_{cvCoil}	Taxa de transferência de calor por convecção na superfície externa da bobina (W)
q_{cvPMi}	Taxa de transferência de calor por convecção na superfície externa dos ímãs do arranjo interno (W)

q_{cvPMo}	Taxa de transferência de calor por convecção na superfície interna dos ímãs do arranjo externo (W)
q_{cvReel}	Taxa de transferência de calor por convecção na superfície interna do carretel (W)
q_i	Taxa de transferência de calor no sentido de raio nulo na bobina (W)
q_o	Taxa de transferência de calor no sentido de raio infinito na bobina (W)
q_{rdGapi}	Taxa de transferência de calor por radiação no entreferro mecânico interno (W)
q_{rdGapo}	Taxa de transferência de calor por radiação no entreferro mecânico externo (W)
q_x	Taxa de transferência de calor global da bobina (W)
q''_{cvBli}	Fluxo de calor por convecção forçada na superfície do cilindro oco da culatra interna (W/m^2)
q''_{cvPMi}	Fluxo de calor por convecção forçada na superfície externa do arranjo interno de ímãs permanentes (W/m^2)
q''_{cvReel}	Fluxo de calor por convecção forçada na superfície interna do carretel (W/m^2)
q''_{cvCoil}	Fluxo de calor por convecção forçada na superfície externa da bobina (W/m^2)
q''_{cvPMo}	Fluxo de calor por convecção forçada na superfície interna do arranjo externo de ímãs permanentes (W/m^2)
q''_i	Fluxo de calor da superfície externa do tubo interno para o fluido de um sistema de transferência de calor em uma região anular (W/m^2)
q''_o	Fluxo de calor da superfície interna do tubo externo para o fluido de um sistema de transferência de calor em uma região anular (W/m^2)
R	Força de resistência ao movimento dos elementos móveis da bancada (Nm)
r	Razão entre a frequência angular da excitação de base e a frequência angular natural do sistema massa-mola (-).
R_1	Raio de uma superfície cilíndrica definida com superfície 1 (m)
R_2	Raio de uma superfície cilíndrica definida com superfície 2 (m)
Ra_{yBlo}	Número de Rayleigh para convecção natural na superfície externa da culatra externa (-)
R_{cd}	Resistência de troca térmica por condução (K/W)
R_{cdBli}	Resistência de troca térmica por condução da culatra interna (K/W)
R_{cdBlo}	Resistência de troca térmica por condução da culatra externa (K/W)
R_{cdPMi}	Resistência de troca térmica por condução do arranjo de ímãs interno (K/W)
R_{cdPMo}	Resistência de troca térmica por condução do arranjo de ímãs externo (K/W)

R_{cdReel}	Resistência de troca térmica por condução do carretel (K/W)
R_{cv}	Resistência de troca térmica por convecção (K/W)
R_{cvBli}	Resistência de troca térmica por convecção da culatra interna (K/W)
R_{cvBlo}	Resistência de troca térmica por convecção da culatra externa (K/W)
R_{cvCoil}	Resistência de troca térmica por convecção da face externa da bobina (K/W)
R_{cvPMi}	Resistência de troca térmica por convecção do arranjo de ímãs interno (K/W)
R_{cvPMo}	Resistência de troca térmica por convecção do arranjo de ímãs externo (K/W)
R_{cvReel}	Resistência de troca térmica por convecção do carretel (K/W)
R_{eqi}	Resistência de troca térmica equivalente interna (K/W)
R_{eqo}	Resistência de troca térmica equivalente externa (K/W)
R_i	Raio interno da culatra interna (m)
R_{iC}	Raio interno da bobina (m)
R_{in}	Raio interno de uma estrutura tubular genérica (m)
R_{iPMi}	Raio interno dos ímãs permanentes do arranjo interno (m)
R_{iPMo}	Raio interno dos ímãs permanentes do arranjo externo (m)
R_{iReel}	Raio interno do carretel (m)
rms	Valor eficaz
R_o	Raio externo da culatra externa (m)
R_{oC}	Raio externo da bobina (m)
R_{oPMi}	Raio externo dos ímãs permanentes do arranjo interno (m)
R_{oPMo}	Raio externo dos ímãs permanentes do arranjo externo (m)
R_{out}	Raio externo de uma estrutura tubular genérica (m)
R_{rd}	Resistência de troca térmica por radiação (K/W)
R_{rdBlo}	Resistência de troca térmica por radiação da culatra externa (K/W)

R_{rdGapi}	Resistência de troca térmica por radiação no entreferro mecânico interno (K/W)
R_{rdGapo}	Resistência de troca térmica por radiação no entreferro mecânico externo (K/W)
S	Curso do atuador (m)
t	Tempo (s)
T	Temperatura (K)
T_0	Temperatura ambiente (K)
T_1	Temperatura em uma superfície cilíndrica definida como superfície 1 (K)
T_2	Temperatura em uma superfície cilíndrica definida como superfície 2 (K)
T_a	Conjugado produzido pelo servomotor durante movimento ascendente (Nm)
T_{amb}	Temperatura ambiente (K)
T_{Bob}	Temperatura da bobina (K)
T_{Coil}	Diferença entre a temperatura da bobina e a temperatura ambiente (K)
T_d	Transmissibilidade de deslocamento (-)
T_{de}	Conjugado produzido pelo servomotor durante movimento descendente (Nm)
T_{iBli}	Temperatura média na face interna da culatra interna (K)
T_{iPMi}	Temperatura média na face interna do arranjo de ímãs interno (K)
T_{iPMo}	Temperatura média na face interna do arranjo de ímãs externo (K)
T_{iReel}	Temperatura média na face interna do carretel (K)
T_m	Temperatura média do fluido de um sistema de transferência de calor em uma região anular com tubos concêntricos (K)
T_{mBli}	Diferença entre a temperatura média no centro do cilindro oco da culatra interna e a temperatura ambiente (K)
T_{Mci}	Temperatura média do ar na extremidade superior do cilindro oco da culatra interna (K)
T_{mGapi}	Diferença entre a temperatura média no centro do entreferro mecânico interno e a temperatura ambiente (K)
T_{mGapo}	Diferença entre a temperatura média no centro do entreferro mecânico externo e a temperatura ambiente (K)
T_{Mi}	Temperatura média do ar na extremidade inferior do entreferro mecânico interno (K)

T_{Mo}	Temperatura média do ar na extremidade superior do entreferro mecânico externo (K)
T_{oBlo}	Temperatura média na face externa da culatra (K)
T_{oPMi}	Temperatura média na face externa do arranjo de ímãs interno (K)
T_{oPMo}	Temperatura média na face externa do arranjo de ímãs externo (K)
T_s	Temperatura da superfície de troca térmica (K)
$T_{s,i}$	Temperatura da superfície externa do tubo interno de um sistema de transferência de calor em uma região anular com tubos concêntricos (K)
$T_{s,o}$	Temperatura da superfície interna do tubo externo de um sistema de transferência de calor em uma região anular com tubos concêntricos (K)
T_{viz}	Temperatura na vizinhança, considerada infinita, da superfície de troca térmica (K)
U	Coefficiente global de troca térmica (W/m ² K)
u_m	Velocidade média do fluido de um sistema de transferência de calor em uma região anular (m/s)
u_{mBli}	Velocidade média do ar do cilindro oco da culatra interna (m/s)
u_{mGapi}	Velocidade média do ar no entreferro mecânico interno (m/s)
u_{mGapo}	Velocidade média do ar no entreferro mecânico externo (m/s)
V	Volume de uma bobina (m ³)
V_a	Tensão entre a fase A e o condutor neutro (V)
V_b	Tensão entre a fase B e o condutor neutro (V)
V_c	Tensão entre a fase C e o condutor neutro (V)
$V_{indTurnCoil}$	Tensão induzida por espira por bobina por fase (V)
v_r	Velocidade relativa entre estator e elemento móvel (m/s)
V_{rPh}	Tensão nominal por fase (V)
x_a	Posição da massa sísmica no caso <i>skyhook</i> ativo (m)
x_h	Posição da massa móvel com vibração livre (m)
X_i	Amplitude da posição da excitação de base do sistema mecânico (m)
\ddot{x}_i	Aceleração da base rígida do sistema mecânico (m/s ²)

x_i	Deslocamento da base rígida do sistema mecânico (m)
\dot{x}_i	Velocidade da base rígida do sistema mecânico (m/s)
x_m	Deslocamento da massa sísmica do sistema mecânico (m)
\dot{x}_m	Velocidade da massa sísmica do sistema mecânico (m/s)
x_p	Posição da massa sísmica no caso passivo (m)
x_{pa}	Posição da massa móvel em regime com excitação harmônica de base do sistema passivo (m)
X_{rp}	Amplitude da posição relativa entre base e massa-móvel no caso passivo (m)
x_{rp}	Posição relativa entre base e massa-móvel no caso passivo (m)
x_s	Posição da massa sísmica no caso <i>skyhook</i> semiativo (m)
z_{mag}	Deslocamento relativo das bobinas em relação ao eixo de referência (m)
z_r	Posição relativa entre estator e elemento móvel (m)
α_{air}	Difusividade térmica do ar (m^2/s)
α_{Br}	Coefficiente angular da relação densidade de fluxo residual e temperatura (T/K)
α_{Hc}	Coefficiente angular da relação campo coercitivo e temperatura (A/mK)
β_{air}	Coefficiente de expansão térmica do ar (K^{-1})
ε	Emissividade de um material genérico (-)
ε_1	Emissividade de uma superfície cilíndrica definida com superfície 1 (-)
ε_2	Emissividade de uma superfície cilíndrica definida com superfície 2 (-)
ε_{cop}	Emissividade do cobre (-)
ε_{iron}	Emissividade do aço 1010 (-)
ε_{PM}	Emissividade do NdFeB (-)
ε_{Reel}	Emissividade da fibra de vidro com resina epóxi (-)
ζ	Fator de amortecimento (-)
ζ_{sky}	Fator de amortecimento dos sistemas <i>skyhook</i> ativo e semiativo (-)

θ_i^*	Coeficiente de influência para escoamento laminar plenamente desenvolvido referente à transferência de calor por convecção na superfície
θ_o^*	Coeficiente de influência para escoamento laminar plenamente desenvolvido referente à transferência de calor por convecção na superfície
ν_{air}	Viscosidade cinemática do ar (m^2/s)
ρ	Resistividade elétrica do cobre (Ωm)
ρ_{air}	Massa específica do ar (kg/m^3)
σ	Constante de Stephan-Boltzmann (W/m^2K^4)
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo (H/m)
μ_c	Coeficiente de atrito do fuso de esferas (-)
μ_r	Permeabilidade magnética relativa (-)
τ_p	Passo polar (m)
τ_r	Comprimento axial dos ímãs de magnetização radial (m)
τ_r/τ_p	Variável paramétrica dada pela razão entre o passo polar e o comprimento axial dos ímãs permanentes de magnetização radial (-)
τ_z	Comprimento axial dos ímãs de magnetização axial (m)
ω	Velocidade angular mecânica do sinal de excitação de base (rad/s)
ω_n	Frequência angular natural do sistema massa-mola (rad/s)

1 INTRODUÇÃO

Existem diversas fontes de vibração em um ambiente industrial, tais como: processos de impacto por cravação de estacas, limpeza por jateamento, maquinaria rotativa e alternativa, compressores e máquinas motrizes. Adicionalmente, vibração está presente em veículos de transporte como carros, motocicletas, caminhões, trens e aeronaves. A presença destas vibrações muitas vezes resulta em desgaste excessivo de mancais, formação de trincas, afrouxamento de parafusos, falhas estruturais e mecânicas, fraturas em juntas ou soldas de equipamentos eletrônicos, etc. Ainda, a exposição ocupacional de seres humanos à vibração pode causar dor, desconforto e eficiência reduzida (RAO, 2010).

Em muitas situações é preciso isolar ou diminuir as vibrações transmitidas a uma parte do sistema, ou mesmo a seres humanos, e tradicionalmente isso é realizado com elementos passivos, isto é, com molas e amortecedores com valores fixos de constante elástica e coeficiente de amortecimento, respectivamente. No entanto, isolamento de vibração por meio de elementos passivos geralmente apresenta uma limitação inerente, pois para isolar altas frequências é requerido um fator de amortecimento baixo, enquanto que o controle da frequência de ressonância requer valores relativamente elevados de fator de amortecimento. Portanto, sistemas passivos apresentam requisitos conflitantes no que diz respeito à especificação do fator de amortecimento do sistema (LIU, 2004).

Alternativamente a sistemas passivos, pode-se empregar sistemas semiativos ou sistemas ativos para isolar vibrações. Os sistemas semiativos permitem variar o coeficiente de amortecimento de forma dinâmica por meio de controle eletrônico,

enquanto que sistemas ativos requerem a inserção de atuadores capazes de injetar energia no sistema de vibração. Ambos os sistemas semiativo e ativo conseguem atingir melhor desempenho que sistemas passivos (FISCHER; ISERMANN, 2004).

O estudo de sistemas de suspensão semiativa e ativa destinados a diversas aplicações são encontrados na literatura, tais como: robôs aeroespaciais para exploração de superfícies planetárias (KUBOTA; NAIKI, 2011), estabilização de trens do tipo MAGLEV (LONG et al., 2007), contato de cabos de alimentação de trens elétricos de alta velocidade (ALLOTTA; PUGI; BARTOLINI, 2008), atenuação de oscilações em elevadores (FERREIRA et al., 2011; LÓPEZ, 2007), controle de vibrações em cabines de caminhões e carretas (EVERS et al., 2009), suspensões de carros de passeio (JONES, 2005), veículos militares (WEEKS et al., 1999), estabilização de tanque de lavadora de roupas (SPELTA et al., 2009), estruturas de construção civil como pontes (KORKMAZ, 2011) e estabilização de plataformas para trabalhos de escala nanométrica (LAN; YEN; KRAMAR, 2004).

Este trabalho aborda o tema de sistemas de suspensão semiativa e ativa, mas não visa a uma aplicação específica. Contudo, é utilizado um sistema de vibração com um grau de liberdade com excitação de base como estudo de caso para fins de determinação dos requisitos de um atuador eletromagnético e para realização de ensaios dinâmicos. O sistema mecânico oscilatório com excitação de base é um problema clássico na área de vibrações e é encontrado em diversas aplicações, como por exemplo: assentos de veículos e de aeronaves, suspensão de veículos tais como motocicletas, carros, caminhões e trens, trem de aterrissagem de aeronaves, estruturas como prédios sujeitos a tremores de terras, estrutura came-seguidor vertical, etc (RAO, 2010).

A implementação de sistemas semiativos pode ser realizada, por exemplo, com amortecedores magneto-reológicos (DONG et al., 2010), eletro-reológicos (SAVARESI et al., 2010), pneumáticos (BIRAL et al., 2008), e eletromagnéticos (KARNOFF, 1989). Já, as suspensões ativas podem ser implantadas, por exemplo, com atuadores eletro-hidrostáticos (JI XINJIE; LI SHENGJIN, 2009), pneumáticos (BHANDARI; SUBRAMANIAN, 2010), e eletromagnéticos (MARTINS et al., 2006).

Embora existam várias alternativas de elementos que permitam a implementação de sistemas semiativos e ativos, é importante destacar que atuadores eletromagnéticos permitem fluxo de energia bidirecional, ou seja, podem operar em modo motor ou modo gerador. Em modo motor, o dispositivo insere energia no sistema de forma controlada e isso permite obter ganho de desempenho em uma ampla faixa de frequências. O modo de operação como motor corresponde ao sistema de suspensão ativo. Quando o dispositivo opera como gerador, a energia de vibração é convertida em energia elétrica de forma controlada e esta pode ser armazenada ou dissipada. O modo de operação como gerador corresponde ao sistema semiativo. Para atingir melhores desempenhos existe a possibilidade de operar de forma ativa e semiativa alternadamente, de maneira a aumentar a eficiência do sistema quando comparado a um sistema ativo puro e podendo melhorar o desempenho quando comparado a um sistema semiativo puro.

Adicionalmente, embora sistemas eletro-hidráulicos e pneumáticos tenham sido extensivamente investigados, estes sistemas não apresentam a mesma largura de banda de sistemas elétricos, implementados com atuadores eletromagnéticos (WANG; WANG, 2011; GYSEN et al., 2010b).

Dadas as vantagens dos sistemas de suspensão semiativa e ativa implementados com atuadores eletromagnéticos lineares, este trabalho propõe o desenvolvimento de

uma metodologia de projeto inovadora que permite definir um atuador eletromagnético com características desejáveis com vistas à aplicação desde a especificação dos requisitos, até a definição de todas as variáveis construtivas considerando restrições dimensionais e térmicas.

1.1 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO

O objetivo principal deste trabalho é desenvolver uma metodologia de projeto de atuadores eletromagnéticos lineares para aplicar em suspensões eletromagnéticas semiativas e ativas que seja capaz de considerar acoplamento eletromagnético-térmico durante o projeto e apresentar uma validação experimental da metodologia. A fim de atingir este objetivo geral, apresenta-se os seguintes objetivos específicos:

- desenvolver um modelo parametrizado que permita que se obtenham todas as dimensões de um atuador, de forma a atender os requisitos de projeto;
- estabelecer critérios que permitam identificar características desejáveis de um atuador para uso em sistemas de suspensão semiativa e ativa e assim identificar uma topologia que atenda a estes requisitos;
- desenvolver um método que permita determinar os requisitos de um atuador eletromagnético para que este possa ser empregado em um sistema mecânico oscilatório com características conhecidas;
- realizar a modelagem numérica eletromagnética e térmica do atuador;
- desenvolver modelos analíticos e numéricos capazes de descrever o comportamento eletromagnético e térmico do dispositivo;

- estabelecer critérios que permitam determinar os valores nominais do atuador com base em restrições de temperatura de operação;
- construir um protótipo de um atuador eletromagnético linear desenvolvido a partir da metodologia proposta;
- construir uma plataforma de testes que permita emular vibrações mecânicas controladas de forma a tornar possível a realização de ensaios dinâmicos com o atuador projetado;
- validar a metodologia proposta a partir da comparação dos resultados experimentais obtidos com um protótipo com resultados obtidos a partir de modelos numéricos e analíticos.

A principal contribuição deste trabalho é o desenvolvimento de uma metodologia inédita de projeto de atuadores eletromagnéticos lineares com vistas à aplicação em suspensões semiativas e ativas. Ainda, embora existam topologias de atuadores eletromagnéticos previamente apresentados na literatura, este trabalho estuda de forma inovadora a aplicação de uma topologia de atuador eletromagnético aplicado à suspensão semiativa e ativa, trata-se de um atuador de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach de ímãs permanentes.

Adicionalmente, outros aspectos associados ao estudo geraram contribuições que foram publicadas durante o desenvolvimento do trabalho. O efeito da segmentação e magnetização paralela de ímãs permanentes de alto produto energético aplicados em atuadores eletromagnéticos tubulares e cilíndricos foi apresentado em conferência (ECKERT; GOLTZ; FLORES FILHO, 2013), e de forma expandida em periódico (ECKERT; GOLTZ; FLORES FILHO, 2014). Um estudo sobre a aplicação de arranjos de quase-Halbach em atuadores eletromagnéticos tubulares sem ranhuras foi

apresentado em conferência (ECKERT; WILTUSCHNIG; FLORES FILHO, 2015). Complementarmente, um estudo sobre os aspectos de projeto de um atuador tubular de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach foi apresentado em conferência (ECKERT; GOLTZ; FLORES FILHO, 2015) e, por fim, a estrutura central da metodologia de projeto proposta neste trabalho foi publicada em periódico (ECKERT et al., 2016).

1.2 VISÃO GERAL DO TRABALHO

Este trabalho está dividido em sete capítulos, sendo que os capítulos subsequentes estão organizados da seguinte forma:

- No Capítulo 2 é apresentada a revisão da literatura, onde são apresentados os conceitos fundamentais para a compreensão do trabalho e o estado da arte no que diz respeito à suspensão eletromagnética semiativa e ativa, a atuadores eletromagnéticos lineares empregados em suspensão eletromagnética e a metodologias de projetos de atuadores eletromagnéticos.

- No Capítulo 3 é apresentada a metodologia de projeto proposta de um atuador eletromagnético linear para suspensão semiativa e ativa. Inicialmente, é apresentado um fluxograma que sintetiza a metodologia proposta e, em seguida, é apresentado um estudo de caso aplicando a metodologia proposta.

- No Capítulo 4 é realizada uma modelagem eletromagnética analítica do atuador eletromagnético em estudo no que diz respeito à distribuição espacial de densidade de fluxo, determinação de força e tensão induzida. Os resultados obtidos a partir do modelo são comparados com resultados de simulação em elementos finitos.

- No Capítulo 5 é desenvolvido um modelo analítico do comportamento térmico do dispositivo com base em um circuito térmico equivalente. Os resultados obtidos a partir do modelo analítico são comparados com resultados de simulação.

- No Capítulo 6 é apresentado o detalhamento da construção e das partes constituintes do protótipo, é apresentada uma descrição da bancada de testes desenvolvida para realização de ensaios dinâmicos e os resultados experimentais obtidos são expostos e discutidos.

- No Capítulo 7 são discutidas as principais conclusões obtidas a partir da realização deste trabalho e são apresentadas ideias para trabalhos futuros que podem ser realizados para dar continuidade a este projeto de pesquisa.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Neste capítulo é apresentada a revisão da literatura, dividida em três seções: suspensão eletromagnética semiativa e ativa, atuadores eletromagnéticos lineares para suspensão semiativa e ativa e metodologias de projeto de atuadores eletromagnéticos lineares. Em cada seção é apresentado o estado da arte correspondente e são discutidos aspectos que formam a base teórica para o desenvolvimento deste trabalho.

2.1 SUSPENSÃO ELETROMAGNÉTICA SEMIATIVA E ATIVA

Sistemas de suspensão vêm sendo largamente aplicados, por exemplo, em veículos, desde a época das carruagens, até em sistemas modernos com complexos algoritmos de controle incorporados (VAGIA, 2012). Quando se trata de suspensão veicular, os objetivos dos sistemas de suspensão são: isolar o corpo do veículo das irregularidades da pista de forma a proporcionar conforto aos passageiros; manter uma boa aderência entre o pneu e a pista; proporcionar uma boa dirigibilidade do veículo e suportar o peso do veículo. No entanto, estes quatro objetivos são muitas vezes conflitantes durante o projeto dos componentes da suspensão, quando esta é composta de elementos passivos somente (RAJAMANI, 2012).

Para contornar as limitações de projeto, novas tecnologias de suspensão foram criadas. A fim de estudar cada uma das tecnologias existentes, pode-se inicialmente classificar as suspensões em: passivas, semiativas e ativas (FISCHER; ISERMANN, 2004).

Nas suspensões passivas não existe nenhum tipo de controle eletrônico sobre os parâmetros da suspensão, e é certamente o sistema mais comum no mercado atualmente (SARAMI, 2009). Elementos passivos como mola, amortecedor e massas compõem a suspensão passiva, sendo que os seus parâmetros, tais como constante de amortecimento e constante elástica, podem ser considerados constantes.

Um exemplo de um sistema de suspensão passiva com um grau de liberdade com excitação de base é mostrado na Figura 1(a). Este sistema é composto por uma base rígida, uma mola com constante elástica k , um amortecedor passivo com constante de amortecimento c e uma massa sísmica m . Neste sistema, a força que o amortecedor exerce sobre a massa sísmica F_c é dependente linearmente da velocidade relativa entre a massa sísmica e a base ($\dot{x}_m - \dot{x}_i$) de forma que a operação se dá nos quadrantes II e IV da relação entre F_c e ($\dot{x}_m - \dot{x}_i$), conforme mostra a Figura 1(d).

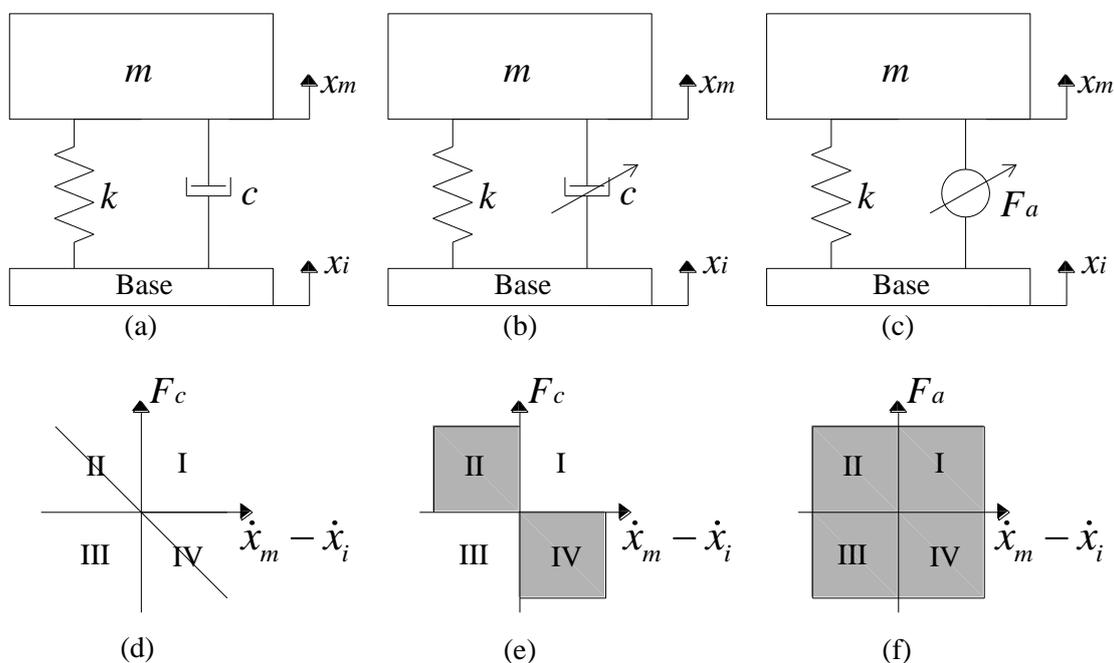


Figura 1 - Sistema de suspensão com excitação de base de sistema (a) passivo, (b) semiativo e (c) ativo e quadrantes de operação do sistema (d) passivo, (e) semiativo e (f) ativo.

Neste caso, convencionou-se que a força que o amortecedor exerce sobre a massa é positiva quando esta aponta para cima, enquanto que a velocidade é positiva quando a massa sísmica e a base estão se afastando uma da outra. É importante ressaltar que, no caso passivo, a força produzida pelo amortecedor está sempre operando sobre a linha reta indicada na Figura 1(d) e a inclinação desta é dependente da constante de amortecimento c .

Apesar de muitos avanços e melhorias terem sido alcançadas com as suspensões passivas, através de molas não lineares e topologias mais complexas, esses sistemas não são capazes de conciliar os requisitos conflitantes de conforto e estabilidade, pois para se obter maiores níveis de conforto o coeficiente de amortecimento deve ser reduzido e para se obter maiores níveis de segurança o coeficiente de amortecimento deve ser elevado (MAIORANA, 2004). Assim, surge a necessidade de buscar alternativas diferentes da convencional passiva, como é o caso de sistemas semiativos e ativos.

A possibilidade de variar o coeficiente de amortecimento do amortecedor ou a constante elástica da mola através de um controle eletrônico sem inserir energia externa ao sistema, exceto a de controle do dispositivo que altera o coeficiente de amortecimento ou a constante elástica, caracteriza uma suspensão semiativa. Na maioria dos casos varia-se a constante de amortecimento de elemento dissipativo no sistema semiativo (GUGLIELMINO et al., 2008). A variação do coeficiente de amortecimento pode ser implementada, por exemplo, com o uso de dispositivos como amortecedores eletro-hidráulicos, magneto-reológicos ou eletro-reológicos (SAVARESI et al., 2010). Tecnologias com atuadores eletromagnéticos lineares e rotativos também foram propostas (GUPTA et al., 2007).

Um exemplo de suspensão semiativa, aplicada a um sistema de um grau de liberdade com excitação de base, é mostrado na Figura 1(b). Neste exemplo, o elemento variável é identificado como a constante de amortecimento c . É importante notar que no sistema semiativo a operação se dá também nos quadrantes II e IV, conforme indicado pela região sombreada da Figura 1(e), pois somente é produzida força pelo elemento dissipativo quando há velocidade relativa entre a massa sísmica e a base, tal qual ocorre no caso passivo. Entretanto, no sistema semiativo a constante de amortecimento pode ser amplamente variada de tal forma que melhores desempenhos em uma faixa mais ampla de frequência é atingida com esse tipo de sistema.

Quando se insere um atuador no sistema de suspensão, capaz de inserir energia no sistema de forma controlada por meio de sistemas eletrônicos realimentados, o sistema de suspensão é dito ativo.

O sistema ativo de um grau de liberdade com excitação de base, equivalente ao apresentado para os sistemas passivo e semiativo, é mostrado na Figura 1(c). Nesta figura, o elemento dissipativo é substituído por um amortecedor que é capaz de produzir uma força designada por F_a . Nesta configuração, como é possível inserir energia no sistema de suspensão por meio do atuador, a operação pode se dar nos quadrantes I, II, III e IV, da relação F_a e $(\dot{x}_m - \dot{x}_i)$, conforme indicado pela região sombreada da Figura 1(f). Essa ampla faixa de operação permite desenvolver sistemas com desempenhos dinâmicos superiores a sistemas semiativos e ativos com a desvantagem de ser necessário inserir energia no sistema a partir de uma fonte externa.

Os atuadores empregados em sistemas de suspensão ativa podem ser hidráulicos, pneumáticos, eletromagnéticos ou alguma solução híbrida (GUGLIELMINO et al., 2008). Uma análise comparativa entre atuadores hidráulicos e eletromagnéticos

mostrando vantagens e desvantagens de cada tecnologia é apresentada em (GYSEN et al., 2010b). Segundo os autores, como vantagens do uso de atuadores hidráulicos pode-se citar: alta densidade de força, tecnologia confiável, madura e fácil de projetar. Como desvantagens dos atuadores hidráulicos pode-se citar: constante de tempo alta, a qual limita a resposta em frequência, elevada massa e volume requeridos. Quanto aos atuadores eletromagnéticos pode-se citar como desvantagens: custo mais elevado, menor densidade de força quando comparado aos atuadores hidráulicos, correntes altas para alimentações através de baterias convencionais de 12 ou 14 volts, exigindo circuitos de acionamento com custo elevado. Como vantagens dos atuadores eletromagnéticos, quando comparados aos hidráulicos, pode-se citar: maior eficiência, resposta dinâmica melhor, controle de força fácil e preciso (GYSEN et al., 2010b). As vantagens, principalmente no que diz respeito aos aspectos de desempenho, é o que motivaram o estudo de atuadores eletromagnéticos para emprego em sistemas de suspensão.

Outra vantagem importante dos atuadores eletromagnéticos e que merece destaque é a possibilidade do uso de atuadores eletromagnéticos operando em modo regenerativo. Neste caso, ao invés de dissipar energia do sistema, a energia de vibração é convertida em energia elétrica e pode ser armazenada para utilização para outros fins ou mesmo para inserir no próprio sistema de suspensão quando o mesmo operar de forma regenerativa e ativa combinada. Esta aplicação atraiu a atenção de pesquisadores, seja com atuadores rotativos (MONTAZERI; SOLEYMANI, 2010; ZHANG et al., 2007; CHEN et al. 2015) ou lineares (STRIBRSKY et al., 2007; GYSEN et al., 2010c; GYSEN et al., 2011a) que investigaram a viabilidade e eficiência dos sistemas de suspensão eletromagnética com regeneração.

O emprego de atuadores eletromagnéticos em sistemas de suspensão semiativa e ativa é o que define sistemas de suspensão eletromagnética semiativa e ativa, respectivamente (XUE et al., 2011a). Os atuadores empregados podem ser lineares ou rotativos, embora os últimos necessitem de um dispositivo auxiliar de conversão de movimento linear em rotativo, enquanto os lineares podem exercer força diretamente no sistema. Os dispositivos de conversão de movimento linear em rotativo, além de inserirem perdas no sistema, diminuindo o rendimento global, reduzem a resposta em frequência e exigem manutenção periódica. Por estes motivos, o uso de atuadores rotativos não se apresenta como uma solução interessante, e em vista disso, as pesquisas com este princípio pouco têm evoluído.

Existem registros através de patentes da ideia do uso de dispositivos eletromagnéticos lineares com topologias simples aplicados a suspensões já na década de 70 (ROSS; THEODORE, 1974; KLAUSNER; YANKOWSKI, 1976). Outras propostas com dispositivos eletromagnéticos rotativos também foram apresentadas na década de 80 (KRUCKEMEYER; BUCHANAN JR.; FANNIN, 1987; MURTY, 1989). Diversas publicações posteriores foram realizadas, mas, mesmo assim, dispositivos eletromagnéticos não foram empregados comercialmente em sistemas de suspensão. Alguns fatores que contribuíram para este fato podem ter sido a baixa densidade de força dos dispositivos eletromagnéticos e restrições no acionamento destes. No entanto, avanços recentes tanto na eletrônica de potência, na capacidade de processamento, no desenvolvimento de técnicas de controle e, principalmente, no aumento da densidade de força dos dispositivos eletromagnéticos, pode viabilizar a aplicação destes em sistemas comerciais.

Uma publicação importante, realizada por (JONES, 2005), relata uma suspensão eletromagnética desenvolvida pela empresa Bose Corporation Inc. que utiliza a

tecnologia de autofalantes, ou seja, atuadores eletromagnéticos lineares, no sistema de suspensão para veículos de passeio. Neste sistema de suspensão são utilizados quatro atuadores eletromagnéticos lineares, um instalado em cada roda do veículo, comandados a partir de uma unidade de controle central, conforme ilustra a Figura 2. Pode-se observar que os atuadores apresentam um volume elevado quando comparados com uma suspensão passiva, no entanto, vídeos comerciais e informações técnicas disponibilizadas mostraram um ganho significativo com a tecnologia tanto no aspecto de segurança como no aspecto de conforto frente a um veículo equivalente equipado com suspensão passiva (BOSE LTD., 2005).

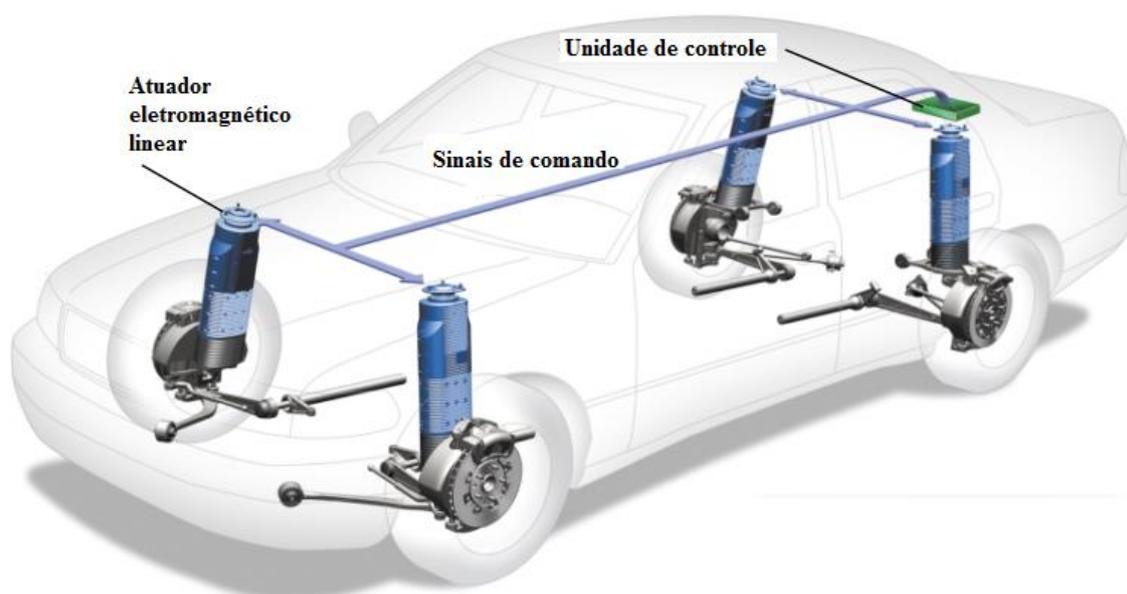


Figura 2 - Suspensão eletromagnética ativa proposta por Bose Corporation Inc. Adaptado de (JONES, 2005).

A partir da publicação de (JONES, 2005), a tecnologia de suspensão ativa com atuadores eletromagnéticos lineares despertou o interesse de outros pesquisadores (MARTINS et al., 2006; PAULIDES et al., 2006; WANG et al., 2008; LIN et al.,

2013). Aspectos específicos relativos a atuadores eletromagnéticos lineares são discutidos na Seção 2.2 deste trabalho, que englobam o estado da arte no que diz respeito a atuadores lineares aplicados à suspensão ativa e semiativa.

Adicionalmente, é importante ressaltar que suspensões ativa e semiativa são um problema dinâmico de muito interesse na área de controle. Trata-se de um problema que pode apresentar múltiplos objetivos com requisitos a serem atendidos em tempo real. Na aplicação veicular, por exemplo, os requisitos podem ser conforto para o passageiro, condições adequadas de dirigibilidade, curso da suspensão, consumo do atuador, etc. (CAO; LIU; BROWN, 2008). É um desafio atender simultaneamente a esses requisitos, uma vez que atender um significa muitas vezes deteriorar outro.

O problema da suspensão ativa e semiativa motivou pesquisadores a desenvolver e aplicar diversas técnicas de controle a fim de melhorar o desempenho da suspensão no que diz respeito ao atendimento dos requisitos mencionados. Segundo (EZETA; MANDOW; CEREZO, 2013), as metodologias de controle podem ser divididas em convencionais e inteligentes.

As técnicas convencionais baseiam-se no modelo matemático do sistema, sendo que as mais representativas são: controle PID (EKORU; DAHUNSI; PEDRO, 2011), controle *skyhook* e *groundhook* (AHMADIAN; PARE, 2000), controle ótimo (HROVAT, 1997), controle robusto (YAMASHITA et al., 1994), controle por modos deslizantes (YAGIZ et al., 1997) e controle adaptativo (ALLEYNE; HEDRICK, 1995).

As técnicas de controle inteligente geralmente são empregadas em problemas complexos que consideram não linearidades, histereses, zonas mortas e saturações, muitas vezes presentes em um sistema físico. As principais técnicas de controle inteligente são: controle *fuzzy* (D'AMATO; VIASSOLO, 2000), controle neural (XU;

FEI, 2010) e controle baseado em algoritmos evolutivos e bio-inspirados (BAUMAL; MCPHEE; CALAMAI, 1998).

Ainda há propostas técnicas combinadas para atingir um melhor desempenho. Como exemplo, pode-se citar: controle *fuzzy*-PID (JIANWEI et al., 2010), controle híbrido entre *skyhook-groundhook* (FÉLIX-HERRÁN et al., 2008), controle ótimo com redes neurais (JAMES C. SMIT; CHEOK; HUANG, 1992), controle robusto e algoritmos genéticos (JASTRZEBSKI; HYNYNEN; SMIRNOV, 2010), controle por modos deslizantes e *skyhook* (CHEN, 2009), dentre outras combinações.

As técnicas inteligentes, de forma geral, requerem um processamento muito maior do que as técnicas clássicas, o que implica na necessidade de uso de unidade de processamento sofisticada. Em termos de simulação, os resultados obtidos utilizando técnicas de controle inteligente e técnicas combinadas são satisfatórios, no entanto, os resultados podem ficar comprometidos devido a restrições de *hardware*.

Neste trabalho, o principal enfoque é o estudo e o desenvolvimento de uma metodologia de projeto de atuadores eletromagnéticos lineares aplicados a suspensão semiativa e ativa. Portanto, não foram empregadas sofisticadas técnicas de controle durante o desenvolvimento deste trabalho. Entretanto, para determinar os requisitos do atuador em um dado sistema de suspensão, foi considerada uma técnica de controle convencional e clássica que tem o objetivo de estabilizar a massa sísmica m em um sistema de um grau de liberdade, conforme mostrado na Figura 1. A determinação dos requisitos do atuador, dependendo do modo de operação, ou seja, passivo, semiativo ou ativo, foi realizada na Seção 3.3 deste trabalho.

2.2 ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES PARA SUSPENSÃO SEMIATIVA E ATIVA

Para fins de suspensão semiativa, o uso de atuadores eletromagnéticos lineares foi sugerido por (KARNOFF, 1989). Para aplicação em suspensão ativa, inicialmente sugeriu-se um sistema de suspensão híbrido que mantém a mola, e o amortecedor passivo, mas que insere um atuador eletromagnético linear com capacidade de injetar uma quantidade de força relativamente pequena no sistema (MARTINS et al., 1999). No entanto, o desenvolvimento de atuadores eletromagnéticos lineares para aplicação em sistemas de suspensão não avançou significativamente durante alguns anos depois de inicialmente proposto principalmente devido a suas restrições relativas à baixa densidade de força e reduzida força específica.

É importante destacar que é desejável que os atuadores apresentem elevada densidade de força, pois assim os mesmos podem ser concebidos com volumes menores, o que é desejável, principalmente quando há restrição de espaço físico para a instalação dos mesmos e para produzir os dispositivos com menor volume de material, o que tende a reduzir o custo. Com a ampla disponibilidade de ímãs permanentes de terras raras, com alto produto energético, como é o caso dos ímãs sinterizados de NdFeB, passou a existir a possibilidade de construção de atuadores com maiores densidades de força e potência. Isso incentivou estudos de otimização e de topologias dedicadas de atuadores para sistemas de suspensão (MARTINS et al., 1999).

Dentre a classe de atuadores eletromagnéticos lineares, aqueles com formato tubular ou cilíndrico apresentam vantagens interessantes sobre outras topologias, como, por exemplo: apresentam formato compacto, praticamente todo o comprimento da bobina é aproveitado para produzir trabalho, uma vez que não existem cabeças de

bobina, apresentam rendimento mais elevado e maior densidade de força (GYSEN et al., 2009).

Duas topologias de atuadores tubulares para suspensão ativa com atuadores eletromagnéticos lineares para aplicação veicular foram estudadas por (MARTINS et al., 2006). Ambas as topologias apresentadas são constituídas de ímãs permanentes de NdFeB na parte interna do atuador, conforme pode ser visualizado na Figura 3. Na primeira topologia, Figura 3(a), os ímãs têm formato de anel e magnetização radial, sendo estes fixados a um tubo de aço ferromagnético. Na segunda topologia, Figura 3(b), os ímãs têm formato cilíndrico e magnetização axial, sendo estes empilhados com cilindros de aço entre eles. Nesse trabalho, os autores afirmam que a topologia com ímãs permanentes magnetizados axialmente é vantajosa, pois maiores níveis de força são atingidos com essa configuração, embora métodos básicos tenham sido aplicados para análise e as duas topologias não tenham sido otimizadas para fins de comparação.

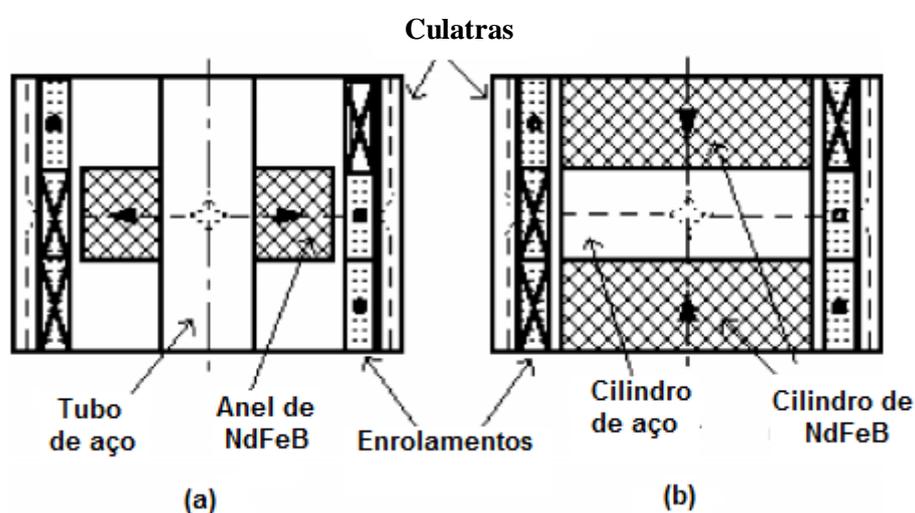


Figura 3 - Topologias de atuadores tubulares com ímãs permanentes com (a) magnetização radial e (b) magnetização axial. Adaptado de (MARTINS et al., 2006).

O protótipo apresentado no trabalho de (MARTINS et al., 2006) apresenta culatra sem ranhuras feita de aço-silício laminado axialmente. A laminação adotada reduz significativamente as perdas por correntes induzidas, que, por sua vez, são indesejáveis, pois diminuem o rendimento do atuador e resultam em um aumento na temperatura do mesmo, o que acaba limitando a máxima corrente elétrica aplicável. Além disso, as correntes induzidas inserem um amortecimento no sistema, e este pode prejudicar o desempenho dinâmico do mesmo.

Entretanto, deve-se notar que nas culatras ferromagnéticas o fluxo se estabelece no sentido radial e axial, mas o maior caminho de fluxo é no sentido axial, ou seja, no sentido ortogonal à laminação praticada nos atuadores do trabalho de (MARTINS et al., 2006). No entanto, a laminação axial em atuadores com formato cilíndrico ou tubular é de difícil implementação prática, ainda mais quando os atuadores apresentam armadura com ranhuras.

Devido à ausência de ranhuras nas topologias mostradas na Figura 3, não existe ondulação de força criada a partir de força de relutância, geralmente presente em atuadores com ranhuras, pois assim a força produzida pelo atuador não insere perturbações indesejadas no sistema de suspensão. É importante ressaltar, no entanto, que a ondulação de força em atuadores eletromagnéticos pode também ser produzida devido a aspectos de acionamento, de distribuição de densidade de fluxo no entreferro e da disposição e do número de fases da armadura. As topologias de atuadores mostradas na Figura 3 apresentam armadura com duas fases, o que não é justificado no trabalho de (MARTINS et al., 2006), possivelmente porque a ondulação de força não foi avaliada.

Atuadores tubulares sem ranhuras também foram propostos para aplicação em suspensão ativa veicular no trabalho de (GYSEN et al., 2009). A Figura 4(b) e (c) ilustra as duas topologias de atuadores estudadas e uma suspensão passiva contendo um

amortecedor hidráulico ou pneumático na Figura 4(a) para fins de comparação entre as dimensões dos mesmos. Ambas as topologias de atuadores eletromagnéticos apresentam armadura com enrolamentos trifásicos. No entanto, os atuadores se diferenciam no que diz respeito à posição dos enrolamentos e dos ímãs permanentes. O atuador da Figura 4(b) apresenta armadura na parte externa e ímãs permanentes na parte interna, enquanto que no atuador da Figura 4(c) a armadura encontra-se na parte interna e os ímãs permanentes são externos. Os autores discutem que a preferência por atuadores sem ranhuras se dá devido ao fato de que estes são de fácil modelagem e fabricação, apresentam baixa ondulação de força e baixo custo quando comparados a atuadores com ranhuras.

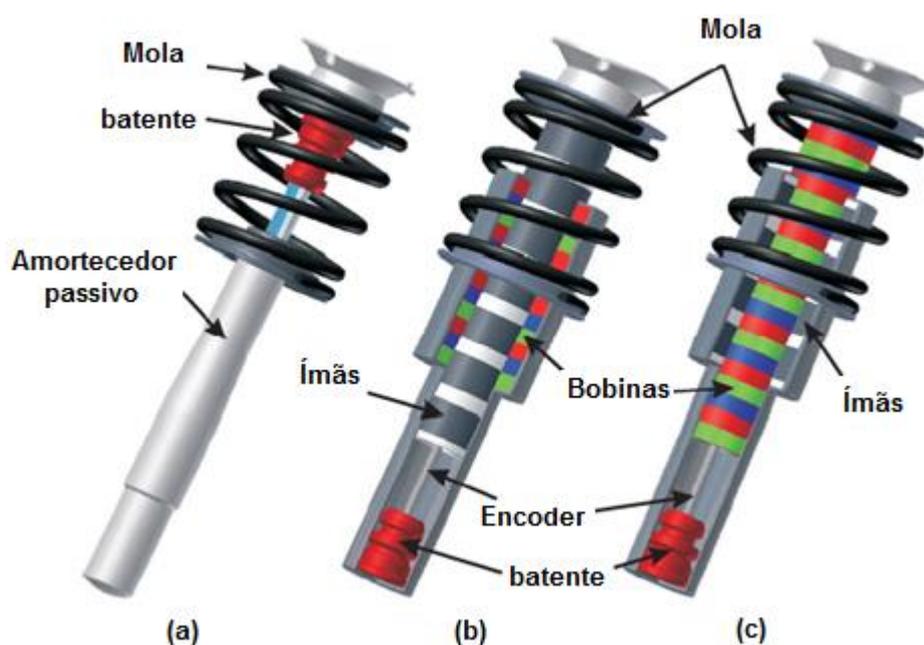


Figura 4 - (a) Suspensão passiva com amortecedor hidráulico ou pneumático, (b) suspensão ativa com atuador eletromagnético com ímãs permanentes internos e (c) suspensão ativa com atuador eletromagnético com ímãs permanentes externos. Adaptado de (GYSEN et al., 2009).

Um estudo comparativo entre topologias da Figura 4(b) e da Figura 4(c), considerando três magnetizações distintas, axial, radial e quase-Halbach, mostrou que a

topologia com maior densidade de força é obtida com ímãs permanentes externos utilizando magnetização quase-Halbach (GYSEN et al., 2009).

Arranjos de Halbach são assim conhecidos, pois foram inicialmente propostos pelo físico Klaus Halbach em 1980. Nesses tipos de arranjos, os ímãs permanentes são magnetizados e dispostos de tal forma que é criado um campo magnético intensificado em uma das faces do arranjo e nulo na outra face (HALBACH, 1980). Com relação a ímãs com formato tubular, por exemplo, é possível magnetizá-los e dispô-los de tal forma que o campo magnético no interior do tubo seja aproximadamente nulo e, portanto, intensificado na parte externa, como mostra a Figura 5(a), ou vice-versa.

Quando os arranjos de Halbach são aplicados em atuadores tubulares, como é o caso ilustrado na Figura 5(a), apresentam uma série de vantagens, tais como: distribuição de fluxo no entreferro com baixa distorção harmônica, fator importante para reduzir ondulação de força; aumento significativo da densidade de fluxo no entreferro quando comparado a magnetizações radiais ou axiais somente; e possibilidade de substituição do núcleo ferromagnético por outro material não magnético com massa menor, característica que é desejada em suspensões ativas e semiativas, pois reduz a massa móvel.

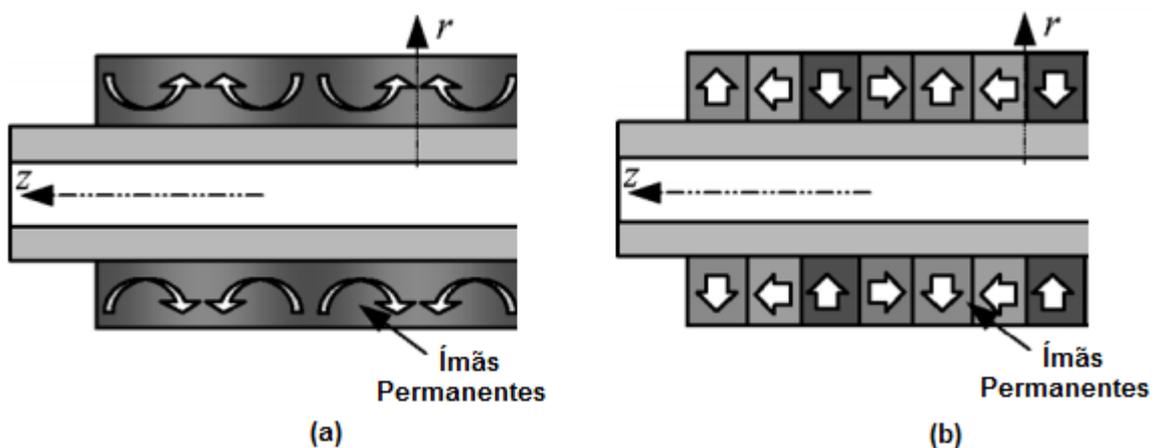


Figura 5 - Atuador tubular de ímãs permanentes com arranjos: (a) Halbach e (b) quase-Halbach. Adaptado de (WANG; HOWE, 2005b).

Entretanto, na prática é difícil magnetizar ímãs permanentes com arranjos de Halbach. Logo, é preferível fabricar os chamados arranjos de quase-Halbach como mostrados na Figura 5(b). Os arranjos quase-Halbach apresentam característica semelhante aos arranjos de Halbach, sendo, no entanto, de fácil fabricação, pois são construídos com ímãs permanentes magnetizados radialmente e axialmente e justapostos conforme mostrado na Figura 5(b) (WANG; HOWE, 2005b).

Os atuadores sem ranhuras apresentam vantagens quando comparados aos atuadores com ranhuras, tais como: baixa ondulação de força, menor custo e menor complexidade de fabricação (GYSEN et al., 2009). Entretanto, com o uso de armadura com ranhuras, consegue-se reduzir o entreferro e assim atingir maiores níveis de carregamento magnético, quando comparado com atuadores sem ranhuras, e isso resulta em atuadores com maior densidade de força e potência quando comparados àqueles sem ranhuras (BIANCHI et al., 2003). A possibilidade de atingir maiores níveis de densidade de força motivou o estudo de atuadores tubulares com ranhuras para aplicação em suspensão ativa e semiativa.

Uma comparação entre dois atuadores tubulares com ranhuras, sendo um deles de ímãs permanentes com arranjo de quase-Halbach interno, mostrado na Figura 6, e outro de fluxo chaveado com ímãs permanentes na armadura para intensificar o fluxo, mostrado na Figura 7, é realizada no trabalho de (WANG et al., 2008). Os autores desse trabalho argumentam que o problema da força de relutância pode ser reduzido significativamente sem fazer inclinação das ranhuras ou dos ímãs. Para isso, emprega-se uma técnica descrita por (WANG; HOWE, 2005c), que utiliza enrolamentos modulares na armadura, onde cada fase é composta de um número de bobinas concentradas dispostas adjacentes umas às outras, de tal forma que uma elevada componente

fundamental relativa de fluxo magnético produzida pelos enrolamentos é atingida para um baixo número de ranhuras da armadura por fase. Segundo os autores, essa técnica facilita a construção dos atuadores ranhurados e facilita o emprego da laminação no sentido radial, e, mais importante, resulta em um número fracionário de ranhuras por polo, o que reduz significativamente a força de relutância devido às ranhuras.

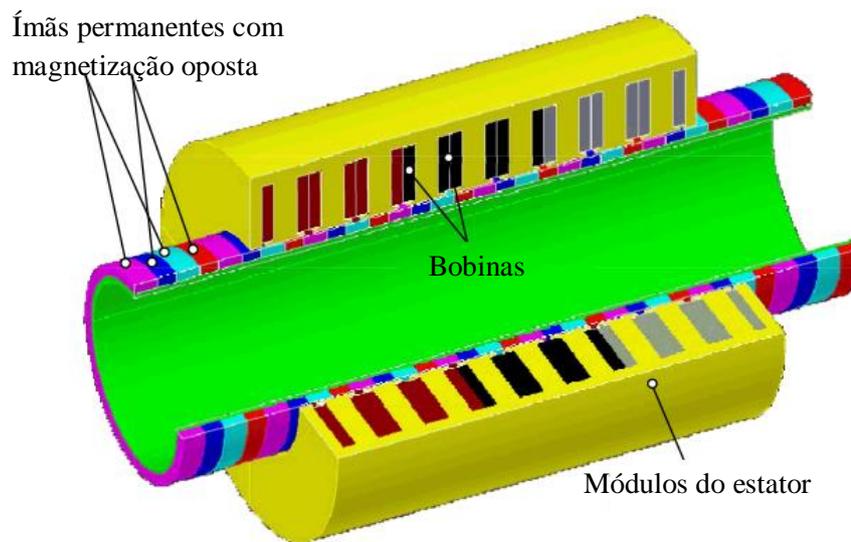


Figura 6 - Atuador eletromagnético com ímãs permanentes internos com magnetização quase-Halbach, estator ferromagnético ranhurado e bobinas trifásicas. Adaptado de (WANG et al., 2008).

O estudo comparativo entre as topologias otimizadas da Figura 6 e da Figura 7 mostrou que o atuador de ímãs permanentes apresenta as seguintes vantagens: maior densidade de força, menor ondulação total de força, menor massa móvel e menor custo. Por outro lado, o atuador de fluxo chaveado apresenta vantagens relacionadas à estrutura interna, que é a parte móvel do mesmo, uma vez que essa estrutura é mais robusta e é fácil de ser produzida. A conclusão a partir do estudo comparativo é que o atuador com arranjo de quase-Halbach é uma topologia mais promissora para aplicação em suspensão ativa, uma vez que apresenta um maior número de características de desempenho desejáveis para a aplicação (WANG et al., 2008).

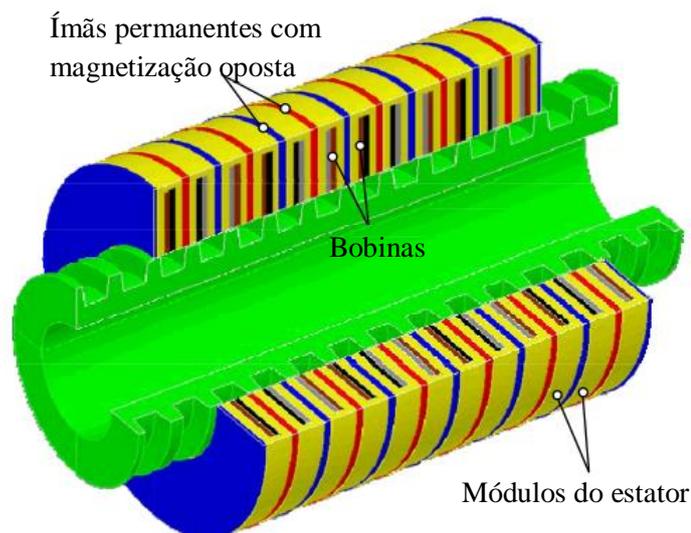


Figura 7 - Atuador eletromagnético de fluxo chaveado com armadura ranhurada e enrolamentos trifásicos. Adaptado de (WANG et al., 2008).

Trabalhos subsequentes produzidos pelo mesmo grupo de pesquisa investigaram com maior detalhamento a topologia da Figura 6 (WANG et al., 2009), inclusive apresentando testes experimentais e caracterização de um protótipo do atuador (WANG; WANG, 2011; WANG; WANG; ATALLAH, 2011). Adicionalmente, uma topologia similar àquela da Figura 6, mas com inversão na posição da armadura e dos ímãs permanentes, isto é, com ímãs permanentes externos e armadura com enrolamentos trifásicos internos é apresentada em (GYSEN et al., 2010b).

Uma topologia de atuador tubular com magnetização axial interna, semelhante àquela mostrada na Figura 3(b), mas que apresenta armadura com ranhuras, foi apresentada no trabalho de (EBRAHIMI; KHAMESEE; GOLNARAGHI, 2008). Neste trabalho, os autores propõem o emprego do dispositivo no sistema de suspensão com a função de atuação e com a função de sensor de posição, embora não sejam apresentados detalhes da função de sensor de posição. Esta topologia apresenta vantagens e desvantagens muito semelhantes àsquelas encontradas nas topologias propostas, por exemplo, por (WANG; WANG; ATALLAH, 2011; GYSEN et al., 2010b).

O atuador da Figura 6, estudado pelos trabalhos previamente mencionados, em geral apresenta armadura com enrolamentos trifásicos. A fim de aumentar a robustez do atuador, (ZHOU et al., 2014) propuseram empregar a topologia da Figura 6 com enrolamento pentafásico com o intuito de reduzir a tolerância do dispositivo a falhas. No trabalho é mostrado que, se uma falha ocorrer em uma das fases, é possível compensar a força produzida pelo atuador sem aumentar significativamente a ondulação de força, com as quatro fases restantes. A técnica de utilizar dispositivos pentafásicos é também empregada em máquinas rotativas (PEREIRA et al., 2006), com o objetivo de aumentar a tolerância a falhas, dentre outras justificativas.

Alternativamente, um atuador de relutância chaveada com formato externo retangular composto de quatro módulos também foi estudado para aplicação em suspensão ativa (ZHANG et al., 2012; LIN et al., 2015). Esta estrutura topológica tem princípio de funcionamento semelhante ao atuador mostrado na Figura 7, embora no atuador de relutância chaveada proposto não haja ímãs permanentes. As principais restrições do uso desta topologia de atuadores quando comparadas às topologias cilíndricas de ímãs permanentes são a reduzida densidade de força, o baixo rendimento e a elevada ondulação de força.

Um atuador tubular com ímãs permanentes de NdFeB com magnetização radial montados em antiparalelo com armadura monofásica sem ranhuras e de fácil concepção foi estudado em (ECKERT, 2012). Uma vista em corte do atuador é mostrada na Figura 8, onde são indicados os elementos da estrutura magnética do mesmo. As características desse atuador proporcionam a possibilidade de elaborar um acionamento simplificado, uma vez que o dispositivo é monofásico e apresenta baixa ondulação de força dentro do curso, que por sua vez é delimitado pela diferença entre o comprimento axial dos ímãs permanentes e o comprimento axial das bobinas.

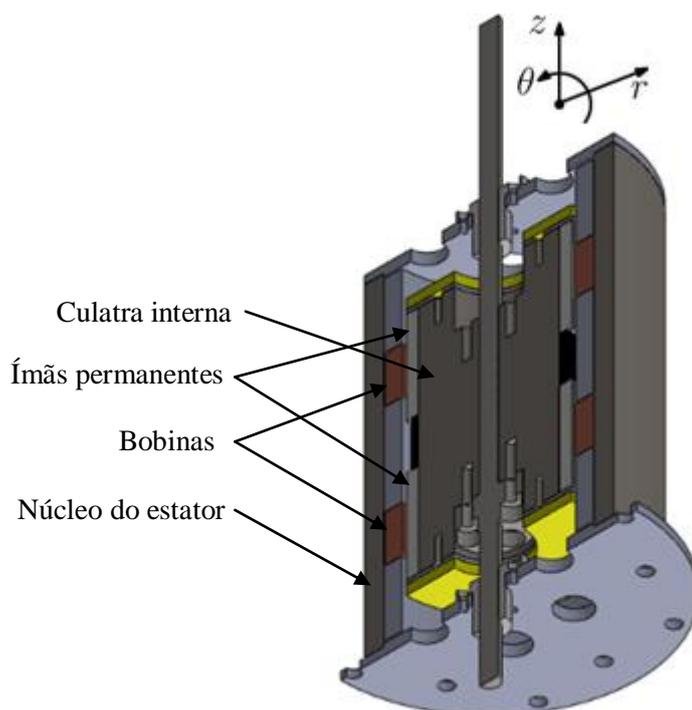


Figura 8 - Vista em corte do atuador montado. Adaptado de (ECKERT, 2012).

É importante salientar que, durante o desenvolvimento do atuador da Figura 8, identificou-se que os ímãs permanentes sinterizados de NdFeB em formato de anel com magnetização radial, conforme mostrado na Figura 9(a), são de difícil fabricação, o que também é discutido brevemente na literatura (CLARK; HOWE; JEWELL, 2000). Uma forma de contornar este problema, é segmentar o anel em arcos de ângulos iguais e magnetizar cada segmento paralelamente como se fosse um ímã permanente plano. Essa forma de magnetização é chamada de magnetização paralela.

O ímã em formato de anel deve apresentar no mínimo dois segmentos, embora esta condição reduza significativamente a componente radial da densidade de fluxo no entreferro. A dependência do desempenho do atuador como função do número de segmentos magnetizados paralelamente é apresentada em (ECKERT; GOLTZ; FLORES FILHO, 2014). A medida que o número de segmentos é aumentado,

aproxima-se da condição ideal, ou seja, aquela mostrada na Figura 9(a). Dois exemplos de segmentação e magnetização paralela são mostrados nas Figura 9(b) e (c), onde o anel foi dividido em quatro e oito segmentos, respectivamente.

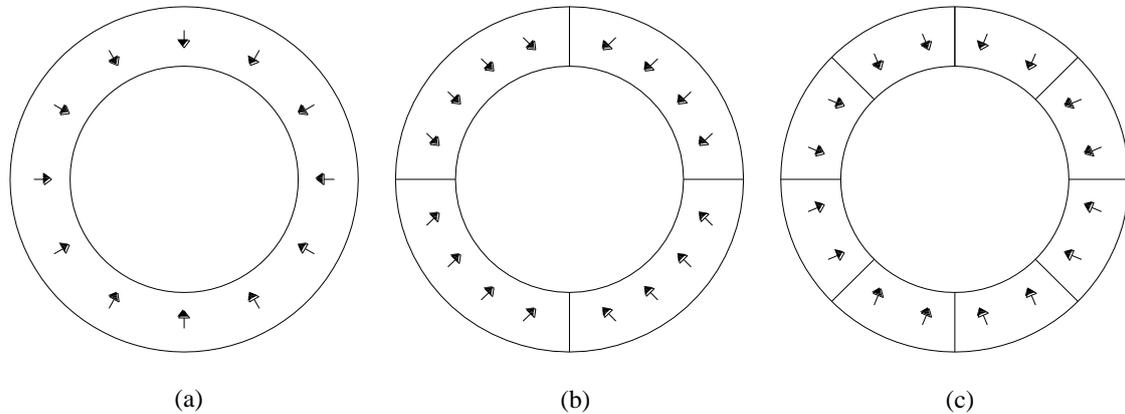


Figura 9 - Ímãs permanentes em formato de anel com magnetização (a) radial, (b) paralela com quatro segmentos e (c) paralela com oito segmentos.

O método de segmentação de ímãs permanentes e magnetização paralela foi implementado experimentalmente na construção do atuador da Figura 8 com oito segmentos em cada anel. Uma fotografia de um destes segmentos magnetizado paralelamente é mostrado na Figura 10(a), e a parte da estrutura móvel do atuador, contendo os ímãs permanentes, é mostrada na Figura 10(b). Verificou-se experimentalmente que a redução da força produzida pelo atuador, quando comparada com um atuador equipado com ímãs de magnetização radial ideal, é de aproximadamente 3,9 % somente (ECKERT; GOLTZ; FLORES FILHO, 2014).

Embora o atuador apresentado na Figura 8 apresente algumas vantagens mencionadas previamente, este também apresenta desvantagens que dificultam o seu emprego em sistemas de suspensão semiativa e ativa, tais como: baixa densidade de força, reduzido curso e massa móvel elevada.

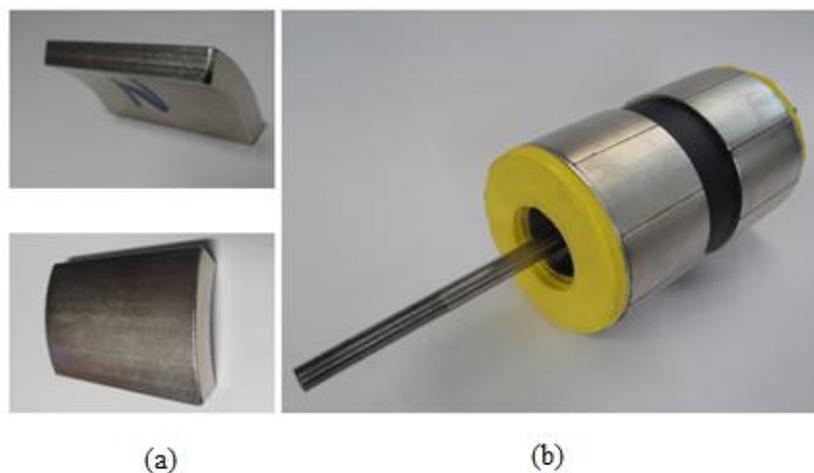


Figura 10 - Fotografia (a) de um segmento em arco de 45° de ímã permanente de NdFeB sinterizado com magnetização paralela e (b) da estrutura móvel do atuador montada com dois anéis com oito segmentos cada.

O efeito da massa móvel do atuador eletromagnético, quando inserido em sistemas de suspensão semiativa e ativa, foi discutido em (GYSEN et al., 2010b). Neste trabalho verificou-se que o aumento da massa móvel de um atuador empregado em um sistema de suspensão ativa veicular deve apresentar a menor massa móvel possível em relação à massa sísmica, pois assim o desempenho dinâmico do sistema é melhorado.

Uma vez identificadas as topologias de atuadores eletromagnéticos lineares, já estudadas para aplicação em suspensão ativa e semiativa, pode-se identificar os aspectos desejáveis e indesejáveis presentes nos atuadores. Portanto, identificou-se que, embora as topologias de atuadores eletromagnéticos lineares para aplicação em suspensão ativa e semiativa encontradas na literatura apresentem aspectos interessantes, ainda existem algumas características que podem ser melhoradas, como é o caso da redução de perdas por correntes induzidas nos materiais ferromagnéticos e a redução da massa móvel.

Tendo em vista que os atuadores propostos para aplicação em sistemas de suspensão na literatura apresentam configurações nas quais estão presentes perdas por

correntes induzidas nos materiais ferromagnéticos, e que as massas móveis dos mesmos geralmente apresentam valores elevados, identificou-se uma topologia de atuador eletromagnético com potencial para aplicação em suspensão ativa e semiativa alternativa que apresenta reduzida massa móvel, praticamente não apresenta perdas por correntes induzidas, apresentando também elevada densidade de potência e reduzida ondulação de força. Trata-se de um atuador de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach, ou seja, um arranjo externo à bobina móvel e um interno à bobina móvel, conforme mostrado na Figura 11(a). A magnetização dos ímãs permanentes dos arranjos interno e externo deve apresentar a orientação mostrada na Figura 11(b).

A existência dos dois arranjos de quase-Halbach permite que se obtenha um elevado nível relativo de densidade de fluxo magnético no entreferro devido à concentração de linhas de fluxo no mesmo e minimização do fluxo nas regiões externas ao entreferro, e, assim, elevados níveis de densidade de força podem ser atingidos. Adicionalmente, o atuador pode ou não apresentar culatras ferromagnéticas, as quais são montadas internamente ao arranjo interno de quase-Halbach e externamente ao arranjo externo de quase-Halbach, respectivamente, embora estas não sejam mostradas na Figura 11(a). O efeito da culatra no desempenho do atuador é apresentado em (ECKERT; WILTUSCHNIG; FLORES FILHO, 2015).

As perdas ferromagnéticas por correntes induzidas nessa configuração são praticamente reduzidas a zero, mesmo que existam culatras, uma vez que não haverá movimento relativo entre os ímãs permanentes e o material ferromagnético. Adicionalmente, a massa móvel é relativamente baixa quando comparada com outras topologias de atuadores previamente propostos, uma vez que é composta basicamente da massa das bobinas e de um carretel. Este último se faz necessário para posicionar as bobinas e para aumentar a rigidez da massa móvel.

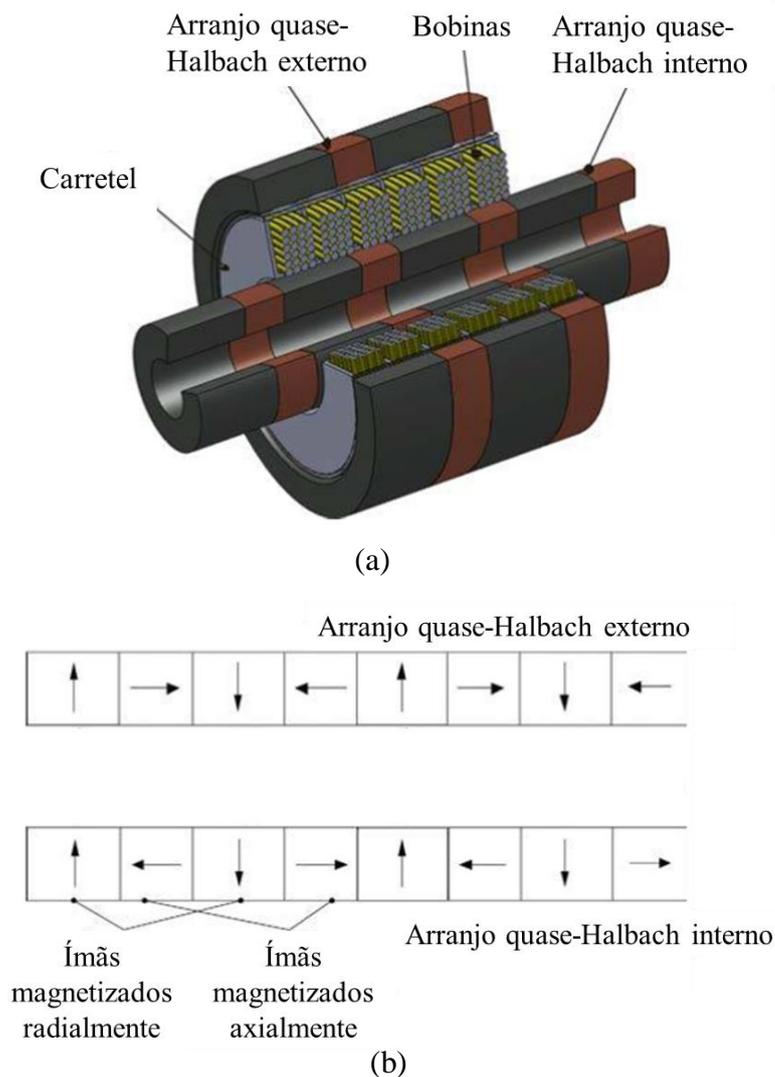


Figura 11 - (a) Ilustração de um atuador linear de bobina móvel e duplo arranjo de quase-Halbach e (b) indicação do sentido de magnetização dos ímãs permanentes dos arranjos interno e externo. Adaptado de (YAN et al., 2014a).

A topologia de atuador eletromagnético mostrado na Figura 11 foi apresentada inicialmente por (YAN et al., 2011). No entanto, não foram encontrados estudos relacionando esta topologia com aplicação em suspensão semiativa e ativa, tampouco foram encontradas metodologias de projeto para o mesmo. A discussão sobre a motivação e a justificativa da escolha deste atuador é ampliada na Seção 3.4 deste trabalho.

2.3 METODOLOGIAS DE PROJETO DE ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES

A primeira etapa no desenvolvimento da metodologia de projeto consiste na identificação dos requisitos do atuador eletromagnético em termos de força, curso e velocidade linear. Na literatura encontram-se diferentes métodos aplicados à identificação desses requisitos, como, por exemplo: métodos simplificados considerando o sistema estático (XUE et al., 2011b); métodos indiretos que determinam a força com base em dados estatísticos da aceleração e percentual da massa sísmica (WEEKS et al., 1999), e medições experimentais em campo de força e velocidade em um sistema passivo (GYSEN et al., 2009). Na Seção 3.3 deste trabalho é proposta uma metodologia baseada em modelos analíticos e simulação numérica de um sistema mecânico oscilatório que considera a técnica de controle *skyhook* aplicada aos sistemas de suspensão semiativo e ativo com a finalidade de determinar os requisitos do dispositivo.

Uma vez determinados os requisitos do atuador, deve-se definir a topologia de dispositivo adequada para a aplicação. Neste aspecto, pode-se realizar comparações qualitativas e quantitativas, abordadas, por exemplo, nos trabalhos de (WANG et al., 2008; BIANCHI et al., 2003). Na Seção 3.4 é apresentada uma discussão que justifica a escolha do atuador estudado neste trabalho para aplicação em sistemas de suspensão semiativa e ativa.

Os fundamentos de atuadores eletromagnéticos lineares, classificação, aspectos de operação e análise são encontrados em livros dedicados ao assunto (BOLDEA; NASAR, 1997; BOLDEA, 2013), onde são abordados inclusive aspectos de projeto de topologias convencionais de atuadores, como, por exemplo, atuadores de indução, síncronos, de relutância e de passo. Os aspectos de projeto discutidos nessas referências

são, em geral, baseados em equações de circuito equivalente simplificadas e desconsideram aspectos térmicos. Esses estudos, porém, podem ser empregados como ponto de partida para o desenvolvimento das topologias de atuadores mencionadas.

É importante destacar que a capacidade de transferência de calor de um atuador eletromagnético é o que define a densidade de corrente máxima aplicável e, por conseguinte, a máxima densidade de força e potência do dispositivo. Adicionalmente, a consideração das características de transferência de calor durante o projeto afetam significativamente o volume ativo e as características dimensionais do atuador projetado (ECKERT et al., 2016). Portanto, é indispensável considerar o efeito térmico de forma a obter um projeto adequado que reflita experimentalmente os resultados dos modelos e determinar os limites seguros de operação do dispositivo em regime permanente e transitório.

Uma metodologia de projeto que considera interdependência entre os modelos eletromagnético e térmico pode ser definida como metodologia de projeto térmico-eletromagnético acoplada. Como exemplo de interdependência entre grandezas térmicas e eletromagnéticas, pode-se citar: a resistência ôhmica dos enrolamentos depende da temperatura; a característica BH dos ímãs permanentes é dependente da temperatura; a rigidez dielétrica dos isolantes é dependente da temperatura e a temperatura é dependente da densidade de corrente nos condutores.

A transferência de calor é dependente de diversos aspectos, como, por exemplo: geometria externa do atuador; materiais empregados; posição da armadura; isolamento dos condutores; temperatura ambiente; posição de operação e ciclo de trabalho. A influência da temperatura é, portanto, muitas vezes inserida em projetos de atuadores específicos de forma simplificada, considerando somente o coeficiente de troca térmica por

convecção ou o coeficiente global de troca térmica, embora estes coeficientes não sejam de fácil determinação. Nessa abordagem, as perdas de natureza eletromagnética são igualadas às perdas térmicas, e estas últimas, por sua vez, são dadas pelo produto do coeficiente de troca térmica, global ou de convecção, pela área de superfície de troca térmica e pela diferença de temperatura. Como as perdas de natureza eletromagnética são dependentes da densidade de corrente elétrica, pode-se relacionar a variação de temperatura no dispositivo com a densidade de corrente. Este procedimento é utilizado por (WANG; HOWE, 2004; WANG et al., 2010) para projeto de um atuador síncrono tubular de ímãs permanentes com armadura ranhurada, e por (BIANCHI et al., 2003) para comparação entre diferentes topologias de atuadores eletromagnéticos tubulares de ímãs permanentes, sejam eles com ou sem ranhuras e com ímãs de magnetização axial ou radial.

A modelagem térmico-eletromagnética acoplada pode ser realizada também por meio de modelos numéricos que simulam simultaneamente ambos os domínios. Neste aspecto, existem no mercado *softwares* comerciais disponíveis (ANSYS INC., 2015). No entanto, este tipo de modelagem, de forma geral, requer um elevado esforço computacional e elevado tempo de processamento, o que acaba restringindo o seu uso como ferramenta de projeto.

Uma alternativa à análise simultânea é realizar a simulação de um modelo e inserir os resultados obtidos neste como dados de entrada no outro modelo, ou seja, a simulação é realizada de forma sequencial. Esta abordagem pode reduzir significativamente o tempo de processamento e assim permitir o emprego desta metodologia como ferramenta de projeto. Em (VESE; MARIGNETTI; RADULESCU, 2010) é realizada a modelagem eletromagnética em duas dimensões de um atuador tubular de ímãs permanentes de magnetização radial com ranhuras a fim de determinar

as perdas de natureza eletromagnética, sendo estes dados utilizados como entrada de um modelo térmico tridimensional a fim de determinar a distribuição de temperatura no dispositivo. A ideia descrita neste parágrafo, ou seja, a simulação sequencial baseada em modelos numéricos, é empregada para desenvolver uma metodologia de projeto de um atuador para aplicação em sistemas de suspensão no Capítulo 3 deste trabalho.

O projeto otimizado de dispositivos eletromagnéticos é uma área que tem despertado interesse de projetistas e pesquisadores na área. Neste sentido, a aplicação de métodos matemáticos de otimização é facilmente adaptável quando se dispõe de modelos analíticos que descrevem o comportamento do dispositivo. O trabalho de (ENCICA et al., 2008) apresenta uma metodologia de projeto baseada em modelos de circuito magnético equivalente e de circuito térmico equivalente, seguido de otimização aplicado a um atuador tubular de ímãs permanentes magnetizados radialmente com armadura ranhurada, equivalente à topologia estudada por (VESE; MARIGNETTI; RADULESCU, 2010). Nesta abordagem, os modelos simplificados podem ser acoplados e a otimização do dispositivo pode ser realizada considerando os dois modelos simultaneamente.

Outra publicação relevante, que apresenta uma metodologia de projeto aplicada ao desenvolvimento de um atuador tubular de ímãs permanentes com magnetização axial e armadura ranhurada, incluindo otimização, é a de (SIMPSON; WROBEL; MELLOR, 2014). Neste trabalho emprega-se modelos mistos, ou seja, o modelo eletromagnético é numérico bidimensional em elementos finitos e o modelo térmico é analítico na forma de circuito térmico equivalente. A simulação dos modelos não é realizada de forma simultânea e nem sequencial, mas sim de forma paralela, com o objetivo de reduzir o tempo de processamento. Se os objetivos de projeto não são atingidos, mudanças nas variáveis de projeto devem ser aplicadas, e simulações usando ambos os modelos

devem ser novamente executadas. Embora o tempo de processamento de cada um dos modelos seja relativamente baixo quando comparado a modelos numéricos tridimensionais, por exemplo, o processo de otimização pode requerer diversas sequências de processamento computacional, o que tende a aumentar significativamente o tempo de computação.

Uma alternativa à otimização é que permite avaliar a influência de dimensões geométricas e características eletromagnéticas de materiais sobre o desempenho de atuadores eletromagnéticos é realizar uma análise paramétrica, que consiste basicamente em variar um ou mais parâmetros e observar como estes afetam as variáveis de projeto e desempenho do dispositivo. A parametrização pode ser implementada tanto a partir de modelos analíticos como a partir de modelos numéricos, em *softwares* de elementos finitos, por exemplo. A técnica de parametrização é empregada no Capítulo 3 deste trabalho de forma integrada à metodologia de projeto proposta.

Alguns parâmetros de projeto avaliados através uma análise paramétrica da topologia do atuador apresentada na Figura 11, e estudada neste trabalho, foram discutidos em (YAN et al., 2014a). Esses autores concluíram, com base em um modelo analítico, que a topologia trifásica apresenta maior densidade de força e menor ondulação de força quando comparada com configurações bifásicas ou monofásicas. Adicionalmente, algumas análises geométricas foram realizadas sem considerar efeitos térmicos.

Embora as metodologias de projeto para atuadores eletromagnéticos baseados em modelos acoplados não sejam muito difundidas na literatura, é importante destacar que o desenvolvimento de uma metodologia não pode ser realizado sem que existam modelos apropriados que descrevem o comportamento eletromagnético e térmico, e a

interdependência entre estes, do dispositivo a ser projetado. Modelos numéricos, em geral, representam satisfatoriamente o comportamento físico e dispensam simplificações que geralmente são aplicadas a modelos analíticos. No entanto, dependendo da geometria do dispositivo, modelos numéricos tridimensionais com complexidade de detalhes podem exigir um tempo de processamento elevado que inviabiliza a análise paramétrica a partir destes. Como alternativa, pode-se desenvolver modelos analíticos que representam bem o comportamento eletromagnético e térmico.

2.3.1 Modelos eletromagnéticos analíticos

Um recurso matemático geralmente empregado na formulação de modelos analíticos, especialmente quando se trata de atuadores com ímãs permanentes, é a Série de Fourier no espaço ou, ainda, Método das Harmônicas Espaciais para representação da magnetização que apresenta característica periódica e é essencial para mapeamento espacial da distribuição da densidade de fluxo magnético no dispositivo, seja ela em duas dimensões (GYSEN et al., 2010a), ou três dimensões (MEESSEN et al., 2012).

A modelagem da distribuição de campo nos atuadores, em geral, é realizada de forma indireta por meio do potencial vetor magnético, ou por meio do potencial escalar magnético. A solução das equações do potencial vetor ou do potencial escalar magnético requer a solução das equações de Poisson e de Laplace. A solução destas equações aplicadas a atuadores tubulares de ímãs permanentes é abordada em (GYSEN et al., 2008a; GYSEN et al., 2008b).

A modelagem da distribuição espacial da densidade de fluxo magnético de atuadores tubulares com magnetização radial, sem arranjo de Halbach, com ímãs montados nas superfícies interna ou externa, é apresentada em (ECKERT, 2012;

BIANCHI, 2000; WANG, JEWELL, HOWE, 1999). Embora as magnetizações sejam distintas nestes atuadores, quando comparadas com o atuador em estudo neste trabalho, a modelagem e a solução da Equação de Laplace na região do entreferro magnético são equivalentes.

A modelagem da distribuição da densidade de fluxo, da tensão induzida e da força axial em atuadores tubulares com arranjos de quase-Halbach internos ou externos com armadura ranhurada são tratados no trabalho de (WANG; HOWE, 2005a). A armadura ranhurada é considerada nesta modelagem aplicando o fator de Carter como correção do entreferro magnético. Adicionalmente, a modelagem da reação da armadura, das indutâncias, do efeito de desmagnetização, além de aspectos de otimização, são apresentados em (WANG; HOWE, 2005c).

Os modelos analíticos de máquinas lineares tubulares ou cilíndricas geralmente apresentam distribuição espacial da densidade de fluxo em duas dimensões, ou seja, na direção radial e na direção axial, uma vez que as topologias tubular ou cilíndrica apresentam simetria axial. No entanto, quando se deseja considerar o efeito de segmentação e magnetização paralela em atuador com ímãs permanentes montados superficialmente, há uma distribuição espacial tridimensional da densidade de fluxo. O trabalho de (MEESSEN; PAULIDES; LOMONOVA, 2011) apresenta uma modelagem tridimensional considerando o efeito da segmentação e magnetização paralela para um atuador com arranjo interno de quase-Halbach. Outro exemplo de formulação tridimensional considera o efeito de *skewing* em ímãs permanentes de atuadores tubulares (GYSEN et al., 2011b).

Uma modelagem da densidade de fluxo magnético produzida pelos ímãs permanentes de um atuador tubular de bobina móvel com duplo arranjo de Halbach,

com configuração semelhante a do atuador em estudo neste trabalho, é apresentada por (YAN et al., 2011; YAN et al., 2013a). Para o mesmo atuador também são apresentadas formulações para determinação de força e ondulação de força em (YAN et al., 2013b; YAN et al., 2014a). Adicionalmente, uma formulação da reação da armadura e da determinação de indutância para um atuador de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach com armadura monofásica é apresentada em (YAN et al., 2014b).

2.3.2 Modelagem térmica analítica

O estudo de transferência de calor em máquinas elétricas rotativas apresenta uma evolução significativa tanto em termos de modelagem numérica como analítica (BOGLIETTI et al., 2009). Em contrapartida, o estudo de transferência de calor em máquinas elétricas lineares é pouco difundido na literatura, o que pode ser explicado pelo fato de que a aplicação de máquinas lineares é mais restrita e pelo fato de que existem efeitos, como o de extremidade, presente em máquinas lineares, que tornam os modelos mais complexos; ainda assim, alguns trabalhos que abordam topologias cilíndricas e tubulares de atuadores eletromagnéticos lineares podem ser encontrados em artigos científicos.

Um modelo térmico de um atuador linear tubular de indução com característica modular que opera imerso em óleo foi apresentado por (ALVARENGA; CHABU; CARDOSO, 2003). O atuador estudado apresenta estator ranhurado externo e elemento móvel interno sem ranhuras. O óleo flui por uma região cilíndrica por dentro do elemento móvel e pela região anular entre o este e o estator. Os autores modelam o sistema térmico que representa o comportamento em regime permanente com a técnica de circuito elétrico equivalente e investigam a elevação da temperatura como função do número de módulos do atuador.

Um atuador tubular síncrono com estator ranhurado externo e elemento móvel com ímãs permanentes internos tem seu modelo térmico apresentado por (ENCICA et al., 2008). Neste trabalho, o enfoque principal é a aplicação de um método de otimização baseado em modelos analíticos térmico e eletromagnético. O modelo térmico, apresentado na forma de circuito equivalente, somente considera troca térmica no sentido radial com convecção natural na face cilíndrica externa e, sobretudo, não apresenta o equacionamento relativo ao modelo térmico.

O trabalho de (VESE; MARIGNETTI; RADULESCU, 2010) descreve uma análise multifísica térmico-eletromagnético acoplada baseada em modelos de elementos finitos de um atuador equivalente ao trabalho de (ENCICA et al., 2008). Embora, o modelo térmico adotado seja de elementos finitos, este requer, segundo os autores, dados de entrada como resistência térmica e coeficiente de troca térmica por convecção natural na face externa do atuador, que, por sua vez, foram determinados de forma analítica no trabalho a partir de equações elementares e de propriedades dos materiais.

Um atuador linear tubular síncrono que opera com elevadas correntes transitórias e que apresenta estator interno de ímãs permanentes e elemento móvel externo sem ranhuras tem seu comportamento térmico estudado por (HUANG XUZHEN et al., 2013) com um modelo de elementos finitos que também requer dados de entrada como, por exemplo, o coeficiente de convecção forçado em uma região anular e na superfície cilíndrica externa do dispositivo. Estes coeficientes são determinados por meio de correlações aplicáveis à geometria considerando que o fluido é o ar. Em outro trabalho (HUANG et al., 2014) descreveram o modelo térmico analítico com base no conceito de circuito elétrico equivalente da mesma topologia de atuador, incorporando o efeito do movimento relativo da parte móvel e estática do dispositivo. Esse movimento relativo

força um fluxo de ar dentro do dispositivo, e este fluxo, por sua vez, afeta as características de troca térmica do atuador.

No trabalho de (SIMPSON; WROBEL; MELLOR, 2014) é proposta uma metodologia de projeto de um atuador com topologia semelhante àquele estudado por (VESE; MARIGNETTI; RADULESCU, 2010) e por (ENCICA et al., 2008). No entanto, o modelo térmico analítico apresentado, também baseado na ideia de circuito elétrico equivalente, contém um número elevado de nós e conta com técnicas para obtenção das propriedades dos materiais e dos coeficientes de troca térmica relativos a cada elemento do modelo, tais como: simulação por elementos finitos, investigação experimental, e uso de correlações aplicáveis. Com esta abordagem, segundo os autores, foi possível prever inclusive pontos de temperatura elevada, conhecidos como “*hot-spots*”, em uma dada bobina. Nesse modelo é considerada a existência de transferência de calor por condução, convecção e radiação nos sentidos radial e axial com a possibilidade de obtenção dos resultados transitórios e em regime. Os resultados experimentais apresentaram boa concordância com os resultados do modelo analítico.

Um modelo numérico do comportamento térmico, mas que obtém os coeficientes de convecção de forma analítica, aplicado a um atuador linear cilíndrico de fluxo transversal com estator ranhurado externo e elemento móvel com ímãs permanentes, foi estudado por (YU et al., 2015). O modelo numérico apresentado é tridimensional e considera que há convecção forçada gerada pelo próprio movimento do dispositivo que opera enclausurado. Segundo os autores, o deslocamento do ar dentro do dispositivo faz com que o coeficiente de convecção seja alterado de acordo com a velocidade de operação do mesmo. No entanto, os autores não discutem a influência da temperatura do ar sobre os coeficientes de convecção e, conseqüentemente, sobre a distribuição térmica no atuador. Não são apresentados resultados que validem o método empregado.

3 METODOLOGIA DE PROJETO

Neste capítulo é apresentada a metodologia de projeto de atuadores eletromagnéticos lineares aplicados a sistemas de atenuação de vibração proposta por este trabalho.

O primeiro passo para desenvolver a metodologia é a racionalização do problema, considerando a aplicação específica e os objetivos. Para o problema tratado neste trabalho, ou seja, o desenvolvimento de uma metodologia de projeto de atuador eletromagnético para aplicação em sistemas de suspensão ativa e semiativa, isso representa identificar os requisitos técnicos de força axial e curso de um atuador associado a restrições dimensionais, que são os principais elementos de entrada para o projeto, e obter as relações geométricas do dispositivo a fim de maximizar a densidade de força e minimizar a ondulação de força, obedecendo restrições de projeto.

A metodologia de projeto proposta, sintetizada na forma de um fluxograma mostrado na Figura 12, é fundamentada principalmente na ideia de obter um valor absoluto para a densidade de força ao longo de um passo polar do dispositivo. Uma vez encontrado este valor, que pode ter a sua melhor geometria obtida com o auxílio de análise paramétrica, é possível determinar o volume ativo do dispositivo necessário para atender à especificação de força do mesmo e, conseqüentemente, as relações geométricas do atuador e as dimensões capazes de satisfazer às especificações do projeto são obtidas.

Segundo a abordagem proposta, os parâmetros dimensionais de um atuador são obtidos inicialmente para um modelo eletromagnético puro, aqui referido como "modelo desacoplado".

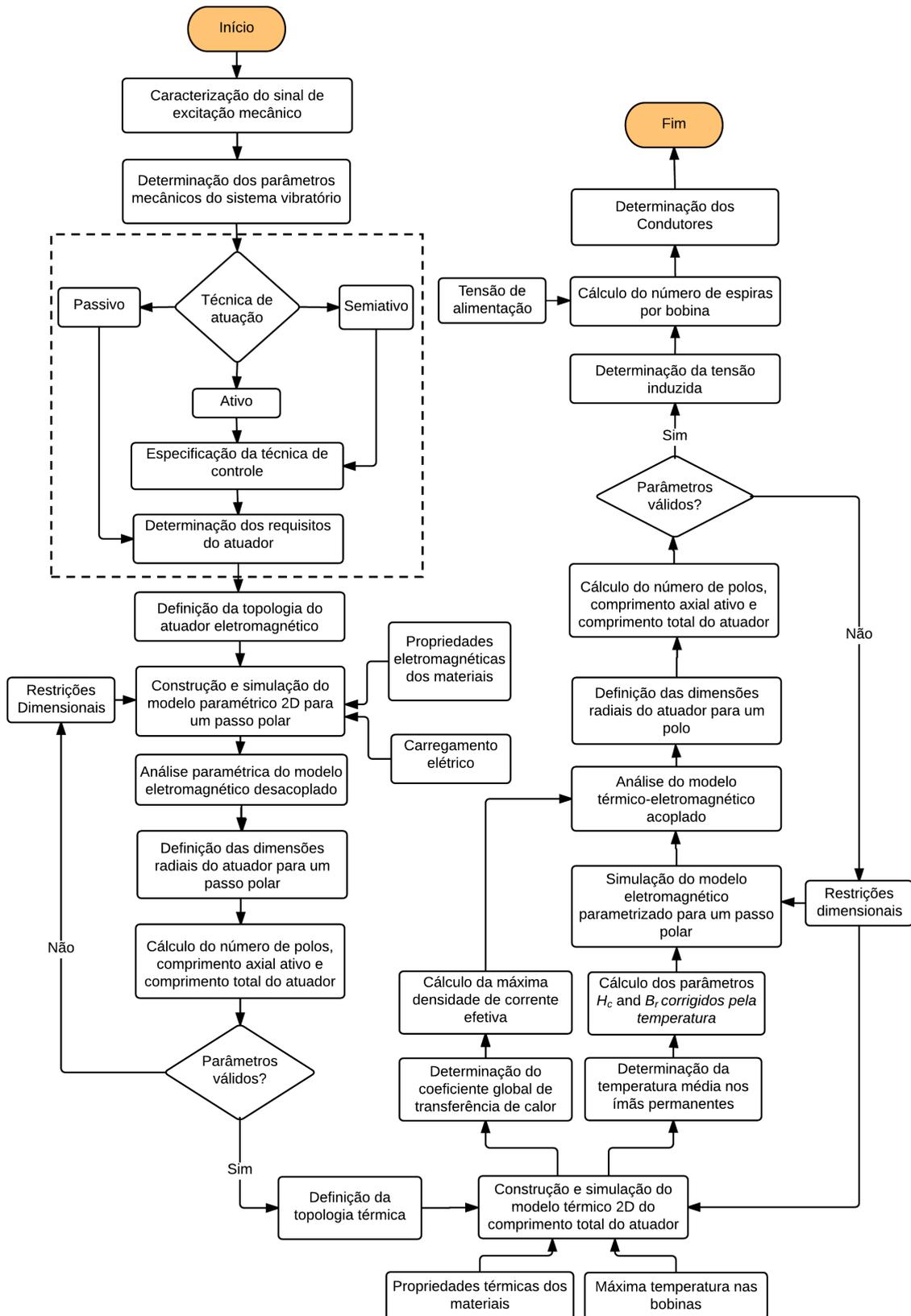


Figura 12 - Fluxograma para o projeto de um atuador eletromagnético linear para aplicação em atenuação de vibrações.

O modelo desacoplado fornece dimensões geométricas iniciais para permitir a simulação de um modelo do comportamento térmico, na qual uma restrição térmica na forma de temperatura máxima admissível para a armadura é aplicada. A análise dos resultados desta simulação serve de base para ajustar a densidade de corrente eficaz e as características de operação de ímãs permanentes para o assim chamado "modelo acoplado".

Neste trabalho, tanto o modelo eletromagnético como o térmico do dispositivo são constituídos por modelos numéricos independentes. Como os atuadores em estudo apresentam configurações cilíndricas ou tubulares, seus modelos são axissimétricos, podendo-se utilizar modelos bidimensionais para descrever tanto a distribuição de densidade de fluxo magnético como a distribuição de temperaturas no dispositivo. Esta característica permite obter resultados de forma rápida e precisa por meio desses modelos numéricos.

Uma abordagem semelhante poderia ser conduzida, no que diz respeito ao estudo do comportamento térmico-eletromagnético acoplado, com uma simulação acoplada multifísica, disponível em alguns pacotes computacionais comerciais. Entretanto, uma análise multifísica seria uma tarefa extensa e consumiria tempo significativamente maior para executar a simulação. Além disso, pacotes comerciais não fornecem uma rotina para projetar um atuador eletromagnético linear para uso em aplicações dedicadas como a de atenuação de vibrações.

É também importante destacar que a análise térmica aplicada a um único polo não fornece resultados precisos, pois permitirá a análise da transferência de calor somente no sentido radial. Desta forma, é necessário conhecer as dimensões completas do

dispositivo para realizar uma análise térmica com resultados mais próximos dos obtidos experimentalmente, o que é possível de acordo com a metodologia proposta.

A metodologia proposta pode ser utilizada com poucas alterações para conceber uma vasta gama de dispositivos lineares, tais como motores de passo, máquinas síncronas, máquinas de corrente contínua e máquinas de relutância. A fim de empregá-la para diferentes dispositivos, tanto o modelo eletromagnético paramétrico quanto o modelo térmico devem ser adaptados para cada caso particular. O requisito principal para aplicar diretamente a metodologia é que o atuador linear seja um dispositivo multipolar de armadura longa, embora possa ser adaptada para armadura curta se as etapas de cálculo do número de polos e comprimento axial forem ajustadas. A metodologia proposta não pode ser diretamente empregada, por exemplo, para projetar atuadores lineares monofásicos oscilatórios, e solenoides monofásicos, pois estes não são dispositivos multipolares.

Na sequência deste capítulo cada passo da metodologia apresentada no fluxograma da Figura 12 é discutido individualmente. A apresentação é feita considerando um problema vibratório específico e o projeto de atuador eletromagnético linear com uma topologia com características consideradas adequadas para a aplicação é desenvolvido como estudo de caso.

3.1 CARACTERIZAÇÃO DO SINAL DE EXCITAÇÃO MECÂNICO

É importante destacar aqui que o principal foco deste trabalho é a metodologia de projeto de atuadores eletromagnéticos lineares para atenuação de vibração, não havendo preocupação em vincular o estudo a uma aplicação específica, mas sim, aplicar a

metodologia a um estudo de caso que possibilite a validação por meio de resultados experimentais. Desta forma, não se invalida ou se restringe a metodologia proposta, no entanto, quando se tratar de um sistema mecânico distinto do que é apresentado nesta seção, deve-se adaptar as etapas abordadas nas seções 3.1 a 3.3 para cada caso específico. Em vista disso, optou-se em aplicar a metodologia a um sistema mecânico relativamente simples, com parâmetros conhecidos e com sinal de excitação conhecido e controlado.

Este trabalho se restringe a avaliar um sistema de vibração mecânica forçada e determinística com um grau de liberdade, conforme mostrado na Figura 13, com excitação harmônica de base. Este sistema é composto de uma base rígida, uma mola com constante elástica k , um amortecedor com constante de amortecimento viscoso c e uma massa móvel m . O sinal de excitação de base x_i é um sinal harmônico de amplitude e frequência controladas e o deslocamento da massa móvel, no caso passivo, é representado por x_p . O amortecedor neste estudo é substituído pelo atuador eletromagnético, conforme discutido na Seção 3.3.

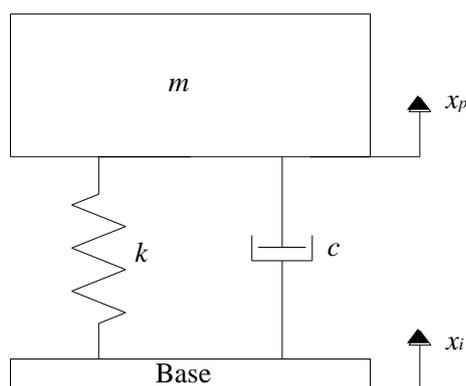


Figura 13 - Sistema massa-mola de um grau de liberdade com excitação de base.

A implementação física do sistema massa-mola de um grau de liberdade com excitação harmônica de base é realizada através de uma bancada de testes dedicada,

desenvolvida neste trabalho para viabilizar ensaios dinâmicos e detalhada na Seção 6.3 deste trabalho. Portanto, definiu-se uma faixa segura de operação da bancada de testes e compatibilizou-se a frequência e amplitude do sinal de excitação com os valores de massa e constante elástica da mola a fim de realizar os ensaios em uma faixa segura de operação. Para fins de especificação do atuador, definiu-se então que o sinal de excitação harmônico da base deve apresentar uma frequência de 2 Hz com amplitude de 25 mm. Estes valores serão empregados para projetar o atuador, no entanto, outras condições de excitação poderão ser testadas, desde que os limites aqui estabelecidos sejam respeitados.

3.2 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS MECÂNICOS DO SISTEMA

A determinação dos parâmetros do sistema consiste em identificar os elementos que compõem o modelo do sistema mecânico vibratório ao qual se pretende aplicar um método de atenuação de vibração com o uso de um atuador eletromagnético linear. Inicialmente, é preciso conhecer o modelo do sistema mecânico para posteriormente determinar o valor das massas oscilantes, das constantes elásticas e dos coeficientes de amortecimento, quando aplicáveis.

Para o estudo de caso aplicado neste trabalho, definiu-se um sistema massa-mola com um grau de liberdade com excitação de base que apresenta uma frequência natural f_n de 2 Hz, composto de uma massa m de 20 kg e a uma constante elástica de mola k de 3158 N/m. O fato da frequência natural do sistema ser igual à frequência de excitação faz com que seja possível realizar ensaios dinâmicos em uma condição crítica de operação, ou seja, a condição de ressonância.

É importante notar que dispor-se das características do sinal de excitação mecânico, do modelo mecânico e seus parâmetros é indispensável para determinar os requisitos do atuador, os quais dependem da forma de atuação e respectiva técnica de controle empregada. A determinação dos requisitos do atuador aplicado ao sistema previamente descrito é discutida na Seção 3.3.

3.3 DEFINIÇÃO DA TÉCNICA DE ATUAÇÃO

Esta seção compreende os itens do fluxograma da Figura 12 contidos dentro do retângulo pontilhado. Nesta etapa do desenvolvimento é necessário definir a técnica de atuação, seja ela passiva, semiativa ou ativa, que será aplicada para atenuar a vibração utilizando atuadores eletromagnéticos lineares. A diferença fundamental entre o comportamento das três técnicas é discutida no Capítulo 2, e os componentes do sistema para o caso particular de excitação harmônica de base, abordado neste trabalho, são mostrados na Figura 14 (a), (b) e (c) para os sistemas passivo, semiativo e ativo, respectivamente. Nesta seção é realizada uma modelagem matemática que permite determinar os requisitos do atuador a ser projetado para os três sistemas da Figura 14.

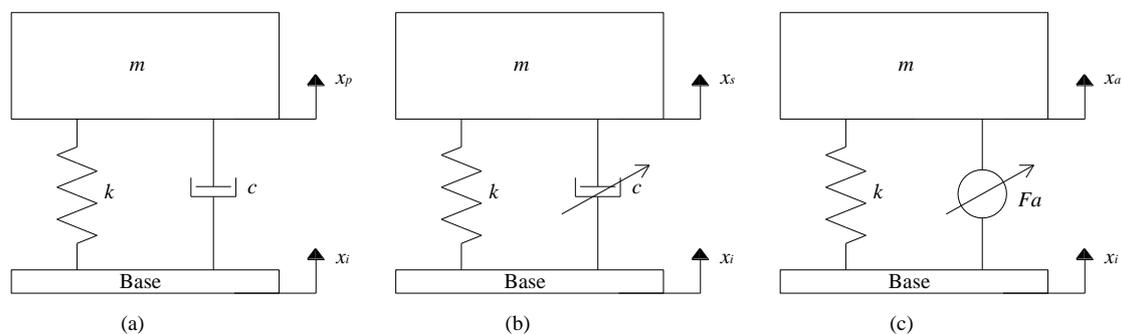


Figura 14 - Sistema vibratório com excitação de base (a) passivo, (b) semiativo e (c) ativo.

É importante ressaltar que, no caso das técnicas semiativa e ativa, é necessário ainda, antes de determinar os requisitos do atuador, definir o método de controle a ser aplicado a cada uma das duas técnicas de atuação. No presente trabalho será abordada uma única técnica que serve como estudo de caso, pois existe uma gama significativa de opções que podem ser implementadas, dado o amplo trabalho de pesquisa disponível na área de controle voltado a esta aplicação.

3.3.1 Técnica passiva

Embora atuadores eletromagnéticos lineares operando em modo passivo possam substituir um amortecedor hidráulico convencional, essa substituição geralmente resulta em um aumento significativo de volume e de custo, sem ganho significativo de desempenho. Ainda assim, esta condição pode representar a operação parcial do sistema semiativo e, em caso de falhas em elementos de controle dos sistemas semiativo e ativo, o dispositivo possa vir a operar somente na condição passiva, por questões de segurança.

A atuação passiva por meio do atuador eletromagnético linear é uma condição na qual o dispositivo opera como elemento conversor de energia mecânica para eletromagnética. Quando há movimento relativo entre a armadura e o campo magnético do atuador surge tensão induzida. Assim, se nesta condição os terminais dos enrolamentos da armadura são conectados a uma carga elétrica constante, uma corrente, diretamente proporcional à velocidade relativa entre os elementos móveis e estáticos, se estabelece. Esta corrente faz com que o atuador produza uma força de amortecimento diretamente proporcional à mesma, ou seja, se introduz uma força de amortecimento equivalente àquela produzida por um amortecedor passivo viscoso. Ao invés de apenas dissipar a energia, existe ainda a possibilidade de regenerar a energia cinética de

vibração com o atuador operando como elemento conversor gerador de energia, possibilitando assim o uso da energia elétrica convertida em outras aplicações.

O diagrama de corpo livre do sistema passivo é mostrado na Figura 15, onde \dot{x}_p é a velocidade da massa móvel e \ddot{x}_p é a aceleração da massa móvel.

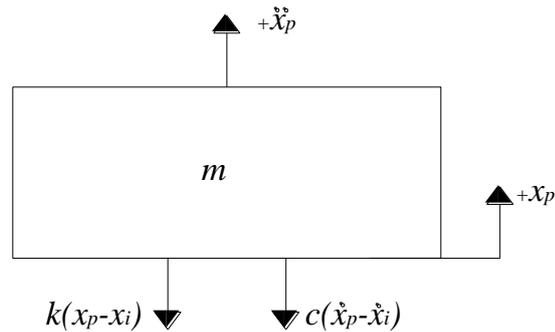


Figura 15 - Diagrama de corpo livre de um sistema passivo com excitação de base.

Com base no diagrama de corpo livre do sistema, a partir da Segunda Lei de Newton, pode-se obter a equação de equilíbrio dinâmico do sistema que é dada por

$$m\ddot{x}_p + c(\dot{x}_p - \dot{x}_i) + k(x_p - x_i) = 0. \quad (1)$$

Se a excitação de base x_i for harmônica, ou seja, $x_i(t) = X_i \sin(\omega t)$, onde X_i é a amplitude e ω é a frequência angular do sinal de excitação mecânico, a equação (1) pode ser reescrita como

$$m\ddot{x}_p + c\dot{x}_p + kx_p = kX_i \sin(\omega t) + c\omega X_i \cos(\omega t), \quad (2)$$

ou ainda como

$$m\ddot{x}_p + c\dot{x}_p + kx_p = X_i \sqrt{k^2 + (c\omega)^2} \sin(\omega t - (\tan^{-1}(-c\omega/k))). \quad (3)$$

A solução de (3) pode ser obtida pela soma da solução da equação particular $x_{pa}(t)$ com a equação homogênea $x_h(t)$, ambas discutidas a seguir.

A solução da equação homogênea pode ser obtida de forma explícita, dependendo, no entanto, do fator de amortecimento do sistema ζ , o qual é dado pela razão entre a constante de amortecimento c e a constante de amortecimento crítico c_c , isto é,

$$\zeta = \frac{c}{c_c}. \quad (4)$$

A constante de amortecimento crítico, por sua vez, é dada por

$$c_c = 2m\sqrt{\frac{k}{m}} = 2\sqrt{km} = 2m\omega_n, \quad (5)$$

onde ω_n é a frequência natural do sistema massa-mola, expressa por $\omega_n = \sqrt{k/m}$ (RAO, 2009).

Se o fator de amortecimento for menor que um, isto é, $\zeta < 1$, o sistema é dito sub-amortecido, e a solução da equação homogênea é dada por

$$x_h(t) = X_0 e^{-\zeta\omega_n t} \text{sen}(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t + \phi_0), \quad (6)$$

onde X_0 e ϕ_0 são a amplitude e o ângulo de fase, os quais dependem das características do sistema, da excitação aplicada e das condições iniciais do problema, isto é, da posição inicial x_0 e da velocidade inicial \dot{x}_0 .

Se o fator de amortecimento for igual a um, isto é, $\zeta = 1$, o sistema é dito criticamente amortecido, e a solução da equação homogênea será dada por

$$x_h(t) = (C_1 + C_2 t)e^{-\omega_n t}, \quad (7)$$

onde C_1 e C_2 são constantes a determinar com base nas condições iniciais do problema.

Se o fator de amortecimento for maior que um, isto é, $\zeta > 1$, o sistema é dito superamortecido, e a solução da equação homogênea será dada por

$$x_h(t) = C_3 e^{(-\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})\omega_n t} + C_4 e^{(-\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})\omega_n t}, \quad (8)$$

onde C_3 e C_4 são constantes a determinar com base nas condições iniciais do problema.

A solução da equação particular é dada por

$$x_{pa}(t) = \frac{X_i \sqrt{k^2 + (c\omega)^2}}{\sqrt{(k - m\omega^2)^2 + (c\omega)^2}} \text{sen}(\omega t - \phi_{pa}), \quad (9)$$

onde ϕ_{pa} é igual a

$$\phi_{pa} = \tan^{-1} \left(\frac{m c \omega^3}{k(k - m\omega^2) + (c\omega)^2} \right). \quad (10)$$

As equações (9) e (10) podem ser reescritas em função da razão entre as frequências de excitação e a frequência natural do sistema $r = \omega / \omega_n$ e em função do fator de amortecimento ζ , resultando em

$$x_{pa}(t) = \frac{X_i \sqrt{1 + (2\zeta r)^2}}{\sqrt{(1 - r^2)^2 + (2\zeta r)^2}} \text{sen}(\omega t - \phi_{pa}), \quad (11)$$

$$\phi_{pa} = \tan^{-1} \left(\frac{2\zeta r^3}{(1 + (4\zeta^2 - 1)r^2)} \right). \quad (12)$$

As constantes presentes na solução homogênea são determinadas aplicando as condições iniciais à solução geral do problema.

Embora a solução geral permita determinar o comportamento transitório e de regime permanente do sistema, o dimensionamento do atuador será realizado considerando operação em regime permanente, uma vez que se trata de um sistema de vibração forçado. A solução particular da equação diferencial que descreve o sistema, dada por (11) e (12), é fundamental para permitir o dimensionamento do curso e da força requeridos para o atuador.

Para o dimensionamento do curso do atuador é necessário conhecer o movimento relativo entre a base e a massa móvel do sistema $x_{rp}(t)$, dado por $x_{rp}(t) = x_{pa}(t) - x_i(t)$. Neste caso, a equação diferencial do sistema passivo para $x_{rp}(t)$ pode ser reescrita como

$$m\ddot{x}_{rp} + c\dot{x}_{rp} + kx_{rp} = -m\ddot{x}_i = m\omega^2 X_i \text{sen}(\omega t), \quad (13)$$

cuja solução em regime permanente é dada por

$$x_{rp}(t) = \frac{m\omega^2 X_i \text{sen}(\omega t - \phi_{rp})}{\sqrt{(k - m\omega^2)^2 + (c\omega)^2}} = X_{rp} \text{sen}(\omega t - \phi_{rp}), \quad (14)$$

onde X_{rp} e ϕ_{rp} escritos em função de ζ e r são dados por

$$X_{rp} = \frac{X_i r^2}{\sqrt{(1 - r^2)^2 + (2\zeta r)^2}}, \quad (15)$$

$$\phi_{rp} = \tan^{-1}\left(\frac{c\omega}{k - m\omega^2}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{2\zeta r}{1 - r^2}\right). \quad (16)$$

É importante notar que o curso S é igual ao dobro de X_{rp} , ou seja, $S = 2X_{rp}$.

A força que o atuador deve desenvolver em função dos parâmetros mecânicos do sistema para operar como elemento passivo deve ser igual à força produzida por um amortecedor com amortecimento viscoso equivalente, ou seja, $F_{ap}(t) = c(\dot{x}_{pa}(t) - \dot{x}_i(t))$.

De forma analítica, e em termos dos parâmetros mecânicos do sistema, $F_{ap}(t)$ é dada por

$$F_{ap} = c\omega X_i \sqrt{\left(\frac{\cos(\phi_{pa})\sqrt{k^2 + (c\omega)^2}}{\sqrt{(k - m\omega^2)^2 + (c\omega)^2}} - 1\right)^2 + \left(\frac{\text{sen}(\phi_{pa})\sqrt{k^2 + (c\omega)^2}}{\sqrt{(k - m\omega^2)^2 + (c\omega)^2}}\right)^2} \text{sen}(\omega t - \phi_{ap}), \quad (17)$$

onde ϕ_{ap} é dado por

$$\phi_{ap} = \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{\frac{(k^2 - m\omega^2)^2 + (c\omega)^2}{k^2 + (c\omega)^2}} - \cos(\phi_{pa})}{\text{sen}(\phi_{pa})}\right), \quad (18)$$

sendo que ϕ_{pa} é dado por (10).

A partir da equação (17) é possível observar que a força produzida ao longo do tempo no caso passivo apresenta comportamento senoidal em regime permanente, assim como o movimento relativo entre a base e a massa móvel do sistema, o que é esperado por se tratar de um sistema linear com excitação harmônica.

Para fins de especificação do atuador eletromagnético, é importante ressaltar que a força é diretamente proporcional à densidade de corrente no dispositivo, se o efeito de reação da armadura puder ser desprezado para a intensidade de corrente aplicada. Adicionalmente, as perdas térmicas (Efeito Joule) nos enrolamentos são proporcionais à densidade de corrente eficaz. As perdas são convertidas em calor, que, por sua vez, resulta em elevação da temperatura no dispositivo. Isto representa o principal limite de operação para operação em regime permanente. Portanto, como há variação dinâmica da força durante operação em regime, a força deve ser especificada em função do seu valor eficaz que, no caso particular de excitação harmônica de um sistema linear, é simplesmente o valor de pico dividido por $\sqrt{2}$.

As equações (14) e (17) permitem determinar as principais especificações do atuador eletromagnético, ou seja, curso e força, respectivamente. A força eficaz e o curso do atuador para o sistema massa-mola, com $m = 20$ kg e $k = 3158$ N/m, operando em modo passivo, com coeficiente de amortecimento viscoso igual ao amortecimento crítico, isto é, $\xi = 1$, em função da amplitude de excitação e da frequência angular de excitação são mostrados na Figura 16(a) e (b), respectivamente. Nesta figura é possível observar que a força eficaz atinge aproximadamente 600 N quando $X_i = 50$ mm e $r = 3$, enquanto o curso é de aproximadamente 90 mm para esta condição. Para a condição de

excitação descrita na Seção 3.1, isto é $X_i = 25$ mm e $r = 1$, tem-se que a força eficaz é de 55 N e o curso de 25 mm.

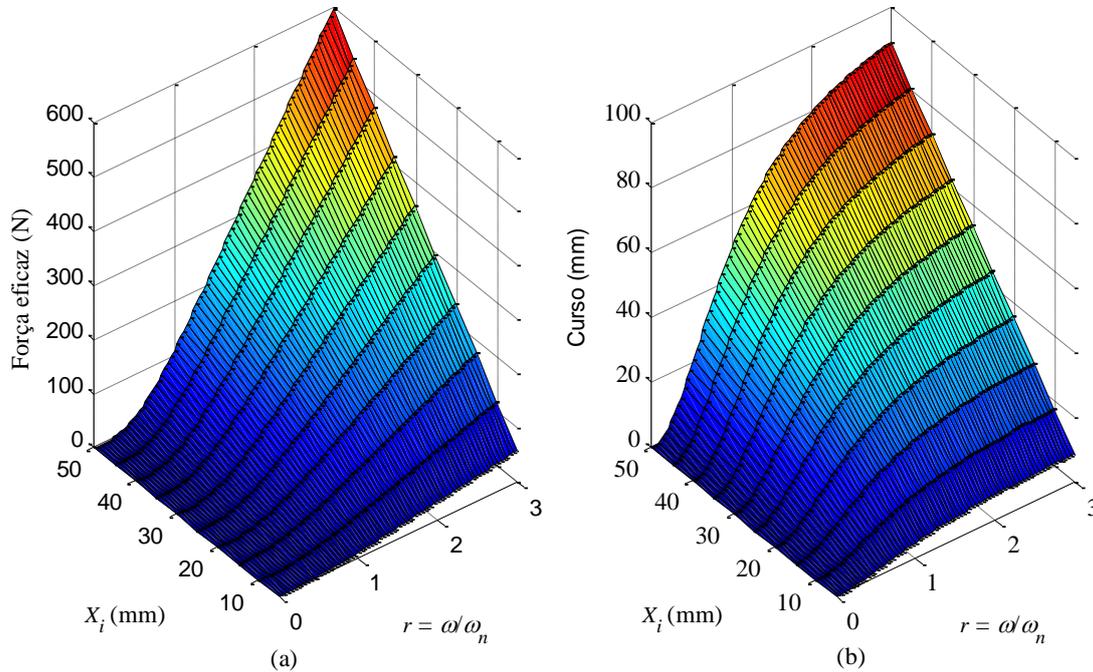


Figura 16 - (a) Força eficaz e (b) curso do atuador no sistema passivo em função da amplitude de excitação X_i e da razão entre as frequências angular de excitação e natural considerando um fator de amortecimento constante e igual a 1, isto é, $\zeta = 1$.

A Figura 17 apresenta a força eficaz e o curso para um valor fixo de amplitude de excitação, com $X_i = 25$ mm, $m = 20$ kg e $k = 3158$ N/m, em função do coeficiente de amortecimento, e da frequência angular de excitação normalizada para o sistema massa-mola com excitação de base operando em modo passivo. O fator de amortecimento é uma variável de projeto, sendo que no caso passivo é uma relação de compromisso entre o amortecimento do sistema na frequência de ressonância e o amortecimento em frequências mais elevadas.

Pode-se notar na Figura 17(b) que, para um fator de amortecimento baixo, o curso aumenta significativamente na frequência natural do sistema, o que é previsível devido

ao fenômeno da ressonância em um sistema subamortecido. Por outro lado, quanto maior o fator de amortecimento, maior a força eficaz desenvolvida pelo atuador, conforme pode ser visto na Figura 17(a).

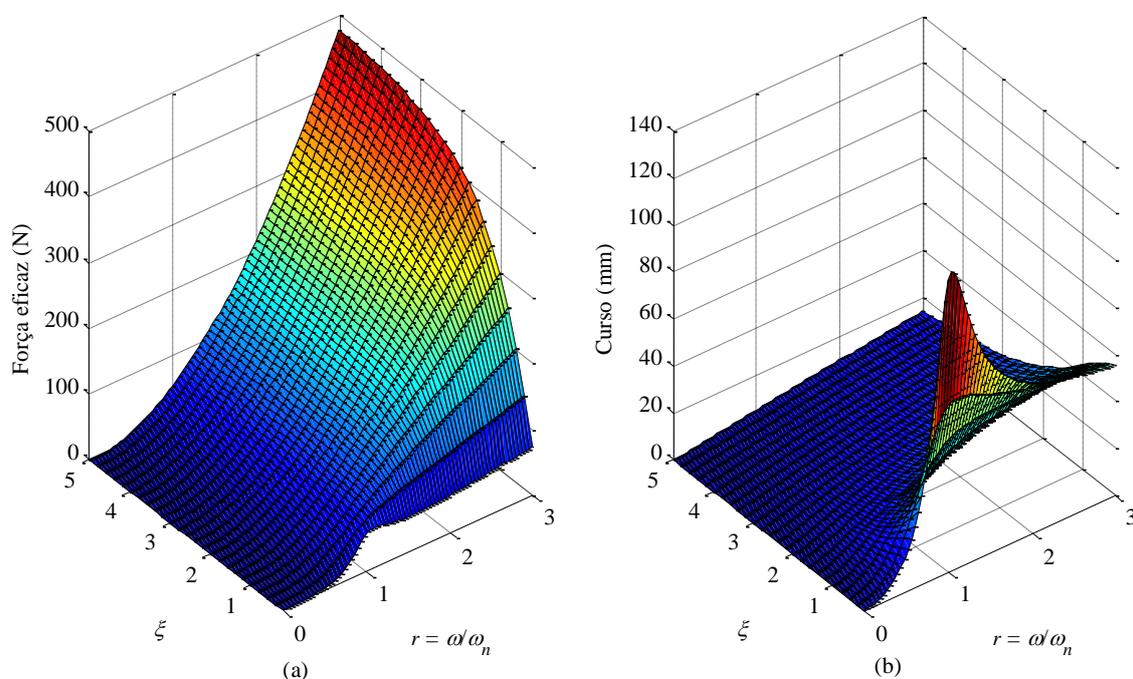


Figura 17 - (a) Força eficaz e (b) curso do atuador no sistema passivo em função do fator de amortecimento e da razão entre as frequências angular de excitação e natural considerando uma amplitude de excitação X_i constante e igual a 25 mm.

A fim de confrontar os resultados analíticos descritos anteriormente nesta subseção, permitindo avaliar resultados transitórios e analisar respostas com diferentes sinais de excitação, desenvolveu-se um modelo matemático do sistema descrito nas seções 3.1 e 3.2 em ambiente Simulink/Matlab[®], conforme mostrado na Figura 18. Este modelo implementa basicamente a equação (1) e permite obter resultados numéricos equivalentes aos obtidos por meio do equacionamento analítico.

A forma de onda do sinal de força F_{ap} é determinada de forma direta a partir do modelo numérico, enquanto que a forma de onda do movimento relativo entre massa

móvel e a base pode ser obtida simplesmente subtraindo-se os sinais x_p e x_i , a fim de determinar o curso S do atuador.

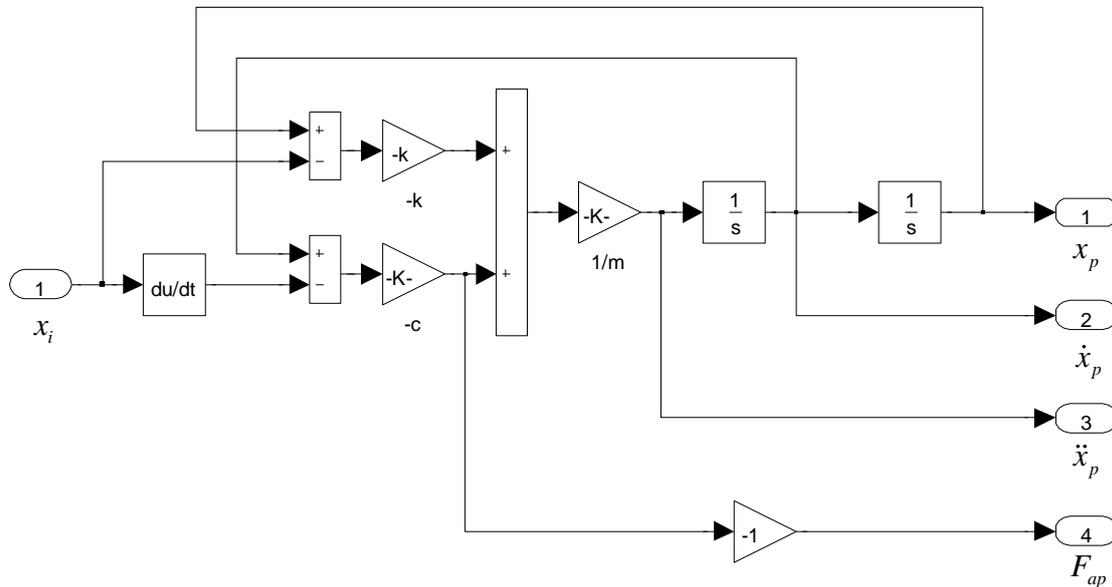


Figura 18 - Modelo do sistema passivo no Simulink/Matlab[®] com sinal de entrada sendo a posição da base, e com variáveis de saída posição, velocidade e aceleração da massa móvel, e força desenvolvida pelo atuador com amortecimento viscoso equivalente.

Nesta subseção é descrito o método para determinar os requisitos de um atuador eletromagnético linear para operação em modo passivo. Os resultados apresentados são aplicados ao sistema descrito nas seções 3.1 e 3.2. Neste trabalho, a especificação do atuador se dá com base na análise dos requisitos para três formas de atuação, ou seja, passiva, ativa e semiativa, sendo que as duas últimas são descritas nas subseções subsequentes.

3.3.2 Técnica ativa

A técnica de atuação ativa, que consiste em inserir energia no sistema mecânico oscilatório por meio de um atuador eletromagnético controlado eletronicamente, requer

a escolha de um controlador para ser aplicado. Neste trabalho optou-se por utilizar um método de controle clássico aplicado a sistemas mecânicos oscilatórios com excitação de base, denominado controle *skyhook*. Este método de controle é relativamente simples e o seu uso se justifica porque o mesmo é de fácil implementação. Além disso, considera-se também o fato de que o desenvolvimento e emprego de técnicas de controle não é o foco principal do trabalho.

O método de controle conhecido como *skyhook* foi proposto por (KARNOPP; CROSBY; HARWOOD, 1974), tendo o objetivo de minimizar o valor eficaz da aceleração da massa sísmica e pode ser aplicado, com as devidas adaptações, à técnica de atuação ativa e semiativa. O nome “*Skyhook*” vem do fato de que a ideia do método é conectar um terminal de um amortecedor com amortecimento viscoso c_{sky} à massa sísmica e outro terminal a um ponto fixo em uma referência virtual, conforme é mostrado na Figura 19(a).

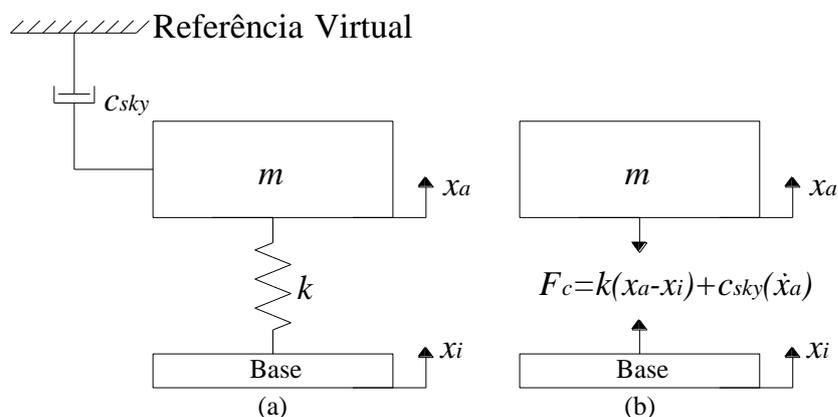


Figura 19 - Sistema *skyhook* equivalente (a) diagrama para um sistema de um grau de liberdade com amortecedor *skyhook* (b) diagrama de forças no sistema ativo.

Em diversos sistemas, a referência virtual é móvel, como é o caso, por exemplo, de sistemas veiculares, onde há vibração de base e deslocamento vertical do referencial em relação a uma referência estática. A implementação da técnica consiste em instalar um atuador entre a base e a massa móvel que seja capaz de produzir uma força

diretamente proporcional à velocidade da massa móvel do sistema ativo \dot{x}_a e ao coeficiente de amortecimento viscoso c_{sky} aplicado para restringir o movimento da massa móvel. A força desenvolvida pelo atuador é, portanto, dada por

$$F_{aa} = c_{sky} \dot{x}_a. \quad (19)$$

A constante de amortecimento c_{sky} pode ser definida em função do fator de amortecimento $\zeta_{sky} = c_{sky}/c_c$.

É importante notar que se o método de controle *skyhook* é empregando, tem-se um sistema linear, pois a equação diferencial que modela o comportamento dinâmico é uma equação diferencial ordinária de segunda ordem com coeficientes constantes dada por

$$m\ddot{x}_a + c_{sky}\dot{x}_a + k(x_a - x_i) = 0, \quad (20)$$

que pode ser reescrita como

$$m\ddot{x}_a + c_{sky}\dot{x}_a + kx_a = kx_i. \quad (21)$$

Conforme discutido na Subseção 3.2, para fins de determinação dos requisitos do atuador, somente o comportamento em regime permanente do sistema é considerado, portanto, a solução particular de (21) para uma excitação harmônica de base, resulta em

$$x_a(t) = \frac{X_i k}{\sqrt{m^2 \omega^4 + k^2 - \omega^2 (2km - c_{sky}^2)}} \text{sen}(\omega t - \phi_{xa}), \quad (22)$$

onde o ângulo de fase definido como ϕ_{xa} é

$$\phi_{xa} = \tan^{-1} \left(\frac{c_{sky} \omega}{k - m\omega^2} \right). \quad (23)$$

O curso da suspensão x_{ra} , isto é, o deslocamento relativo entre a excitação de base e a massa sísmica, é obtido da diferença entre (22) e $x_i(t) = X_i \text{sen}(\omega t)$. O resultado desta diferença, expresso em termos dos parâmetros do sistema mecânico e em função da amplitude e da frequência angular da excitação de base, é dado por

$$x_{ra}(t) = X_i \sqrt{\left(\frac{k \cos(\phi_{xa})}{k_1} - 1\right)^2 + \left(\frac{k \sin(\phi_{xa})}{k_1}\right)^2} \text{sen}(\omega t - \phi_{xra}), \quad (24)$$

onde k_1 e ϕ_{xra} são expressos por

$$k_1 = \sqrt{m^2 \omega^4 + k^2 - \omega^2 (2km - c_{sky}^2)}, \quad (25)$$

$$\phi_{xra} = \tan^{-1} \left(\frac{k \sin(\phi_{xa})}{k \cos(\phi_{xa}) - k_1} \right). \quad (26)$$

A força desenvolvida pelo atuador em um sistema ativo com controle *skyhook* em regime permanente para uma excitação harmônica de base F_{aa} , obtida a partir de (19), dado em função dos parâmetros do sistema mecânico, pode ser calculada por meio de

$$F_{aa}(t) = \frac{X_i k \omega c_{sky}}{\sqrt{m^2 \omega^4 + k^2 - \omega^2 (2km - c_{sky}^2)}} \text{sen}(\omega t - \phi_{Faa}), \quad (27)$$

onde a defasagem angular ϕ_{Faa} é expressa por

$$\phi_{Faa} = \tan^{-1} (-\cot(\phi_{xpa})). \quad (28)$$

De forma análoga à abordagem da Subseção 3.3.1, para a técnica de atuação passiva, pode-se determinar os requisitos de curso e força eficaz do atuador para o caso *skyhook* ativo com base nas equações (24) e (27), respectivamente. Para o sistema mecânico oscilatório descrito nas subseções 3.1 e 3.2, com fator de amortecimento unitário, isto é, $\xi_{sky} = 1$, a força eficaz e o curso, em função da amplitude de excitação e da razão entre a frequência angular de excitação e a frequência angular natural do sistema, são mostrados nas curvas da Figura 20. É possível observar nestas curvas que tanto a força eficaz como o curso aumentam linearmente com a amplitude de excitação.

É importante destacar que no caso *skyhook* ativo, diferente do caso passivo, a força diminui para frequências angulares de excitação acima da frequência angular natural do sistema, o que ajuda a melhorar a resposta do sistema em frequências mais elevadas. O curso, por sua vez, mantém-se praticamente constante em função de r , para $r > 1$. Para o caso particular, com $X_i = 25$ mm e $r = 1$, tem-se que a força eficaz é de aproximadamente 56 N e o curso é de 56 mm.

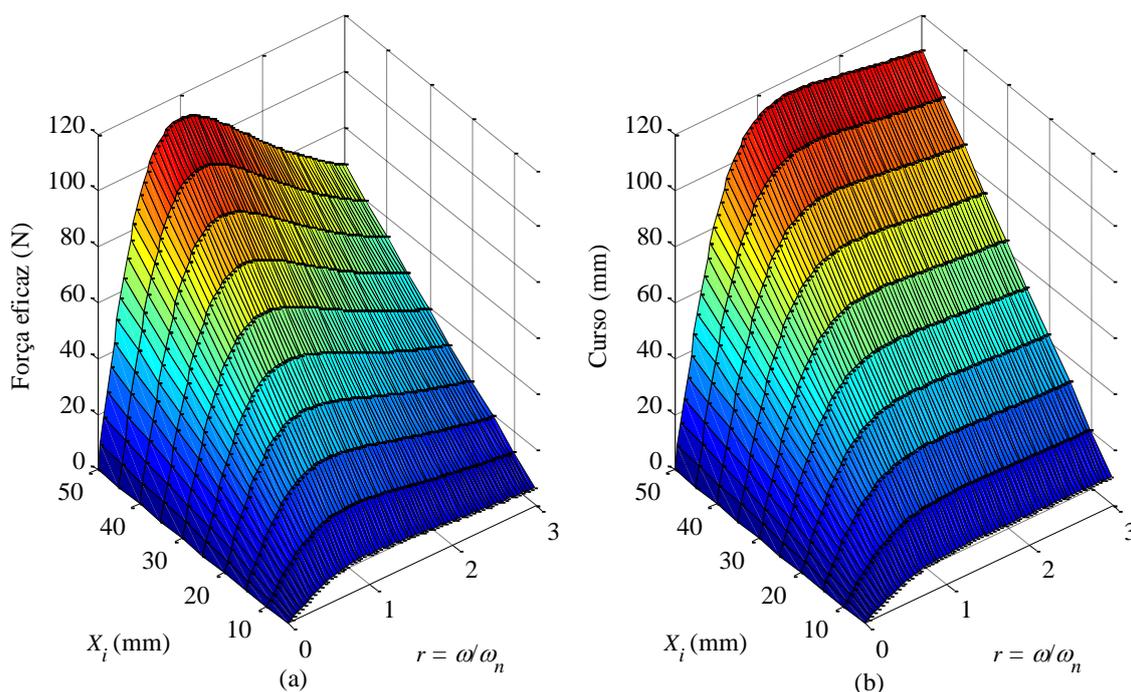


Figura 20 - (a) Força eficaz e (b) curso do atuador no sistema *skyhook* ativo em função da amplitude de excitação X_i e da razão entre as frequências angular de excitação e natural considerando um fator de amortecimento constante e igual a 1, isto é, $\zeta_{sky} = 1$.

A Figura 21 apresenta a força eficaz e o curso para um valor fixo de amplitude de excitação, com $X_i = 25$ mm, em função de ζ_{sky} e r , operando em modo *skyhook* ativo.

É interessante observar que nas curvas da Figura 21 tanto a força eficaz como o curso são praticamente invariantes para um fator de amortecimento maior que um, o que difere significativamente do comportamento do sistema passivo. Nesta condição, a força

eficaz é de aproximadamente 56 N, enquanto que o curso é de aproximadamente 50 mm.

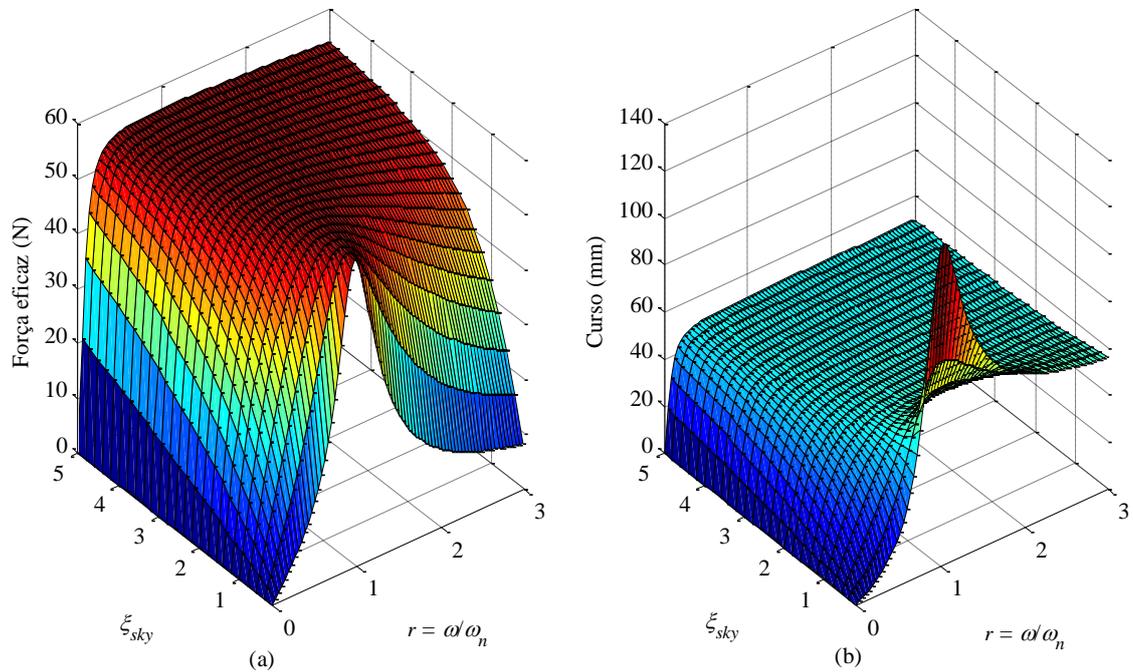


Figura 21 - (a) Força eficaz e (b) curso do atuador no sistema *skyhook* ativo em função de ξ_{sky} e r para uma amplitude de excitação X_i constante e igual a 25 mm.

Assim como no caso passivo, implementou-se o modelo que descreve o comportamento dinâmico do sistema *skyhook* ativo em Simulink/Matlab[®], conforme mostra a Figura 22. Este sistema, além de implementar a equação diferencial dada pela equação (20), considera a existência de um amortecedor passivo com amortecimento viscoso c instalado em paralelo com a mola e o atuador. Este amortecedor pode ou não existir fisicamente no sistema, ou pode ser resultado de um amortecimento intrínseco gerado por correntes induzidas no estator de atuadores eletromagnéticos que apresentam esta característica. Considerar este amortecimento é uma forma de generalizar o problema, no entanto, conforme descrito na Seção 3.4, a topologia de atuador estudada

neste trabalho não apresenta a característica de inserir um amortecimento intrínseco.

Assim, c é definido como zero no modelo da Figura 22.

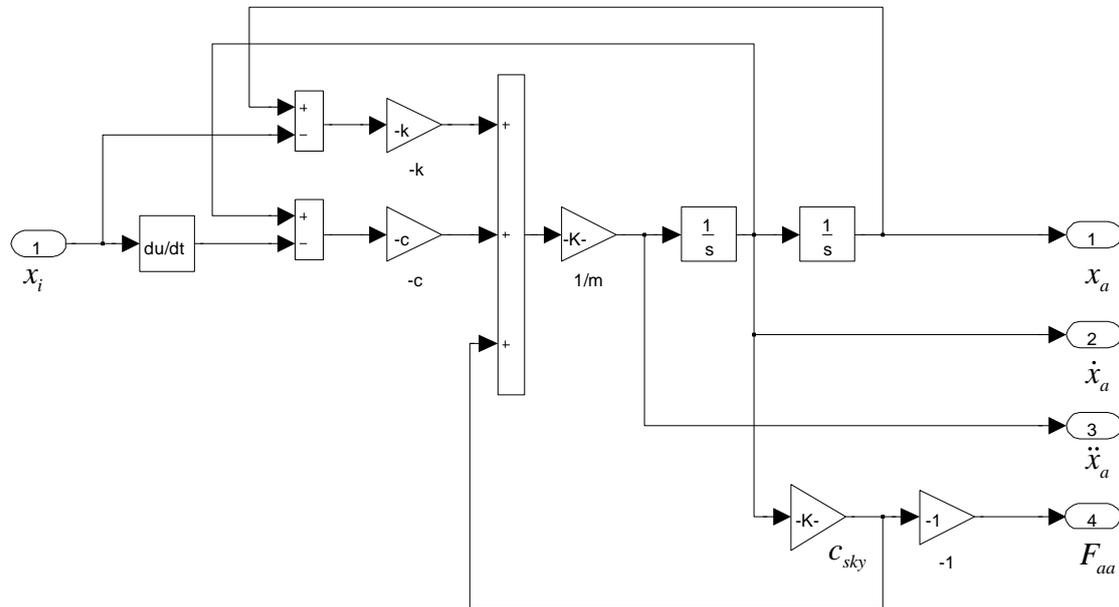


Figura 22 - Modelo do sistema *skyhook* ativo no Simulink/Matlab[®] com sinal de entrada sendo a posição da base, e com variáveis de saída posição, velocidade e aceleração da massa móvel, e força desenvolvida pelo atuador.

3.3.3 Técnica semiativa

No caso de uma suspensão semiativa, o dispositivo responsável por atenuar a vibração da massa sísmica dissipa energia da vibração sem a necessidade de incorporar energia externa ao sistema, assim como acontece no caso passivo. O que diferencia a forma de atuação semiativa da passiva é que o elemento de atenuação pode variar o seu coeficiente de amortecimento dentro de um determinado domínio seguindo uma técnica de controle, a qual é definida neste trabalho como sendo a *skyhook*, análoga à técnica ativa abordada na Subseção 3.3.2.

Quando se aplica a técnica de controle *skyhook* a um sistema semiativo, a força não pode ser definida em função da velocidade da massa sísmica como é feito para o caso ativo, de acordo com (19), pois a força somente pode ser produzida em função da velocidade relativa entre a base e a massa sísmica (LIU, 2004). A força F_{as} não pode ser produzida continuamente pelo amortecedor variável do caso semiativo. Quando a velocidade da massa sísmica \dot{x}_s e a velocidade relativa entre a massa sísmica e a base $(\dot{x}_s - \dot{x}_i)$ estão na mesma direção, pode-se aplicar a força de amortecimento desejada, caso contrário, a melhor opção é atribuir um amortecimento mínimo a fim de minimizar a aceleração da massa móvel, que teoricamente é zero (KARNOPP; CROSBY; HARWOOD, 1974). Pode-se expressar esta condição através de uma equação dada por

$$F_{as} = \begin{cases} c_{sky} \dot{x}_s & \dot{x}_s (\dot{x}_s - \dot{x}_i) \geq 0 \\ 0 & \dot{x}_s (\dot{x}_s - \dot{x}_i) < 0 \end{cases} \quad (29)$$

A equação (29) obedece à condição de que, no sistema semiativo a potência somente pode ser dissipada.

A lógica de controle implementada a partir de (29) é definida na literatura como “*on-off skyhook*” (LIU, 2004), e esta, por sua vez, acaba introduzindo um fenômeno conhecido como *chattering*, que consiste de oscilações de alta frequência na saída do controlador resultante de um chaveamento de alta velocidade produzido no limite onde a condição $\dot{x}_s (\dot{x}_s - \dot{x}_i) \geq 0$ ocorre (CAO; LIU; BROWN, 2008). O *chattering* é gerado por variações abruptas da força de amortecimento introduzidas pelo chaveamento imposto pela condição descrita por (29). Uma forma de reduzir este fenômeno indesejado é fazer com que o amortecimento no caso em que $\dot{x}_s (\dot{x}_s - \dot{x}_i) < 0$ não seja nulo, mas sim que apresente um coeficiente de amortecimento de menor valor, designado aqui como c_{min} . Desta forma a equação (29) pode ser reescrita como

$$F_{as} = \begin{cases} c_{max} \dot{x}_s & \dot{x}_s (\dot{x}_s - \dot{x}_i) \geq 0 \\ c_{min} \dot{x}_s & \dot{x}_s (\dot{x}_s - \dot{x}_i) < 0 \end{cases} \quad (30)$$

onde c_{max} pode ser redefinido ou simplesmente ser mantido com o valor atribuído para c_{sky} na equação (29).

É importante destacar que, diferentemente do sistema passivo e do sistema *skyhook* ativo, por conta do chaveamento o sistema *skyhook* semiativo é não linear. A abordagem analítica para obtenção dos parâmetros do atuador neste caso se torna complexa. No entanto, o sistema pode ser facilmente implementado em ambiente Simulink/Matlab[®], conforme mostrado na Figura 23.

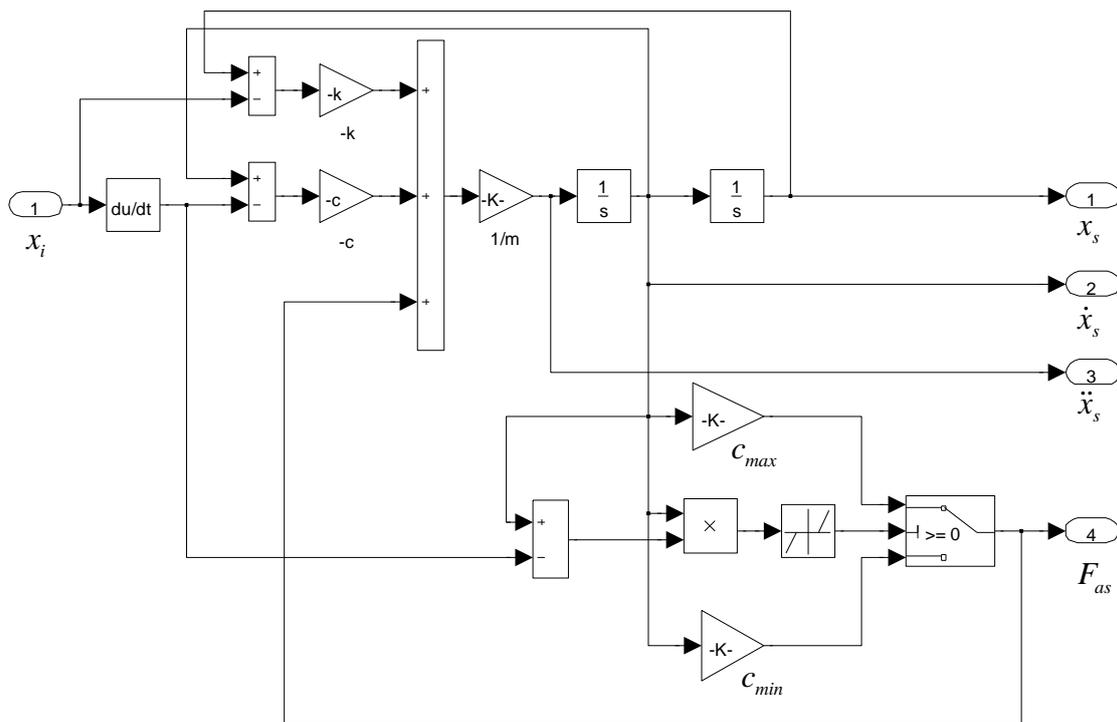


Figura 23 - Modelo do sistema *skyhook* semiativo no Simulink/Matlab[®] com sinal de entrada sendo a posição da base, e com variáveis de saída posição, velocidade e aceleração da massa móvel, e força desenvolvida pelo atuador.

Nesse modelo considerou-se a possibilidade de inserir um amortecedor com amortecimento viscoso c em paralelo com o atuador e a mola no sistema mecânico

oscilatório para fins de generalização, entretanto, de forma análoga ao sistema ativo, definiu-se $c = 0$, dadas as características do atuador abordado neste trabalho.

Embora o modelo da Figura 23 permita a atenuação do fenômeno conhecido como *chattering*, neste trabalho optou-se por obter resultados com base na equação (29), para fins de comparação entre os modelos passivo e ativo com o semiativo clássico. Para implementar a lógica definida por (29) no modelo, basta definir $c_{max} = c_{sky}$ e $c_{min} = 0$.

A partir do modelo da Figura 23 é possível obter os requisitos de força e curso do atuador para operar no sistema semiativo. A força eficaz e o curso para o sistema mecânico oscilatório descrito nas subseções 3.1 e 3.2, com $\xi_{sky} = 1$, em função da amplitude de excitação e da razão entre a frequência angular de excitação e a frequência angular natural do sistema, são mostrados nas curvas da Figura 24.

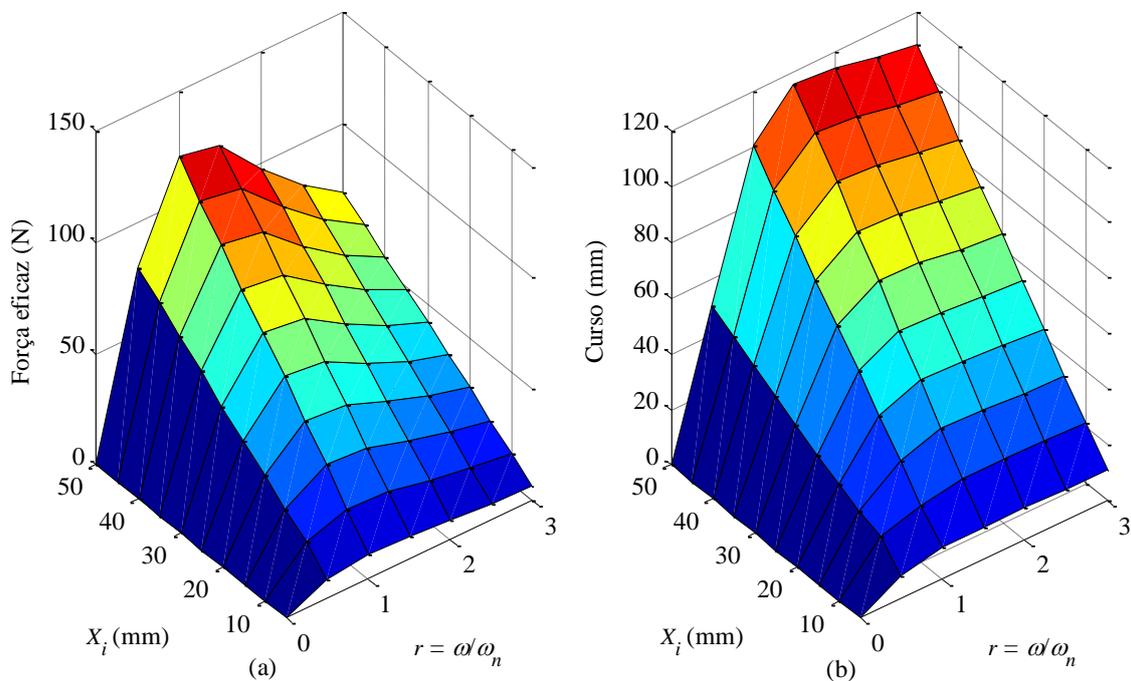


Figura 24 - (a) Força eficaz e (b) curso do atuador com controle *skyhook* semiativo em função da amplitude de excitação X_i e da razão entre as frequências angular de excitação e natural considerando um fator de $\zeta_{sky} = 1$.

As curvas da Figura 24 não são tão suaves quanto aquelas observadas para os casos passivo e ativo, pois há um número menor de pontos avaliados no caso semiativo uma vez que os resultados não são obtidos a partir de uma expressão analítica e sim de forma discreta por meio do modelo da Figura 23. Quando as curvas da Figura 24 são comparadas com as da Figura 20, para o caso ativo, observa-se um comportamento similar entre as formas de onda dos dois casos. Para a situação particular com $X_i = 25$ mm e $r = 1$, tem-se que a força eficaz é de aproximadamente 60 N e o curso é de aproximadamente 50 mm.

A Figura 25 apresenta a força eficaz e o curso para um valor fixo de amplitude de excitação, com $X_i = 25$ mm, em função de ξ_{sky} e r , operando com controle *skyhook* semiativo.

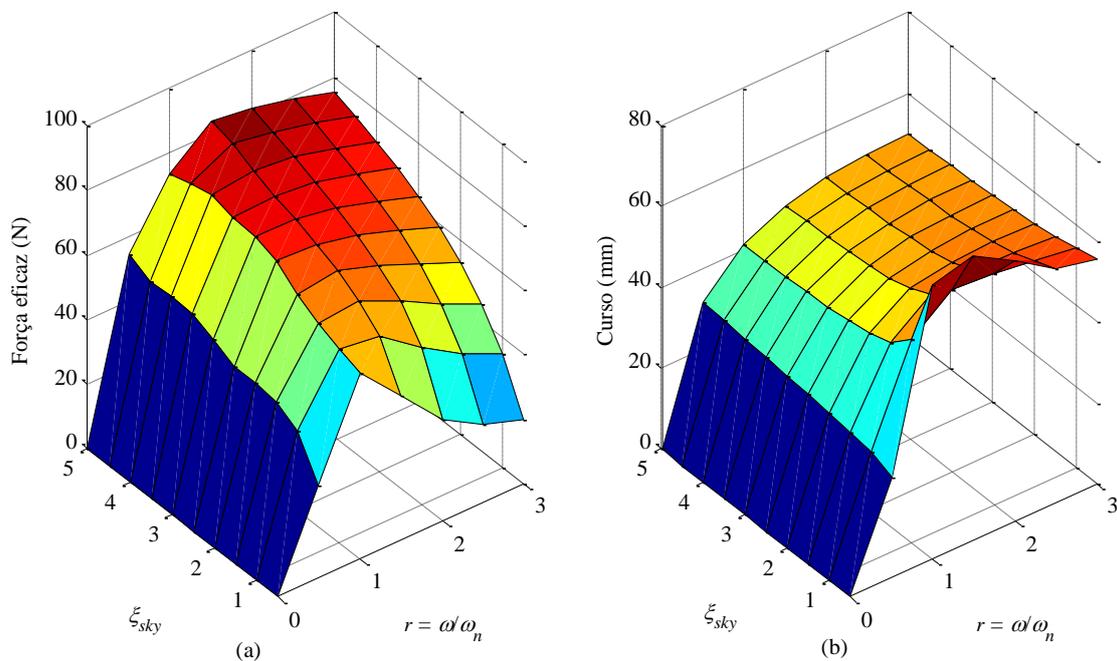


Figura 25 - (a) Força eficaz e (b) curso do atuador com controle *skyhook* semiativo em função de ξ_{sky} e r , considerando uma amplitude de excitação X_i constante e igual a 25 mm.

Novamente, existe similaridade entre as formas de onda da Figura 21, para o sistema ativo, e as da Figura 25, para o sistema semiativo. Contudo, o valor eficaz da força desenvolvida pelo atuador no sistema semiativo é superior ao desenvolvido no caso ativo, que é devido ao fato de que no sistema semiativo a força não apresenta um comportamento harmônico. De fato, devido ao chaveamento no sistema semiativo, a força apresenta valores de pico elevados, o que acaba por aumentar o valor eficaz da força para este sistema.

A Figura 26 ilustra um exemplo do formato de onda da força produzida pelo atuador com controle semiativo para o sistema mecânico oscilatório em questão quando o mesmo opera com $r = 2$, $\xi_{sky} = 3$ e $X_i = 25\text{mm}$.

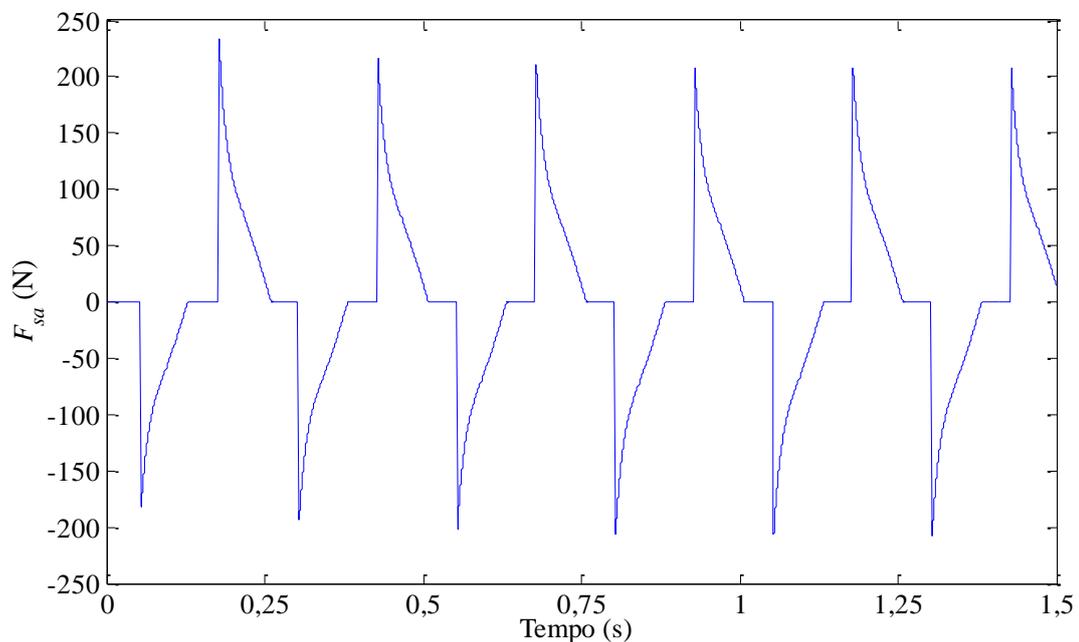


Figura 26 - Força em função do tempo do sistema *skyhook* semiativo operando com $r = 2$, $\xi_{sky} = 3$ e $X_i = 25\text{mm}$.

No exemplo abordado, o valor de pico da força é 2,86 vezes maior que o valor eficaz, ou seja, o fator de crista do sinal de força F_{crista} , definido como

$$F_{crista} = \frac{F_{pico}}{F_{eficaz}}, \quad (31)$$

onde F_{pico} é o valor de pico da força, e F_{eficaz} é o valor eficaz da força, é de 2,86. Nos casos passivo e ativo com controle *skyhook*, por se tratarem de sistemas lineares, o fator de crista assume sempre valor igual a $\sqrt{2}$, independente da frequência angular de excitação, do amortecimento e da amplitude de excitação.

O sistema com controle *skyhook* semiativo, no entanto, apresenta fator de crista elevado em determinadas condições de operação. É importante ressaltar que valores elevados de fator de crista exigem correntes de pico elevadas no atuador. Enquanto o valor eficaz da força é o que limita a operação em regime, as correntes de pico elevadas podem levar os ímãs permanentes à desmagnetização. A desmagnetização pode ser avaliada em estudo específico a fim de verificar os limites de correntes aplicáveis para evitar que a mesma ocorra.

O fator de crista em função de ξ_{sky} e r para o sistema *skyhook* semiativo é apresentado na Figura 27. Nesta figura é possível observar que F_{crista} apresenta valores semelhantes ao observado nos casos passivo e ativo *skyhook* somente para valores do fator de amortecimento pequenos e que F_{crista} é tanto maior quanto menor for r .

Uma análise do desempenho do sistema com controle *skyhook on-off* semiativo e dos requisitos do atuador neste modo de operação, comparado aos sistemas passivo e *skyhook* ativo, é apresentado na Subseção 3.3.4.

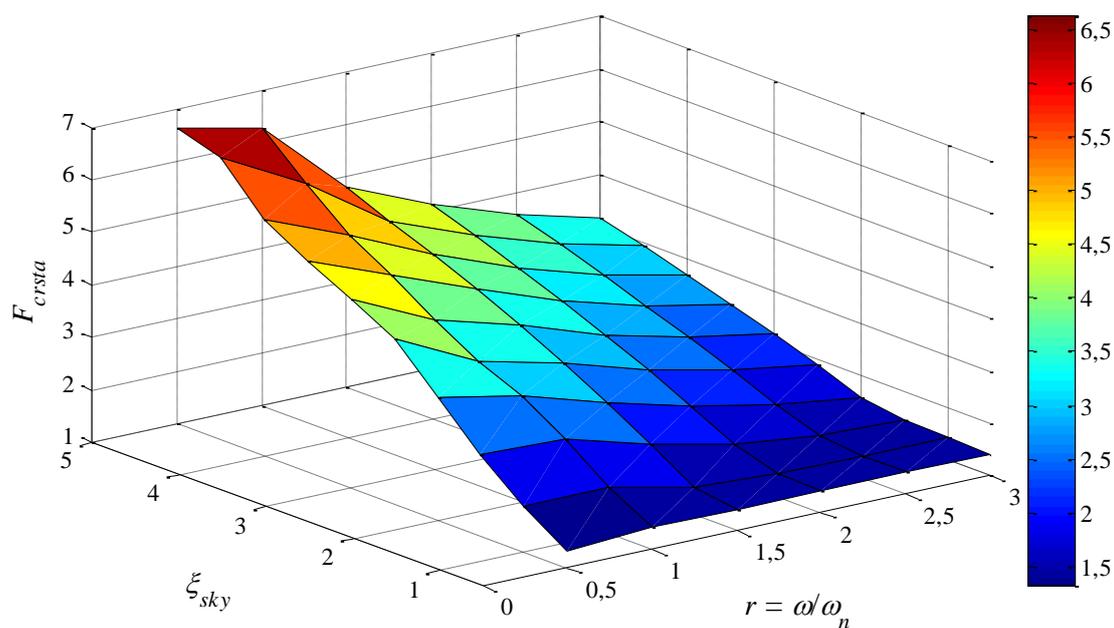


Figura 27 - Fator de crista do sinal de força produzida pelo atuador no sistema *skyhook* semiativo em função de ξ_{sky} e r .

3.3.4 Determinação dos requisitos do atuador

Com base nos dados, análise e resultados apresentados nas subseções 3.3.1 a 3.3.3, é possível especificar os requisitos do atuador eletromagnético para operar no sistema mecânico oscilatório apresentado nas seções 3.1 e 3.2. O valor eficaz da força que o atuador deve desenvolver, para fatores de amortecimento iguais a um, dois e três, em função de r , para operar nos modos passivo, *skyhook* semiativo e *skyhook* ativo, com $X_i = 25$ mm, é apresentado na Figura 28. Nessa figura, as linhas contínuas, para os casos ativo e passivo, indicam que os valores são obtidos por meio de modelos analíticos, enquanto que para o caso semiativo, as linhas tracejadas com marcadores indicam que estes resultados foram obtidos por meio de simulação por meio do modelo implementado em Simulink/Matlab[®].

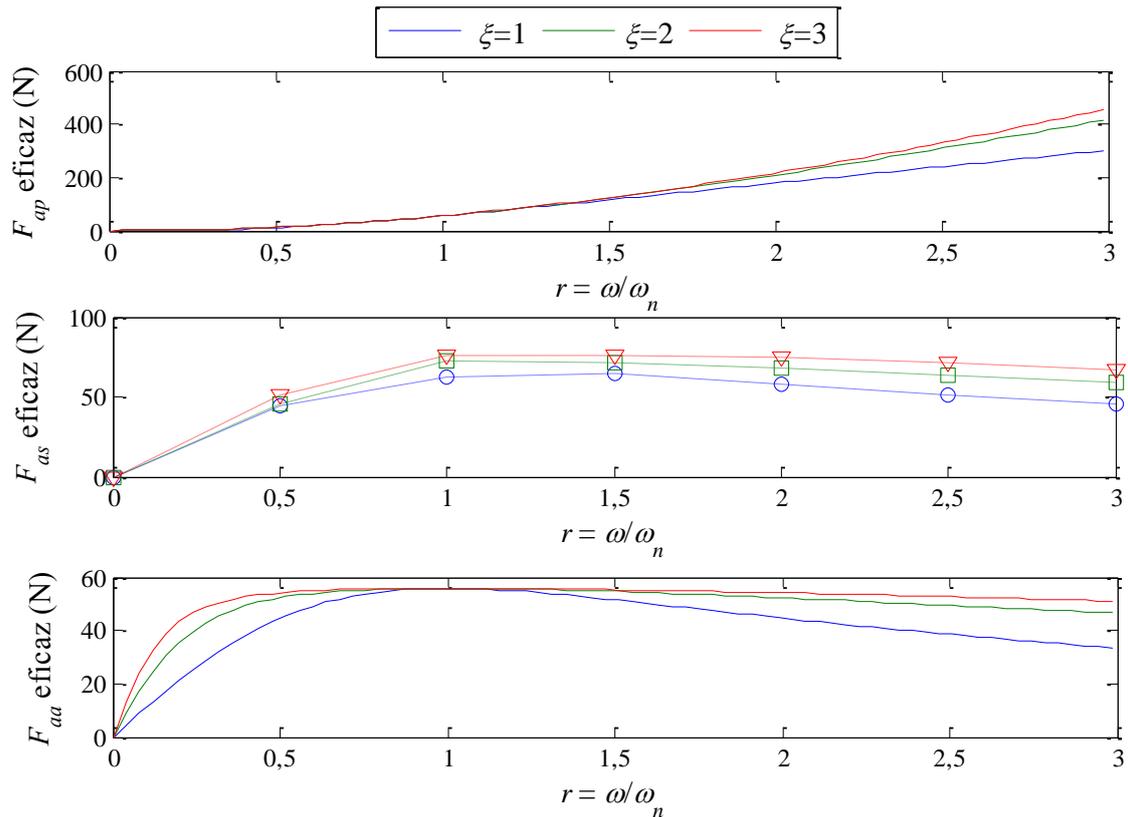


Figura 28 - Força eficaz do sistema passivo F_{ap} , do sistema com controle *skyhook* semiativo F_{as} , e do sistema com controle *skyhook* ativo F_{aa} em função de r , para $\xi = 1$, $\xi = 2$ e $\xi = 3$ com $X_i = 25$ mm.

Da análise comparativa apresentada na Figura 28, é possível observar que independente da frequência de operação, o valor de força eficaz não ultrapassa um determinado limite nos sistemas semiativo e ativo, que é de aproximadamente 75 N e 56 N, respectivamente. Em contrapartida, no sistema passivo há um incremento significativo da força eficaz desenvolvida pelo atuador com o aumento da frequência, sendo, no entanto, esta uma condição indesejada, pois a transmissibilidade de deslocamento é prejudicada nestas condições de operação. A transmissibilidade de deslocamento pode ser definida como a razão entre o valor eficaz do sinal de posição da massa sísmica e o valor eficaz do sinal de posição da excitação de base, ambos em regime permanente (RAO, 2010).

O curso que o atuador deve desenvolver para operar nos modos passivo, *skyhook* semiativo e *skyhook* ativo, com fatores de amortecimento iguais a um, dois e três, em função de r , é apresentado na Figura 29. Por meio desta figura é possível inferir que o curso que o atuador deve desenvolver, independente do modo de operação e da frequência de excitação, dificilmente ultrapassa duas vezes a amplitude do sinal de excitação. Este resultado é, de certa forma, esperado e intuitivo, pois se idealmente a massa sísmica mantém-se imóvel, o atuador deve apresentar movimento relativo entre elementos estáticos e móveis igual ao valor pico-a-pico do sinal harmônico de excitação.

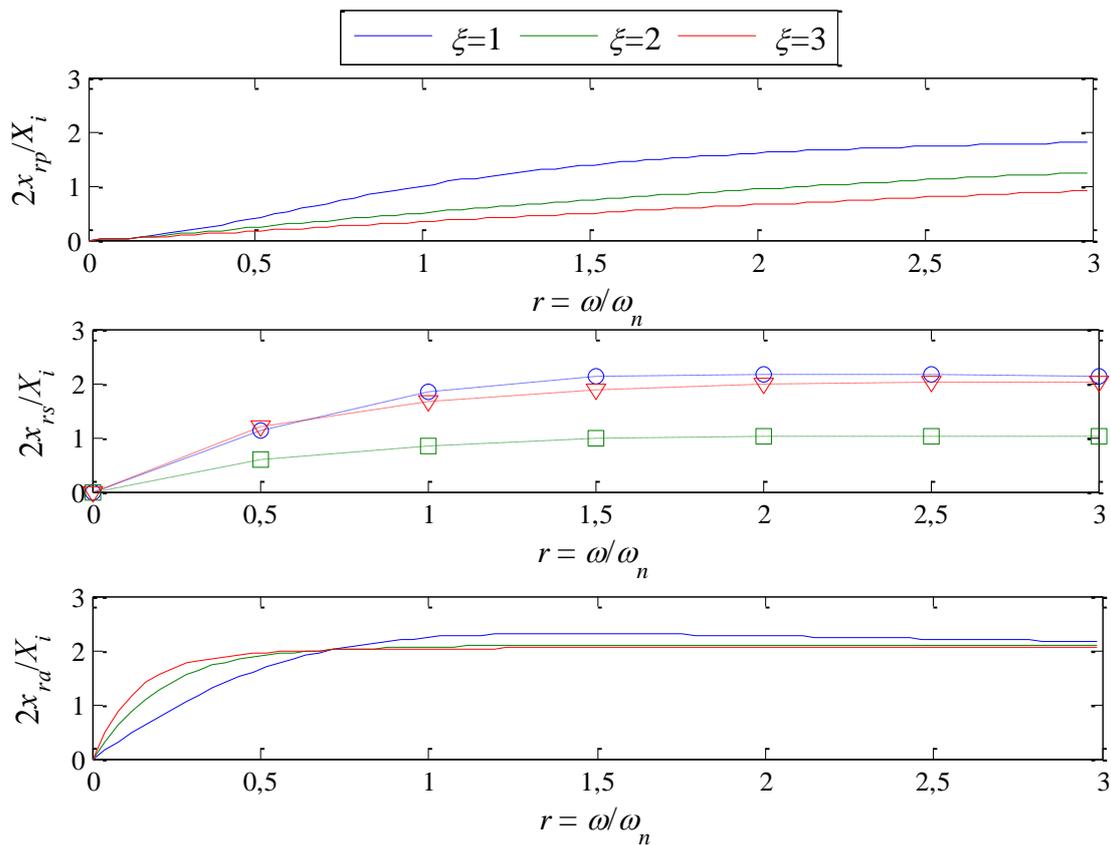


Figura 29 - Curso normalizado em relação à amplitude de excitação de base X_i do sistema passivo x_{rp} , do sistema com controle *skyhook* semiativo x_{rs} , e do sistema com controle *skyhook* ativo x_{ra} em função de r , para $\xi = 1$, $\xi = 2$ e $\xi = 3$.

O curso é dependente do fator de amortecimento e pode aumentar significativamente, se o sistema estiver operando na frequência natural com um fator de amortecimento abaixo do valor crítico, independente da técnica de atuação, conforme pode ser constatado por meio da Figura 17(b), Figura 21(b) e Figura 25(b). Logo, se por algum critério de projeto for necessário operar com fatores de amortecimento baixos, é imperativo realizar-se uma análise detalhada do curso que o atuador deve apresentar, ao invés de contar com a generalização discutida no parágrafo anterior.

Em suma, a partir da escolha da técnica de atuação e do método de controle, pode-se definir os requisitos de força eficaz e curso do atuador a partir da análise apresentada nesta seção. Neste trabalho, a fim de permitir a utilização do protótipo em diversas condições de teste, optou-se por superdimensionar ligeiramente o atuador em relação aos requisitos necessários para operar na condição de excitação de $X_i = 25$ mm e $f_m = 2$ Hz, definida na Seção 3.1. Assim, com base neste estudo, definiu-se que o atuador deve ser projetado para produzir uma força eficaz de 120 N e desenvolver um curso de 80 mm. Se o atuador eletromagnético linear atender a estes requisitos, poderá operar de forma segura dentro de uma ampla faixa de operação (frequência de excitação e amplitude de deslocamento) para o caso ativo e semiativo. Isto pode ser verificado, uma vez que uma força eficaz de 120 N está acima dos requisitos encontrados e mostrados na Figura 20 para o caso ativo, e na Figura 24 para o caso semiativo.

Adicionalmente, 80 mm atende aos requisitos de curso encontrados e mostrados na Figura 20 (b) e Figura 21(b) para o caso ativo e na Figura 24(b) e Figura 25 para o caso semiativo. Alguma restrição se aplica no caso de utilizar o atuador operando em modo passivo no que diz respeito à força eficaz, principalmente para valores de frequência de excitação acima da frequência natural combinado a um fator de amortecimento maior que um, conforme pode ser observado na Figura 16 e Figura 17.

Em termos de desempenho, quando se trata de um sistema mecânico oscilatório, é comum avaliar a transmissibilidade de deslocamento T_d (RAO, 2010), definida como

$$T_d = 20 \log \left(\frac{X_m}{X_i} \right), \quad (32)$$

onde X_m é a posição da massa sísmica, independe se o sistema é passivo, semiativo ou ativo.

A Figura 30 apresenta um gráfico da transmissibilidade de deslocamento para os sistemas passivo, ativo e semiativo, com fatores de amortecimento 0,5, 1 e 2.

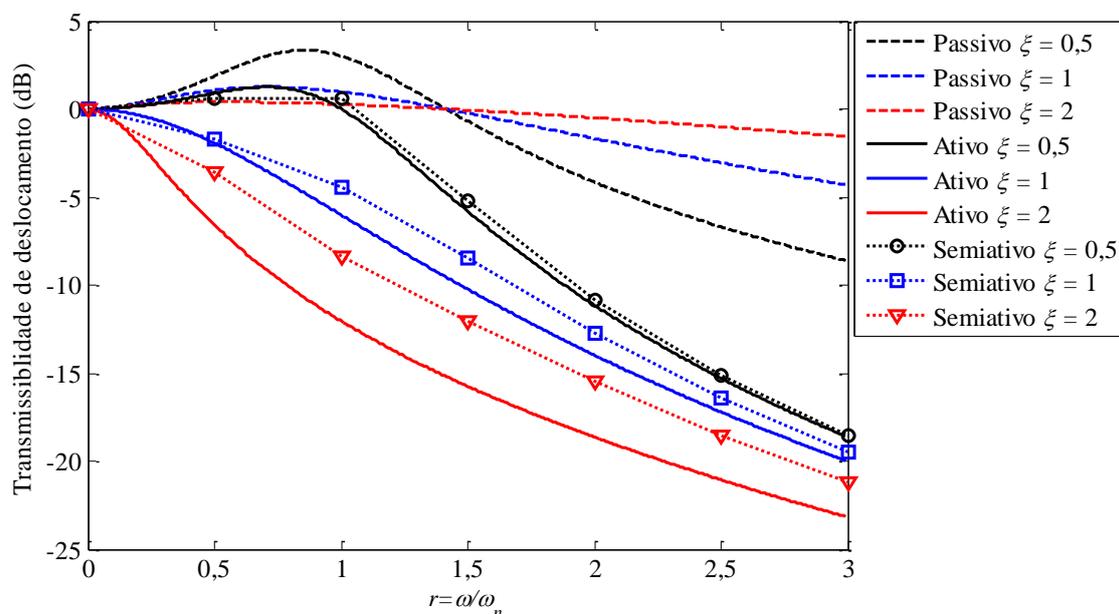


Figura 30 - Transmissibilidade de deslocamento dos sistemas passivo, ativo e semiativo com fatores de amortecimento de 0,5, 1 e 2 em função de r .

No gráfico da Figura 30 é possível observar que o sistema passivo apresenta desempenho inferior dentre os três avaliados, tanto porque não é capaz de atenuar vibrações em baixa frequência, como porque apresenta um desempenho inadequado em alta frequência quando se atribui um fator de amortecimento capaz de atenuar

substancialmente o sistema na região de operação próxima à frequência natural do mesmo. Nota-se que, se o coeficiente de amortecimento for 2, há um melhor desempenho na proximidade da frequência natural do sistema quando comparado ao mesmo sistema com fator de amortecimento inferior. No entanto, aumentar o fator de amortecimento para melhorar o desempenho na frequência natural deteriora o desempenho em altas frequências. Logo, a especificação do fator de amortecimento apresenta compromisso entre estes fatores no sistema passivo, representando uma maior limitação do mesmo.

O sistema semiativo apresenta um desempenho intermediário entre o sistema passivo e o ativo. Aproxima-se, no entanto, mais do desempenho do sistema ativo, principalmente no que diz respeito à resposta do sistema a frequências elevadas. Por ser um sistema que não consome energia, este é muitas vezes preferido em relação ao sistema ativo, uma vez que pode apresentar um desempenho semelhante.

Por fim, o sistema ativo apresenta o melhor desempenho dentre os três avaliados, uma vez que apresenta a melhor resposta geral para o mesmo fator de amortecimento. Entretanto, este é um sistema mais complexo, pois exige uma fonte externa de energia para operar e requer controle aplicado com pequenos tempos de resposta e elevada capacidade de processamento.

A análise da transmissibilidade de deslocamento não é necessária para a obtenção dos requisitos do atuador a ser projetado, no entanto, ela representa uma importante ferramenta que pode auxiliar na decisão da técnica de atuação a ser implementada para superar um determinado problema de vibração.

3.4 DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA DE ATUADOR ELETROMAGNÉTICO

Embora a ideia geral da metodologia proposta seja aplicável para a concepção de uma vasta gama de atuadores lineares, existem peculiaridades aplicadas à parametrização, discutido na Seção 3.5, inerente aos modelos térmicos e eletromagnéticos para um passo polar, que são exclusivos de cada topologia de atuador linear. Por este motivo, a definição da topologia de atuador deve ser um passo no processo de concepção.

A seleção da topologia de atuador pode depender, por exemplo, da aplicação, do desempenho do atuador ou do custo. Dentre as categorias de atuadores lineares, aqueles com formato tubular apresentam características favoráveis, como ausência de cabeças de bobina, uma vez que toda extensão dos enrolamentos é ativa, e formato compacto para aplicação em locais com baixa disponibilidade de espaço (MARTINS et al., 2006; GYSEN et al., 2009). Sobretudo, para aplicação em atenuação de vibração existem características desejáveis no que diz respeito ao desempenho e que podem ser descritas de forma qualitativa de acordo com a Tabela 1. Nesta tabela, as características de desempenho são comparadas entre cinco topologias de atuadores eletromagnéticos lineares.

Segundo a Tabela 1, é desejável que a massa móvel do atuador seja tão baixa quanto possível, pois desta forma o dispositivo consegue atingir maiores níveis de aceleração e melhora a reposta dinâmica do sistema.

É desejável que o atuador apresente baixo nível de perdas magnéticas, que são resultantes de efeitos histeréticos e decorrentes de correntes induzidas nos materiais ferromagnéticos que reduzem o rendimento do dispositivo. As perdas por correntes

induzidas são indesejáveis em especial, pois ocasionam uma força de natureza magnética que age no sentido de oposição ao movimento. Esta força insere um amortecimento intrínseco no sistema que, em geral, é indesejável. Além disso, as perdas magnéticas, assim como as perdas ôhmicas, resultam em aquecimento do dispositivo, o que acaba limitando a potência útil do mesmo.

Uma elevada densidade de potência é desejável, pois assim é possível conceber dispositivos que atendam às especificações com um volume relativo menor. Esta característica é especialmente interessante quando o espaço disponível para a instalação do atuador é limitado, como, por exemplo, em aplicações veiculares.

A força de relutância é indesejável, pois ela provoca uma ondulação na força produzida pelo atuador, a qual pode introduzir no sistema vibrações indesejáveis de frequências elevadas. Embora a ondulação de força não esteja associada somente à força de relutância, ela pode ser significativamente afetada pela mesma. De maneira geral, a força de relutância está presente em dispositivos com ranhuras, enquanto que dispositivos sem ranhura não a apresentam.

Em máquinas rotativas, o fenômeno equivalente à força de relutância é o conjugado de relutância, que por sua vez é geralmente amenizado por meio da inclinação das ranhuras ou por uma escolha entre a relação do número de ranhuras e número de polos da máquina que minimize esse efeito. Em máquinas lineares planas a inclinação das ranhuras pode ser facilmente empregada, e, portanto, ajuda a minimizar a força de relutância. Entretanto, em máquinas lineares tubulares ou cilíndricas, a inclinação das ranhuras é de difícil implementação prática. Em atuadores lineares tubulares síncronos de ímãs permanentes pode-se também realizar a inclinação dos ímãs

permanentes, embora esta técnica também seja de difícil implementação prática (GYSEN et al., 2011b).

A escolha de uma relação entre o número de ranhuras e o número de polos é uma das técnicas mais facilmente aplicáveis em atuadores cilíndricos ou tubulares. Vale destacar que, embora a implementação de alguma técnica de atenuação da força de relutância seja aplicável, esta reduz a força axial produzida pelo dispositivo quando comparada com uma configuração equivalente que não apresenta tal técnica de atenuação.

Tabela 1 - Quadro comparativo entre diferentes topologias de atuadores lineares com respeito às características desejáveis de um dispositivo para aplicação em atenuação de vibração.

Topologia /Característica	Massa móvel	Perdas magnéticas	Densidade de força	Força de relutância
Atuador linear de indução	Alta	Altas	Pequena	Nula em vazio. Existente com carregamento elétrico.
Atuador linear de relutância	Alta	Altas	Pequena	Nula
Síncrono de ímãs permanentes sem ranhuras	Alta se não for Halbach. Média com Halbach	Médias	Média	Nula
Síncrono de ímãs permanentes com ranhuras	Elevada se não for Halbach. Média com Halbach	Altas	Alta	Alta
Bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach	Pequena	Pequenas	Alta	Nula
Característica desejável	Pequena	Nulas	Alta	Nula

A partir da análise da Tabela 1 é possível inferir que, das topologias comparadas, a que apresenta as características mais próximas às desejáveis para aplicação em

atenuação de vibrações em todos os aspectos mencionados é a topologia de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach. A Figura 31(a) apresenta este atuador em uma configuração de quatro polos, utilizado para exemplificação, e mostra os componentes estruturais do mesmo. Na Figura 31(b) são apresentadas as variáveis dimensionais que devem ser definidas, sendo que as setas sobre os ímãs permanentes representam o sentido de magnetização dos mesmos e a indicação das polaridades das bobinas trifásicas da armadura.

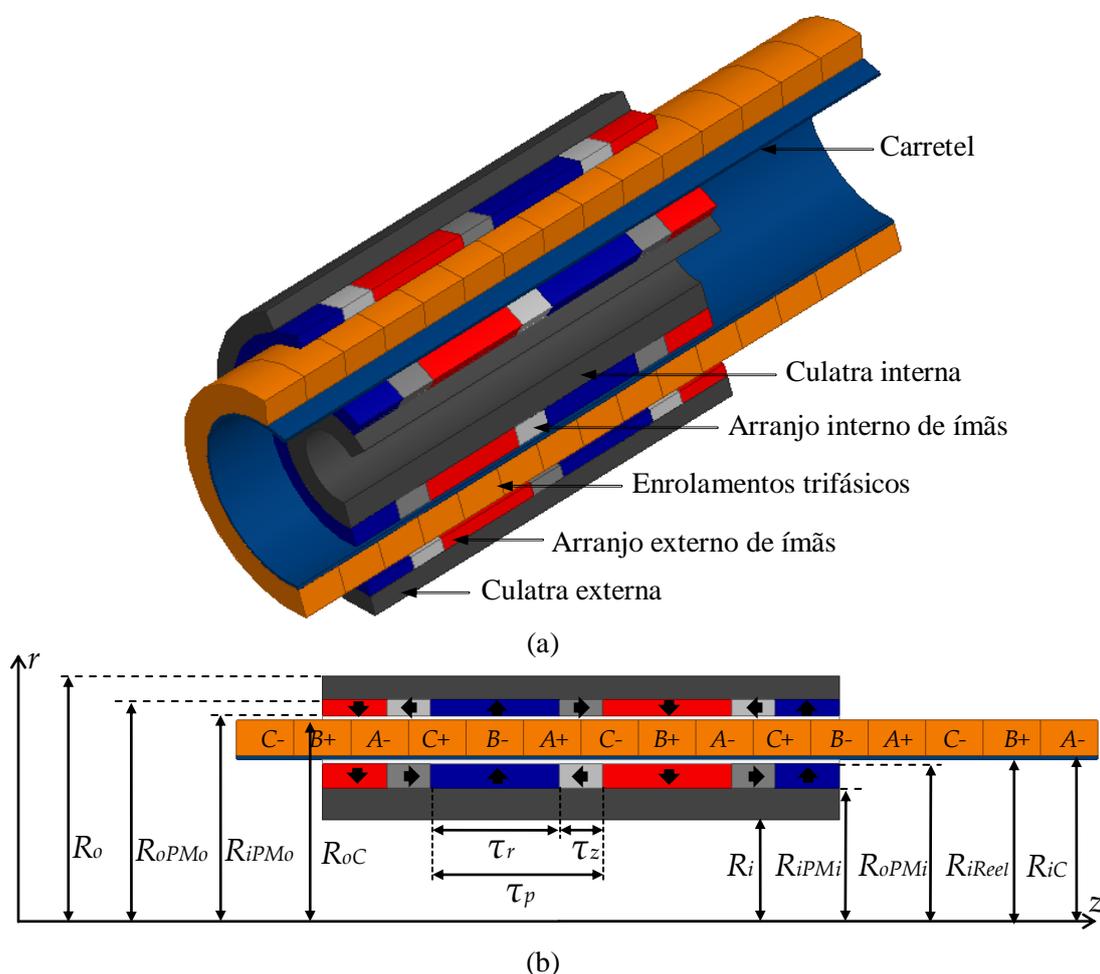


Figura 31 - Atuador linear tubular de bobina móvel de quatro polos com duplo arranjo de quase-Halbach (a) seção de uma vista isométrica com indicação dos elementos que compõem o atuador e (b) vista bidimensional de uma seção simétrica em relação ao eixo axial indicando variáveis dimensionais, sentido de magnetização dos ímãs permanentes e polaridade dos enrolamentos trifásicos.

Os aspectos que tornam esta configuração atraente, quando comparada com outros atuadores tubulares são os seguintes:

- a bobina móvel apresenta massa reduzida quando comparada com atuadores de ímãs permanentes móveis e/ou com núcleos ferromagnéticos móveis;

- as perdas ferromagnéticas são aproximadamente nulas, pois não há movimento relativo entre os núcleos ferromagnéticos (culatras) e os ímãs permanentes;

- o arranjo de quase-Halbach em ambos os lados dos enrolamentos aumenta a densidade do fluxo no entreferro magnético, o que resulta em uma densidade de força relativamente elevada. Os altos níveis de densidade de fluxo podem ser explicados pelo fato de que o arranjo quase-Halbach concentra fluxo no lado de interesse e reduz o de fuga local, ou seja, aquele dos ímãs permanentes para as culatras, enquanto que o duplo arranjo ajuda a diminuir o fluxo disperso interpolar;

- não há força de relutância, pois não existem ranhuras, o que não requer implementação de métodos de atenuação.

Os duplos arranjos de quase-Halbach contribuem para diminuir a distorção harmônica da componente radial da densidade de fluxo no entreferro magnético do dispositivo, auxiliando, portanto, na redução da ondulação de força sem a necessidade de utilizar alguma técnica de atenuação para reduzir este fenômeno, como, por exemplo, uso de bobinagem com passo fracionário.

Como aspectos negativos desta topologia pode-se citar a necessidade de um elevado volume relativo de ímãs permanentes, dificuldade de construção e baixa capacidade de troca térmica se não for utilizado algum método de troca térmica forçada.

O volume elevado de ímãs permanentes resulta em um dispositivo de custo relativo mais elevado, principalmente quando os ímãs empregados são de terras raras,

como NdFeB ou SmCo. No entanto, em aplicações dedicadas o desempenho é muitas vezes priorizado em detrimento do custo.

A dificuldade de construção está relacionada principalmente com a montagem dos arranjos de quase-Halbach devido à segmentação dos ímãs permanentes com magnetização radial e devido à elevada força que surge entre os arranjos interno e externo quando existe excentricidade na montagem dos arranjos. Essa dificuldade pode ser amenizada se houver um planejamento adequado das etapas de montagem.

A baixa capacidade de troca térmica por meios naturais é inerente a esta topologia, pois o elemento no qual está localizada a principal fonte de calor, isto é, os enrolamentos onde ocorrem as perdas ôhmicas, não está em contato com um bom condutor de calor, apenas com o ar do entreferro mecânico externo e com o carretel, que, por sua vez, para fins eletromagnéticos, precisa apresentar baixa condutividade elétrica e permeabilidade magnética relativa aproximadamente unitária. Geralmente um material com baixa condutividade elétrica também apresenta baixa condutividade térmica. Ainda assim, como a espessura do carretel é relativamente pequena, e este está em contato somente com o ar do entreferro mecânico interno, a capacidade de troca não seria alterada se o mesmo fosse um bom condutor térmico. No entanto, se for aplicado um fluxo de ar forçado passando pelos entreferros mecânicos, a capacidade de troca térmica pode ser significativamente melhorada, conforme discutido na Seção 3.10.

Portanto, neste trabalho será aplicada a metodologia de projeto proposta no desenvolvimento de um atuador tubular trifásico de bobina móvel e duplo arranjo de quase-Halbach, mostrado na Figura 31, que deve atender às especificações discutidas na Seção 3.3, para ser aplicado na atenuação de um sistema mecânico oscilatório com um grau de liberdade e excitação harmônica de base.

3.5 CONSTRUÇÃO E SIMULAÇÃO DO MODELO PARAMÉTRICO BIDIMENSIONAL PARA UM PASSO POLAR

O modelo que representa o comportamento eletromagnético do dispositivo pode ser numérico, geralmente desenvolvido em *softwares* de elementos finitos, ou analítico. Os modelos numéricos, de forma geral, podem apresentar grau de precisão maior que os modelos analíticos, pois os últimos geralmente aplicam simplificações para que o equacionamento não se torne exageradamente complexo. Conforme discutido a seguir, a modelagem do atuador definido como estudo de caso pode ser bidimensional, o que torna os modelos numéricos atrativos, pois requerem menor tempo de processamento e permitem obter resultados de forma rápida e precisa. Portanto, será empregado um modelo numérico, baseado em elementos finitos, para estudar o comportamento eletromagnético considerando um passo polar do dispositivo. No entanto, a fim de validar os resultados numéricos e a fim de disponibilizar uma alternativa para futuras implementações, desenvolveu-se também o modelo eletromagnético analítico do dispositivo no Capítulo 4 deste trabalho.

A parametrização do modelo é essencial, uma vez que permite a variação dos parâmetros dimensionais que define a topologia do atuador. Por meio de relações geométricas e de resultados de simulação para cada variação geométrica, é possível analisar o comportamento das diversas figuras de mérito para avaliar o desempenho do dispositivo em termos de sensibilidade e interdependência de variáveis.

O atuador tubular de bobina móvel e duplo arranjo de quase-Halbach apresenta simetria axial, que possibilita que uma modelagem bidimensional seja empregada, uma vez que assim é possível avaliar a distribuição espacial da densidade de fluxo magnético. Segundo a metodologia proposta, apenas um passo polar do dispositivo é

modelado. A partir da densidade de força obtida para um polo é possível determinar qual o comprimento axial ativo do dispositivo é necessário para atender as especificações.

O modelo bidimensional em elementos finitos para um passo polar foi construído no pacote comercial Ansys Maxwell® V16.2.0. As condições de contorno nas fronteiras axiais do modelo foram definidas como simetria mestre/escravo, ou seja, $B_{slave} = -B_{master}$. Assim, a distribuição espacial do campo nestas regiões comporta-se como se existissem polos vizinhos infinitos. Esta abordagem negligencia efeitos de extremidade presentes em atuadores lineares. No entanto, nesta fase, o número de polos do dispositivo a ser concebido não é conhecido, então, fenômenos como o efeito de extremidade não devem ser considerados.

O primeiro passo na construção do modelo é a identificação das variáveis geométricas que definem a topologia apresentada na Figura 31. É importante considerar inicialmente que o volume ativo de um passo polar está delimitado pelo raio interno dos ímãs permanentes do arranjo interno R_{iPMi} , pelo raio externo dos ímãs permanentes do arranjo externo R_{oPMo} e pelo passo polar τ_p .

As variáveis paramétricas do modelo podem ser atribuídas com base em relações particulares do dispositivo que respeitem os limites impostos pelo volume ativo do dispositivo. Portanto, nesta seção são descritas as variáveis paramétricas e como estas estabelecem relações que permitem determinar cada variável geométrica do modelo.

A primeira variável paramétrica estabelecida é a razão entre o comprimento axial dos ímãs permanentes com magnetização radial τ_r e o comprimento axial de um passo polar τ_p , ou seja, τ_r/τ_p . A partir desta variável paramétrica é possível estabelecer uma

relação dependente para o comprimento axial dos ímãs com magnetização axial τ_z , ou seja,

$$\tau_z = \left(1 - \frac{\tau_r}{\tau_p}\right) \tau_p. \quad (33)$$

Em um dispositivo cilíndrico de comprimento finito, no qual o volume ativo é delimitado pelo raio interno com $R_{iPMi} = 0$, é possível estabelecer uma relação entre o comprimento axial e o raio do mesmo. Esta relação pode ser chamada de fator de forma n_{form} , e, neste caso, é dado por

$$n_{form} = \frac{\tau_p}{R_{oPMo}}. \quad (34)$$

Quando se trata de um dispositivo tubular, como é o caso do atuador em estudo, onde $R_{iPMi} > 0$, o fator de forma pode ser redefinido de forma que uma comparação entre os casos volumétricos cilíndrico e em forma de anel possam ser mantidos. Neste caso calcula-se um raio externo equivalente e o fator de forma pode ser redefinido como

$$n_{form} = \frac{\tau_p}{\sqrt{(R_{oPMo}^2 - R_{iPMi}^2)}}. \quad (35)$$

O resultado da expressão para (35) é adimensional e permite a comparação de dispositivos com diferentes escalas. O fator de forma é adequado para a utilização como uma variável paramétrica porque ele condensa a contribuição de todas as variáveis dimensionais que definem o volume ativo de um passo polar do dispositivo.

A próxima variável paramétrica é dada pela razão entre o comprimento radial da bobina $L_{rCoil} = (R_{oC} - R_{iC})$ e o comprimento radial total da região ativa $(R_{oPMo} - R_{iPMi})$. Esta variável paramétrica, definida como N_{CPMs} , representa uma relação direta entre o

volume de bobina e o volume de ímãs permanentes. Desta forma, o comprimento radial da bobina pode ser definido por

$$L_{rCoil} = N_{CPMs} (R_{oPMo} - R_{iPMi}). \quad (36)$$

O comprimento radial entre os ímãs do arranjo interno e externo não precisa ser necessariamente igual, portanto, a próxima variável paramétrica, denominada N_{PMi} , é estabelecida como sendo a razão entre o comprimento radial dos ímãs permanentes do arranjo interno ($R_{oPMi} - R_{iPMi}$) e o comprimento radial total dos ímãs permanentes ($R_{oPMo} - R_{iPMo} + R_{oPMi} - R_{iPMi}$). A partir da variável paramétrica N_{PMi} , e considerando as variáveis previamente estabelecidas, é possível determinar o raio externo do arranjo interno de ímãs permanentes e o raio interno do arranjo de ímãs permanentes externo, respectivamente por

$$\begin{cases} R_{oPMi} = R_{iPMi} + N_{PMi} (R_{oPMo} - R_{iPMi} - M_{Ci} - L_{rReel} - L_{rCoil} - M_{Co}) \\ R_{iPMo} = R_{oPMo} - (1 - N_{PMi}) (R_{oPMo} - R_{iPMi} - M_{Ci} - L_{rReel} - L_{rCoil} - M_{Co}) \end{cases}, \quad (37)$$

onde $M_{Ci} = (R_{iReel} - R_{oPMi})$ é o comprimento radial do entreferro mecânico interno, $M_{Co} = (R_{iPMo} - R_{oC})$ é o comprimento radial do entreferro mecânico externo e $L_{rReel} = (R_{iC} - R_{iReel})$ é o comprimento radial do carretel. As variáveis geométricas M_{Ci} , M_{Co} e L_{rReel} são discutadas na Subseção 3.5.3.

A última variável paramétrica, aqui denominada de “fator das culatras”, n_{BI} , não afeta as variáveis geométricas da região ativa, estabelecendo somente uma relação que permite determinar os comprimentos radiais das culatras externa e interna. A presença de fluxo nas culatras é proporcional ao comprimento axial dos ímãs de magnetização radial, ou seja, quanto maior o valor da variável paramétrica τ_r/τ_p , maior o fluxo magnético nas culatras. Portanto, estabeleceu-se uma relação que leva em conta esta proporcionalidade de forma que n_{BI} é igual à razão entre a área da seção transversal da

culatra interna e a área superficial de metade do ímã permanente do arranjo interno com magnetização radial em contato com a culatra. De forma análoga, n_{BI} também é definida como a razão entre a área da seção transversal da culatra externa e a área superficial de metade da superfície do ímã permanente do arranjo externo com magnetização radial em contato com a culatra externa. Desta forma, o raio interno da culatra interna e o raio externo da culatra externa podem ser determinados, respectivamente, por

$$\begin{cases} R_i = \sqrt{R_{iPMi}^2 - n_{BI} R_{iPMi} \tau_r} \\ R_o = \sqrt{R_{oPMo}^2 + n_{BI} R_{oPMo} \tau_r} \end{cases} \quad (38)$$

A variável paramétrica n_{BI} pode ser inicialmente estimada com base nas propriedades magnéticas dos materiais. Para dispositivos com armaduras sem núcleo e arranjos de quase-Halbach, pode-se aplicar a seguinte regra:

$$\frac{B_r}{2B_{sat}} \leq n_{BI} \leq \frac{B_r}{B_{sat}}, \quad (39)$$

onde B_r é a densidade de fluxo máximo remanescente dos ímãs permanentes e B_{sat} é a densidade de fluxo de saturação do material ferromagnético das culatras. A relação (39) garante que não ocorre saturação excessiva no material ferromagnético, pois leva em conta propriedades dos ímãs e das culatras e foi obtida por meio de observação de resultados numéricos de atuadores com arranjos de quase-Halbach. Se as culatras forem removidas da topologia, um decréscimo de 10% pode ser observável na densidade de força total do dispositivo (ECKERT; WILTUSCHNIG; FLORES FILHO, 2015).

Com exceção das variáveis definidas na Subseção 3.5.3, todas as demais variáveis geométricas que são mostradas na Figura 31(b) podem ser determinadas a partir das variáveis paramétricas definidas na presente seção.

A Figura 32 apresenta visualmente a influência da varredura das variáveis paramétricas em termos de seus valores extremos avaliados de acordo com a Tabela 2, que, por sua vez, apresenta as variáveis paramétricas, a faixa avaliada e o passo de cada uma delas empregados durante as simulações. Esta varredura das variáveis permitiu identificar pontos de máximo e, através de inspeção visual, observar a sensibilidade que estas apresentam em termos dos objetivos de projeto.

Através de uma análise comparativa da Figura 32(a) com a Figura 32(b), é possível observar que N_{CPMs} não altera o volume ativo nem o volume de material ferromagnético das culatras, mas altera a relação entre volume de bobina e volume de ímãs permanentes.

A variável N_{PMi} , observável na Figura 32(c) e Figura 32(d), também não altera o volume ativo e o volume de culatras, mas modifica a relação entre o volume de ímãs do arranjo interno e externo, sem alterar o comprimento radial total da bobina e dos ímãs.

A variável τ_r/τ_p , visível na Figura 32(e) e Figura 32(f), não modifica o volume ativo nem a relação entre volume de bobina e de ímãs, tampouco a relação entre o volume de ímãs internos e externos, mas altera a relação entre volume de ímãs de magnetização radial e axial simultaneamente nos dois arranjos. Vale ressaltar que esta variável afeta o volume de material ferromagnético das culatras.

A única variável que afeta o volume ativo do dispositivo é n_{form} , conforme mostram a Figura 32(g) e a Figura 32(h). Essa alteração se dá variando o comprimento axial do passo polar τ_p . A relação entre volume de bobinas e de ímãs permanentes não é afetada nem a relação entre o volume de ímãs dos arranjos interno e externo. No entanto, como a área da superfície dos ímãs de magnetização radial é modificada, o volume de material ferromagnético das culatras também é afetado.

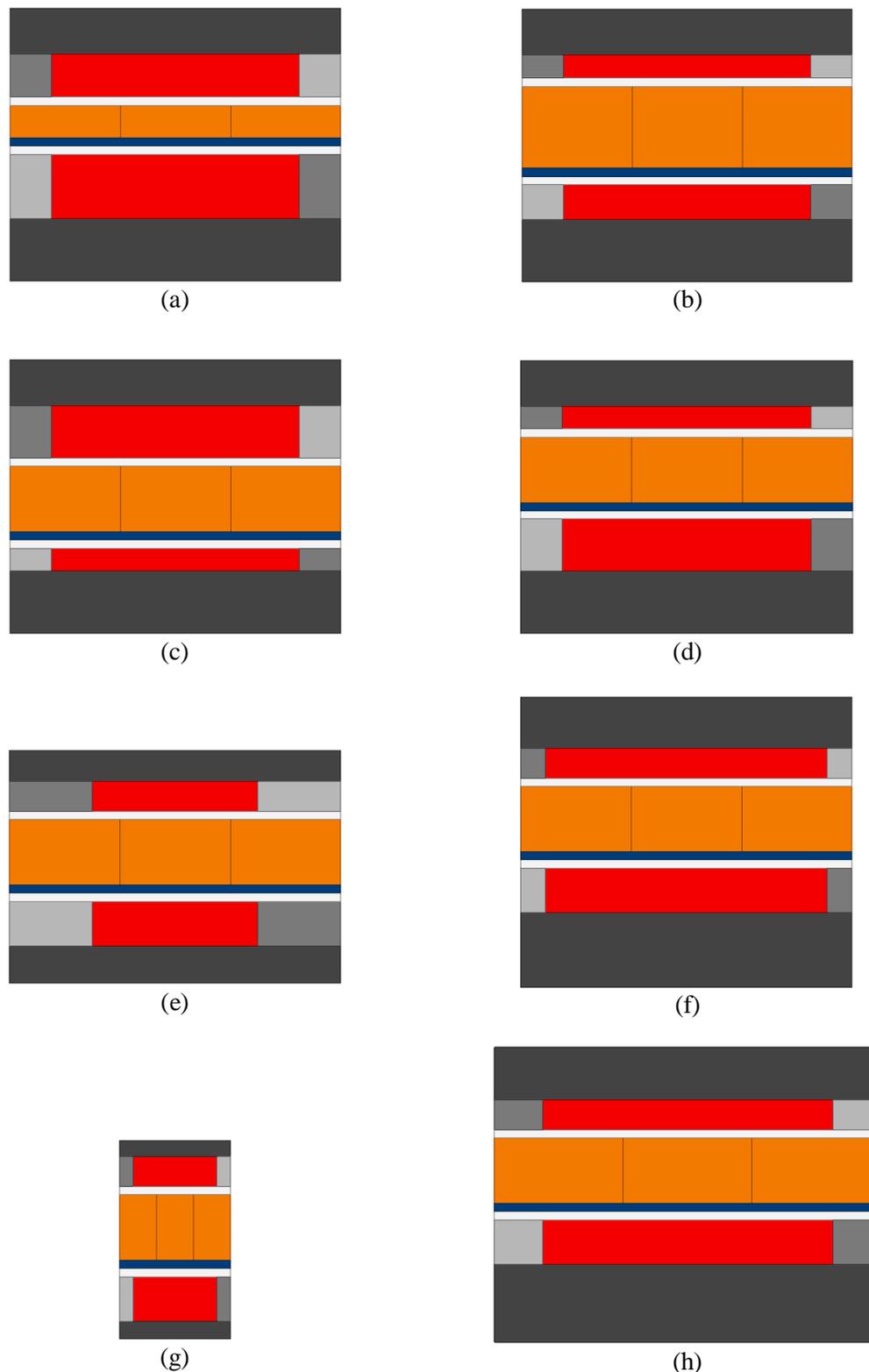


Figura 32 - Modelos paramétricos bidimensionais de um passo polar que apresenta os limites de variação dos parâmetros de acordo com a Tabela 2 mantendo constantes R_{iPMi} e R_{oPMo} . Variações (a) $N_{CPMs} = 0,2$, (b) $N_{CPMs} = 0,5$, (c) $N_{PMi} = 0,3$, (d) $N_{PMi} = 0,7$, (e) $\tau_r/\tau_p = 0,5$, (f) $\tau_r/\tau_p = 0,85$, (g) $n_{form} = 0,4$, e (h) $n_{form} = 1,4$. Enquanto uma variável paramétrica é variada as demais são mantidas constantes com $N_{CPMs} = 0,4$, $N_{PMi} = 0,6$, $\tau_r/\tau_p = 0,75$, e $n_{form} = 1,2$. A variável n_{BI} também é mantida constante e igual a 0,4 em todos os casos.

Tabela 2 - Variáveis paramétricas do modelo para um passo polar, faixa avaliada e passo.

Variável paramétrica	Faixa avaliada	Passo
N_{CPMs}	0,2 - 0,5	0,05
N_{PMi}	0,3 - 0,7	0,1
τ_r/τ_p	0,5 - 0,85	0,05
n_{form}	0,4 - 1,4	0,1

É importante notar que a variável n_{form} afeta diretamente o número de polos do atuador, que é determinado segundo procedimentos apresentados na Seção 3.8 para o modelo desacoplado e na Seção 3.19 para o modelo acoplado.

Com a finalidade de determinar a força axial produzida pelo dispositivo, resta ainda definir como deve ser realizada a excitação elétrica para fins de simulação. Para isso é preciso notar inicialmente que se definiu o enrolamento como sendo de passo inteiro, pois uma bobina cobre exatamente 180 graus elétricos, e de camada simples conforme mostrado na Figura 31(b).

Considerando-se que o atuador em questão pode operar como um dispositivo síncrono, isto é, com a velocidade do movimento linear igual à velocidade do campo magnético transladante, pode-se definir uma excitação senoidal dependente da posição relativa entre a armadura e o campo estático produzido pelos ímãs permanentes, de tal forma que a corrente por fase nas bobinas pode ser definida como

$$\begin{cases} I_A = \sqrt{2}J_{rms}A_{cond}F_f \text{sen}(\theta_e) \\ I_B = \sqrt{2}J_{rms}A_{cond}F_f \text{sen}\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right), \\ I_C = \sqrt{2}J_{rms}A_{cond}F_f \text{sen}\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (40)$$

onde J_{rms} é a densidade eficaz de corrente, $A_{cond} = \tau_p L_{rCoil}/3$ é a área geométrica de condução de uma bobina por fase no modelo, F_f é o fator de ocupação dos

enrolamentos, estimado como sendo 0,6 (ECKERT, 2012), e θ_e é o ângulo elétrico dependente da posição em radianos. Por meio destas equações, a densidade de corrente aplicada ao modelo de elementos finitos produz a mesma força magnetomotriz que seria observada no caso experimental.

Da equação (40) é possível observar que neste caso as correntes não são dependentes do tempo, apenas de θ_e . Esta abordagem é suficiente para determinar a força produzida pelo modelo em uma condição estática, isto é, utilizando simulação numérica magnetostática. Portanto, basta definir a posição relativa entre o campo e a armadura p_z em função do ângulo elétrico como sendo

$$p_z = \frac{\tau_p \theta_e}{\pi}. \quad (41)$$

Por meio das equações (40) e (41), é possível determinar qual o valor de θ_e para uma posição relativa qualquer. Para a posição relativa mostrada na Figura 31(b), por exemplo, considerando o sentido de magnetização e a polarização informados, o ângulo θ_e deveria ser $-\pi/6$ radianos para produzir força axial na armadura no sentido axial positivo e $5\pi/6$ radianos para produzir força axial na armadura no sentido axial negativo. Por conseguinte, os campos gerados estariam em quadratura, produzindo a força máxima em relação à corrente aplicada.

3.5.1 Propriedades Eletromagnéticas dos Materiais

As propriedades dos materiais utilizados no domínio eletromagnético são definidas como o padrão da biblioteca do *software* de elementos finitos empregado (Ansys Maxwell® V.16.2.0), com valores dados a temperatura de 25 °C. O material definido para os ímãs permanentes é o NdFeB sinterizado N35 com indução remanescente à temperatura supracitada $B_{r(T0)} = 1,23$ T, campo coercitivo à mesma

temperatura $H_{c(T0)} = -890$ kA/m e permeabilidade magnética relativa $\mu_r = 1,099$. As culatras ferromagnéticas são definidas como sendo de aço 1010 com sua respectiva curva BH não linear, cuja curva é mostrada no Anexo A. O material das bobinas é cobre recozido com condutividade $\sigma_{cobre} = 5,8 \times 10^7$ S/m e $\mu_r = 0,999991$ a temperatura de 25 °C. O carretel é um material que suporta temperaturas superiores àquela suportada pelos enrolamentos, apresentando condutividade elétrica aproximadamente nula e permeabilidade relativa aproximadamente unitária, definido como fibra de vidro com resina epóxi, material FTVE-G10 (FENOTECH LTDA, 2015).

3.5.2 Carregamento elétrico

O carregamento elétrico inicial deve ser uma estimativa da densidade de corrente eficaz aplicável em operação contínua. A partir desta estimativa é que será possível determinar o volume ativo do atuador e suas dimensões, sem considerar restrições térmicas. Se houver informações prévias sobre o carregamento elétrico para uma dada topologia de atuador, com base em dados empíricos ou com base em estudos de transferência de calor, pode-se também aplicar estes dados. Vale ressaltar que, quanto mais aproximada é a estimativa inicial, menor será o número de passos necessários para obter a configuração final do dispositivo.

Para máquinas rotativas convencionais, como máquinas síncronas e máquinas rotativas com rotor interno, a informação do carregamento elétrico aplicável está disponível em referências bibliográficas, como por exemplo, (PYRHONEN; JOKINEN; HRABOVCOVA, 2008). Por outro lado, para atuadores lineares com sistemas de transferência de calor complexo existe pouca informação disponível sobre o carregamento elétrico aplicável.

Como se trata de uma topologia de atuador pouco explorada, sem informações sobre análises térmicas disponíveis, assumiu-se no presente caso que a densidade de corrente eficaz é aproximadamente aquela dada em tabela de fabricantes de condutores (METALCORTE, 2005), ou seja, $J_{rms} = 3 \text{ A/mm}^2$, o que representa uma aproximação inicial e conservadora.

3.5.3 Restrições Dimensionais

As restrições dimensionais aplicadas ao modelo estão sumarizadas na Tabela 3 e são discutidas a seguir.

Tabela 3 - Variáveis dimensionais do modelo e seus respectivos valores e restrições.

Variável dimensional	Valores e Restrições
Raio interno do arranjo de ímãs internos (R_{iPMi})	18 mm
Raio externo do arranjo de ímãs externos (R_{oPMo})	38 mm
Entreferro mecânico interno e externo (M_{Ci} e M_{Co})	1 mm
Comprimento radial do carretel (L_{rReel})	1 mm
Comprimento radial dos ímãs dos arranjos interno e externo	$\geq 3 \text{ mm}$
Fator das culatras (n_{Bl})	0,4

Os ímãs permanentes, em formato de anel, apresentam limitação aplicada ao raio interno do arranjo interno R_{iPMi} e ao raio externo do arranjo externo R_{oPMo} . Com a atribuição de um valor constante a essas variáveis, limita-se radialmente a região ativa a ser analisada.

A limitação aplicada a R_{iPMi} se justifica devido à necessidade de produzir magnetização radial, que é inviável se o raio for zero em se tratando de um cilindro. Adicionalmente, esta limitação é necessária para viabilizar a existência de um fluxo

gasoso para refrigeração do atuador, passando por um cilindro oco no centro do mesmo, conforme discutido na Seção 3.10.

A limitação aplicada a R_{oPMo} pode ser justificada devido a restrições de espaço físico onde o atuador deve ser instalado ou devido à restrição do magnetizador. No entanto, observando-se o fluxograma apresentado na Figura 12, é possível notar que, se algumas condições não são satisfeitas, novas restrições geométricas devem ser aplicadas, especialmente a R_{oPMo} ou a R_{iPMi} , dependendo da flexibilidade de cada uma delas.

Neste trabalho, o limite aplicado a R_{oPMo} é imposto pela capacidade do magnetizador, *X-Series* da Magnet Physik[®], disponível para magnetização dos ímãs permanentes, isto é, 38 mm.

Inicialmente, fixou-se o raio interno como sendo 18 mm, o que permite realizar a magnetização radial dos ímãs do arranjo interno e permite o uso de um cilindro oco no sentido axial para fluxo de ar, conforme discutido na Seção 3.10. Entretanto, se necessário, R_{iPMi} pode ser redimensionado durante o projeto.

Os entreferros mecânicos dependem de vários fatores, tais como: a folga mecânica dos rolamentos, as tolerâncias de fabricação, a expansão térmica dos materiais, etc. Neste trabalho, no entanto, os entreferros mecânicos interno M_{Ci} e externo M_{Co} foram definidos como constantes com um valor que é tipicamente encontrado na literatura e em catálogos de fabricantes e fornecedores de atuadores lineares.

A dimensão radial do carretel deve ser tão curta quanto possível, uma vez que a sua presença aumenta o entreferro magnético. Nesta topologia de atuador, o carretel se faz necessário para acomodar e proporcionar rigidez mecânica aos enrolamentos. O comprimento radial do carretel foi definido com base em simulação estática de tensão

mecânica realizada no software ANSYS Mechanical® V16.2. O resultado de uma simulação realizada para um carretel de fibra de vidro com resina epóxi FTVE-G10, com raio interno de 24 mm, comprimento radial de 1,0 mm, altura de 200 mm, com base em suas características mecânicas (FENOTECH LTDA, 2015), aplicando uma força no sentido axial de 120 N, é mostrado na Figura 33.

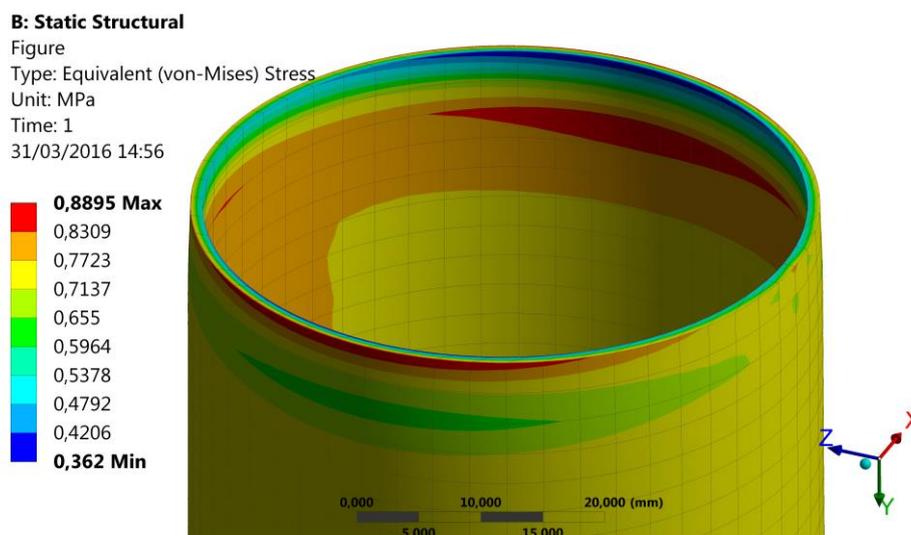


Figura 33 - Resultado de simulação em elementos finitos de estresse mecânico aplicado sobre um carretel de fibra de vidro com resina epóxi FTVE-G10 com força no sentido axial de 120 N.

Segundo os dados mecânicos fornecidos pelo fabricante, a tensão de escoamento do FTVE-G10 é de 413 MPa. Logo, de acordo com os resultados das análises, tem-se um fator de segurança de aproximadamente 464. Além disso, uma vez que as bobinas forem montadas sobre o carretel e a estrutura inteira for mergulhada em verniz, a rigidez do conjunto será incrementada quando comparada ao caso no qual somente o carretel é submetido ao esforço. O resultado de simulação mostra que o comprimento radial poderia ser inclusive inferior a 1 mm. No entanto, a fim de viabilizar a usinagem do mesmo, optou-se em manter o valor mencionado.

As restrições aplicadas aos comprimentos radiais dos ímãs permanentes foram discutidas em detalhe na Seção 3.9.

O fator das culatras n_{BI} foi definido de forma a satisfazer a condição (39) de tal forma que todos os resultados obtidos na Seção 3.6 e 3.16 empregam $n_{BI} = 0,4$. Isso garante que n_{BI} não afeta os resultados obtidos, pois não é observada saturação nos núcleos ferromagnéticos, e, assim, consegue-se limitar a dimensionalidade do problema, facilitando a análise. Se desejado, após definidas todas as demais variáveis, pode-se realizar uma simulação paramétrica a fim de procurar reduzir um volume excessivo de material ferromagnético nas culatras.

3.6 ANÁLISE PARAMÉTRICA DO MODELO ELETROMAGNÉTICO DESACOPLADO

A análise dos resultados de simulação usando gráficos bidimensionais ou tridimensionais de um espaço definido por quatro variáveis paramétricas, dadas na Tabela 2, além de densidade de força e ondulação de força, é uma tarefa extensa, a qual, no entanto, proporciona uma visão geral da influência e interdependência das variáveis paramétricas sobre os objetivos de projeto.

Uma abordagem para analisar os resultados em cinco dimensões é ilustrada na Figura 34, onde nos eixos horizontais e verticais estão localizadas as variáveis paramétricas N_{PMi} e τ_r/τ_p , respectivamente, e cada retângulo menor da matriz de resultados apresenta em seus eixos horizontais e verticais, as variáveis paramétricas n_{form} e N_{CPMs} , respectivamente. Na Figura 34, a vista com orientação de topo indica densidade de força proporcional à escala de cores. A densidade de força F_d , por sua vez, é definida como

$$F_d = \frac{F_{z1P}}{\pi \left(R_{oPMo}^2 - R_{iPMi}^2 \right) \tau_p}, \quad (42)$$

onde F_{z1P} é a força produzida no sentido axial pelo modelo de um passo polar. Essa forma de apresentação dos resultados foi realizada com a ferramenta Matlab[®], com base nos resultados obtidos por simulação no software de elementos finitos Ansys Maxwell[®]. Vale ressaltar que a Figura 34 apresenta os resultados para toda a combinação de variáveis paramétricas da Tabela 2, com seus respectivos passos de simulação, o que significa que esta figura contém o resultado de densidade de força de 2800 simulações.

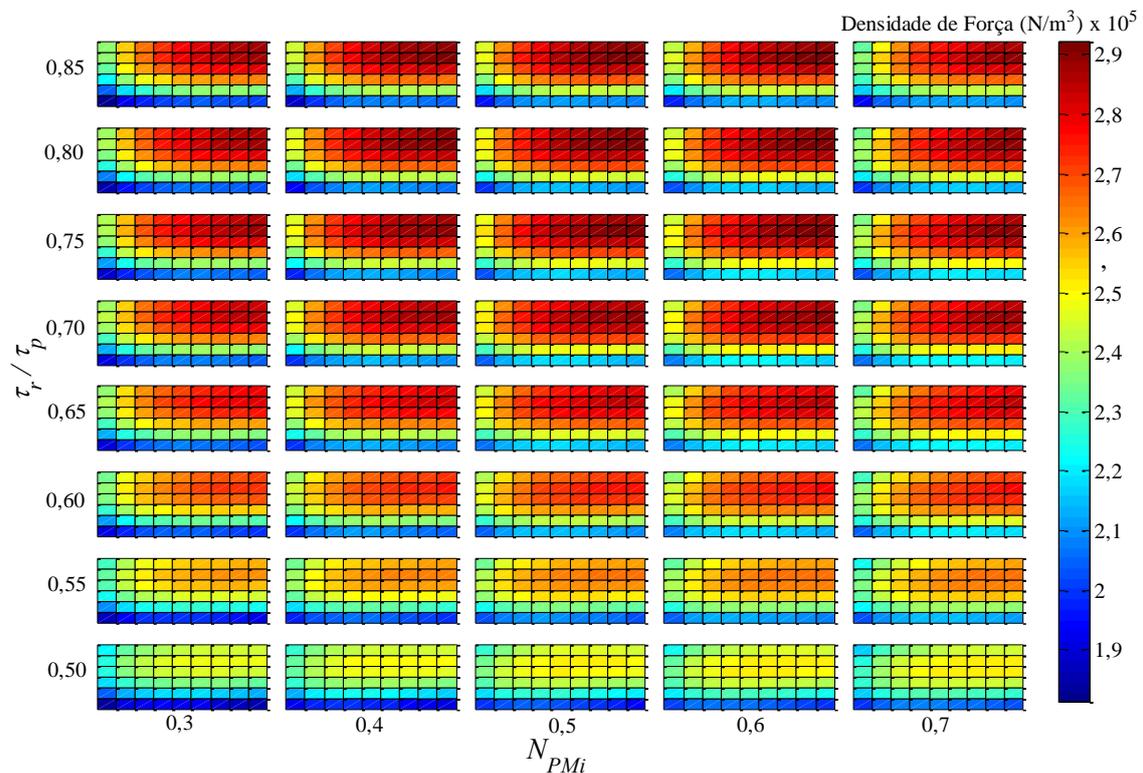


Figura 34 - Resultados de densidade de força para $J_{rms} = 3 \text{ A/mm}^2$ e $\theta_e = \pi/6$, do modelo desacoplado para quatro variáveis paramétricas: τ_r/τ_p , N_{PMi} , N_{CPMs} e n_{form} .

Como o modelo em elementos finitos é bidimensional com simetria *master/slave*, o tempo de simulação é relativamente baixo. Mesmo com um refinamento

da malha que limita o tamanho dos elementos em 0,2 mm na região do entreferro magnético, o que resulta em um modelo com aproximadamente 30.000 elementos, o tempo de simulação de um modelo é de aproximadamente 20 segundos.

Conforme mencionado, cada um dos retângulos da Figura 34 apresenta uma variação das variáveis paramétricas n_{form} , no eixo horizontal, e N_{CPMs} , no eixo vertical. Uma vista tridimensional de um destas combinações, aquela com $\tau_r/\tau_p = 0,75$ e $N_{PMi} = 0,60$, é mostrada na Figura 35.

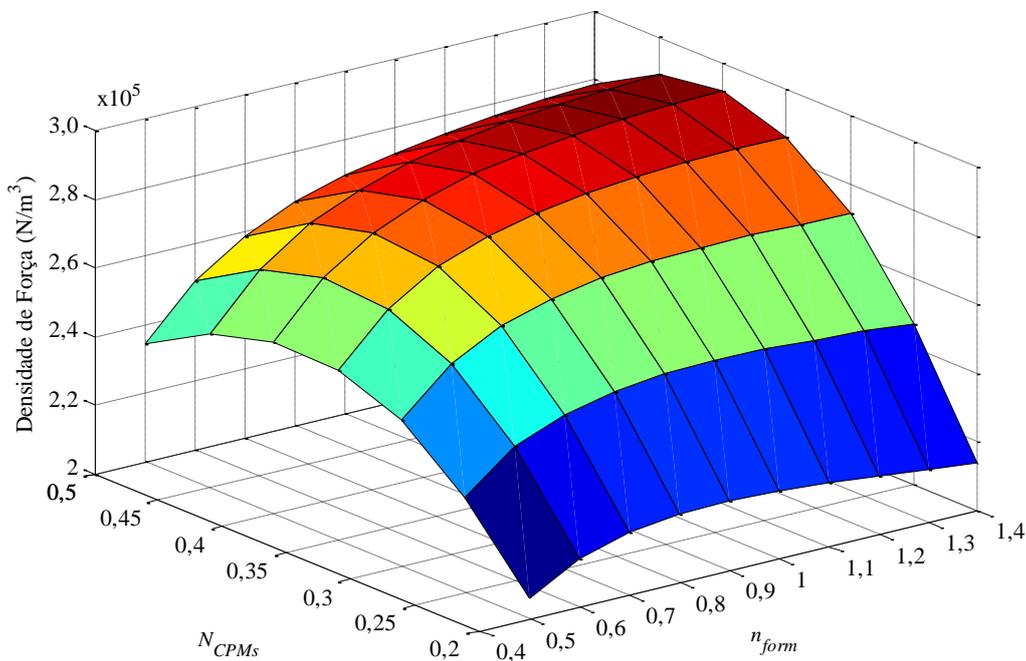


Figura 35 - Gráfico tridimensional com resultados de densidade de força do modelo desacoplado para duas variáveis paramétricas: N_{CPMs} e n_{form} . Resultados para $J_{rms} = 3 \text{ A/mm}^2$, $\theta_e = \pi/6$, $\tau_r/\tau_p = 0,75$ e $N_{PMi} = 0,60$.

A partir da análise da Figura 34, pode-se notar que a variável τ_r/τ_p tem maior influência sobre a densidade de força quando comparado a N_{PMi} . Verifica-se um aumento significativo da densidade de força quando, por exemplo, se compara $\tau_r/\tau_p = 0,85$ com $\tau_r/\tau_p = 0,50$, mantendo-se constante n_{form} , N_{CPMs} e N_{PMi} . Isto pode ser explicado pelo fato de que com o aumento de τ_r/τ_p também aumenta a proporção de ímãs

permanentes com magnetização radial. Assim, a componente radial de densidade de fluxo magnético na região das bobinas, que é a componente responsável por produzir força no sentido axial, aumenta. No entanto, esta tendência de aumento só se verifica para uma faixa variando entre 0,5 e aproximadamente 0,65. Para valores τ_r/τ_p superiores a 0,65, praticamente não há incremento, pois os polos adjacentes com magnetização radial começam a ficar próximos uns aos outros e assim começa a surgir fluxo interpolar tanto no arranjo interno como no externo.

Dentro da faixa observada para N_{PMi} , isto é, de 0,3 a 0,7, observa-se que ocorre pouca variação na densidade de força. A faixa de análise não foi estendida para respeitar a restrição aplicada ao comprimento radial dos ímãs permanentes, apresentada na Tabela 3. Entretanto, observa-se que N_{PMi} altera a relação entre o volume de ímãs permanentes e o volume de bobinas, conforme ilustra a Figura 36.

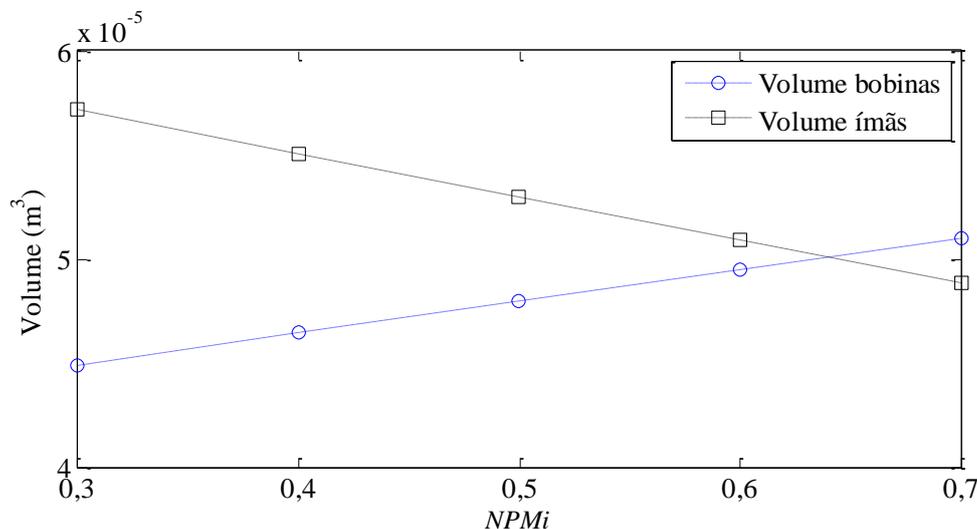


Figura 36 - Volume de bobinas e volume de ímãs permanentes para um passo polar em função de N_{PMi} com $N_{CPMs} = 0,4$ e $n_{form} = 1,0$.

Se a densidade de força não é afetada por N_{PMi} , a escolha deste parâmetro pode-se dar em função de outros aspectos de projeto, como, por exemplo, custo ou rendimento.

Um $N_{PMi} = 0,3$ apresenta menor volume de bobinas para uma força equivalente, logo apresenta maior rendimento, por outro lado, $N_{PMi} = 0,7$ apresenta o menor volume de ímãs permanentes e, portanto, menor custo. Tanto a diminuição de custo como o aumento de rendimento são desejáveis, no entanto, no que diz respeito à variável paramétrica N_{PMi} , são conflitantes.

A partir da Figura 34, e com mais detalhe na Figura 35, é possível deduzir que a variável paramétrica N_{CPMs} apresenta uma influência mais significativa sobre a densidade de força do que a variável n_{form} .

A variável N_{CPMs} regula a relação entre o carregamento elétrico e o carregamento magnético, e, por conta disso, tem uma relação de compromisso que, para o caso desacoplado, fornece o maior valor para $N_{CPMs} = 0,4$.

A densidade de força apresenta um valor relativo mais baixo para n_{form} compreendido em uma faixa que varia de 0,4 a aproximadamente 0,8. Acima deste valor de n_{form} , a densidade de força se mantém praticamente inalterada. Isso ocorre porque, para valores relativos mais baixos de n_{form} , ocorre um incremento de fluxo magnético disperso gerado pelo fluxo interpolar, pois a distância entre os polos adjacentes com magnetização radial diminui, e desta forma também a relutância magnética.

A Figura 37(a) apresenta as linhas de fluxo na região do entreferro magnético para $n_{form} = 1,0$, enquanto a Figura 37(b) apresenta as linhas de fluxo no entreferro magnético para $n_{form} = 0,4$. Nota-se que para o caso apresentado na Figura 37(b) há linhas de fluxo pelos limites axiais, que concatenariam os polos adjacentes do modelo. Essas linhas não contribuem para produzir força e, por conta disso, a densidade de força observada para estas configurações apresenta um valor relativo menor. Em suma, a variável paramétrica n_{form} pode assumir qualquer valor entre 0,8 e 1,4, independente das demais variáveis

paramétricas, sem afetar significativamente a densidade de força resultante; no entanto, a escolha de n_{form} dentro desta faixa influencia o número de polos da máquina, conforme discutido na Seção 3.8.

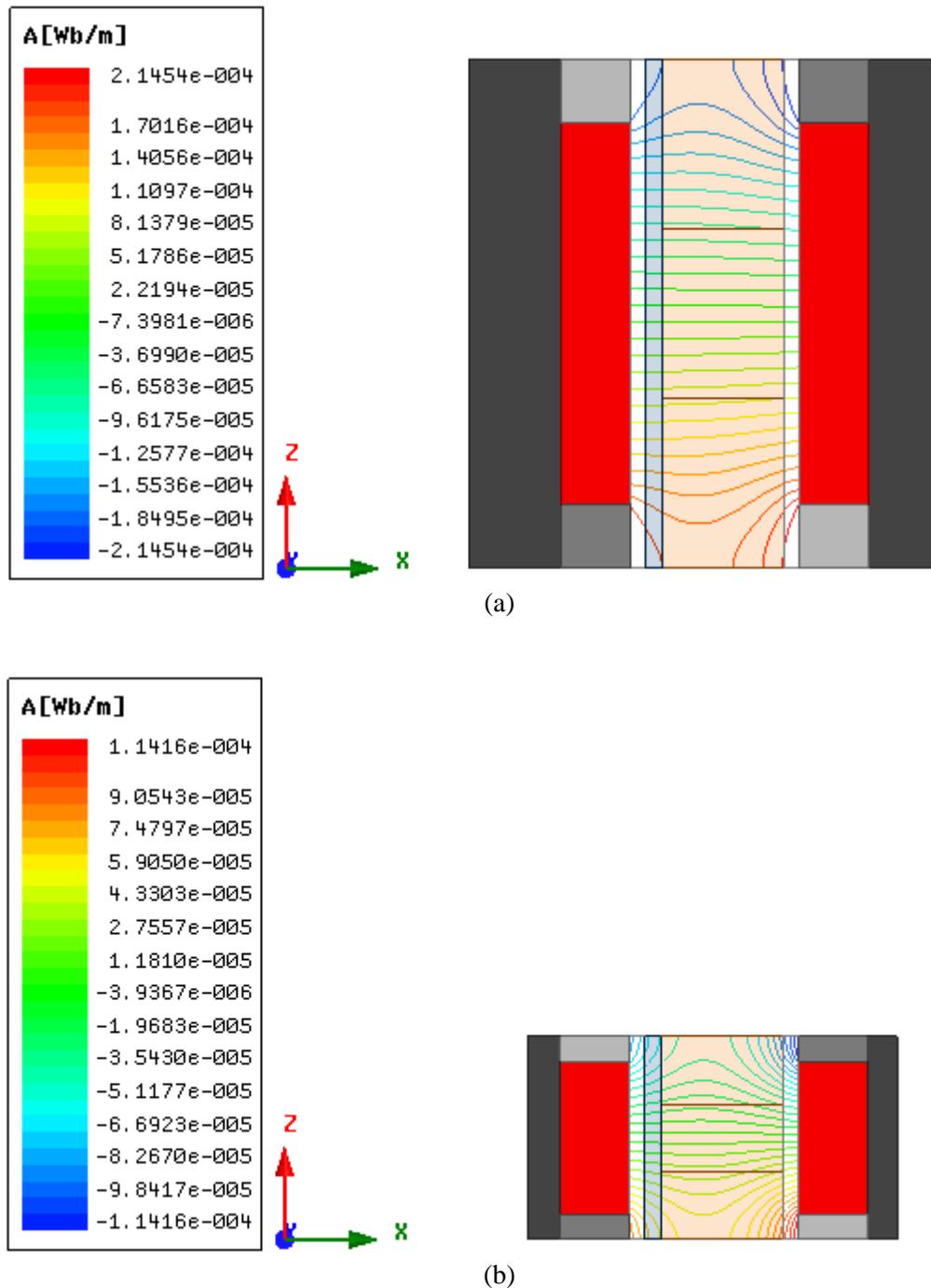


Figura 37 - Linhas de fluxo em função do vetor potencial magnético A com $J_{rms} = 0$, $\tau_r/\tau_p = 0,75$, $N_{PMi} = 0,50$, $N_{CPMs} = 0,4$, (a) $n_{form} = 1,0$ e (b) $n_{form} = 0,4$.

Deve-se notar que a forma, ou o mapa de cores da densidade de força do modelo desacoplado, conforme apresentado na Figura 34 e Figura 35, não é afetada pela densidade eficaz de corrente, estipulada na Subseção 3.5.2, pois a mesma é constante para cada variação nesta análise; no entanto, o valor absoluto da densidade de força é ideal e linearmente proporcional à densidade eficaz de corrente.

A minimização da ondulação de força é uma característica desejável para manter a linearidade do sistema, reduzindo os problemas relacionados com o controle de posicionamento, serve também para minimizar a inclusão de oscilações geradas pelo próprio atuador quando a velocidade não é nula. A ondulação de força pode ser estimada estaticamente calculando-se a diferença entre as forças obtidas com a corrente em 2 fases F_2 e com corrente em 3 fases F_3 , correspondendo a, por exemplo, $\theta_e = 0$ e $\theta_e = \pi/6$, respectivamente. Desta forma, a ondulação de força F_{ripple} pode ser determinada da seguinte forma:

$$F_{ripple} = 2 \frac{F_3 - F_2}{F_3 + F_2}. \quad (43)$$

A Figura 38 mostra uma avaliação da força $F(\theta_e)$ normalizada em relação ao seu valor médio calculado através de $2F(\theta_e)/(F_3 + F_2)$. Nesta figura os resultados são computados ao longo de um intervalo θ_e de 60 graus elétricos para quatro variações de τ_r/τ_p com $N_{CPMs} = 0,4$, $N_{PMi} = 0,6$, $n_{form} = 1,2$ e $J_{rms} = 3$ A/mm². A partir da Figura 38, é possível inferir que os valores máximos e mínimos de força ocorrem em dois ângulos elétricos particulares; assim, uma estimativa fiel da ondulação de força pode ser feita através da avaliação de F_2 e F_3 , e determinada de acordo com a equação (43). A partir da Figura 38 é possível determinar que, para $\tau_r/\tau_p = 0,75$, a ondulação de força é de 0,44 %, enquanto que para $\tau_r/\tau_p = 0,55$ é 4,87 %, ou seja, mais de 10 % inferior para o

primeiro caso. Os resultados da simulação paramétrica de F_3 e F_2 , aplicados à equação (43), são mostrados na Figura 39.

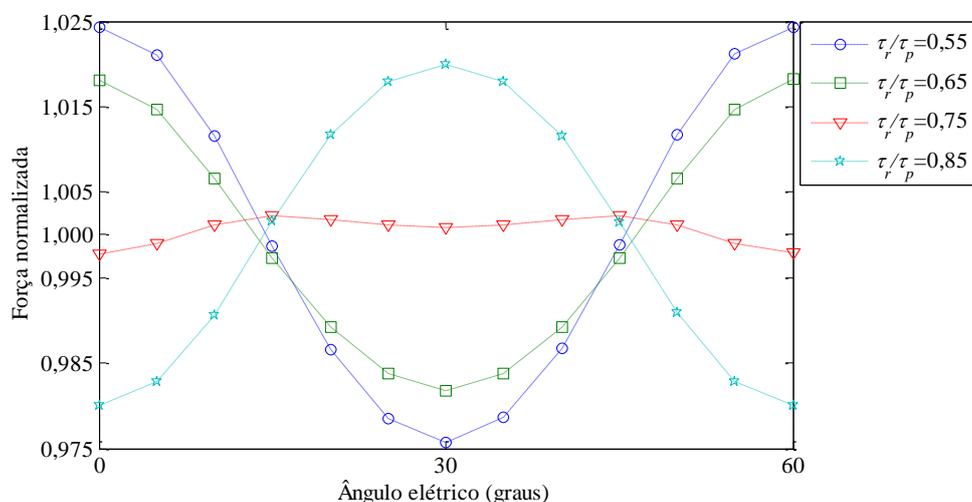


Figura 38 - Força normalizada em função do ângulo elétrico θ_e para quatro variações de τ_r/τ_p , com $N_{CPMs} = 0,4$, $N_{PMi} = 0,6$, $n_{form} = 1,2$ e $J_{rms} = 3 \text{ A/mm}^2$.

De forma similar à Figura 34, a Figura 39 apresenta os resultados do valor absoluto percentual da ondulação de força para as quatro variáveis paramétricas do modelo, isto é, para τ_r/τ_p , N_{PMi} , N_{CPMs} e n_{form} , dispostos nos respectivos eixos de forma análoga. Com a análise da Figura 39 é possível concluir que, quando a variável paramétrica τ_r/τ_p assume o valor 0,75, a ondulação de força é praticamente nula, independentemente dos valores das outras variáveis.

Por outro lado, a ondulação de força pode atingir valores de até 7% para $n_{form} = 1,4$ e $N_{CPMs} = 0,2$. Esta condição representa um pequeno entreferro magnético com um comprimento axial por polo relativamente grande. Neste caso, a distribuição da componente radial da densidade de fluxo no entreferro magnético apresenta um formato praticamente retangular, ou seja, com alta distorção harmônica, o que não é adequado para acionamento síncrono senoidal, pois resulta justamente em ondulações indesejadas de força.

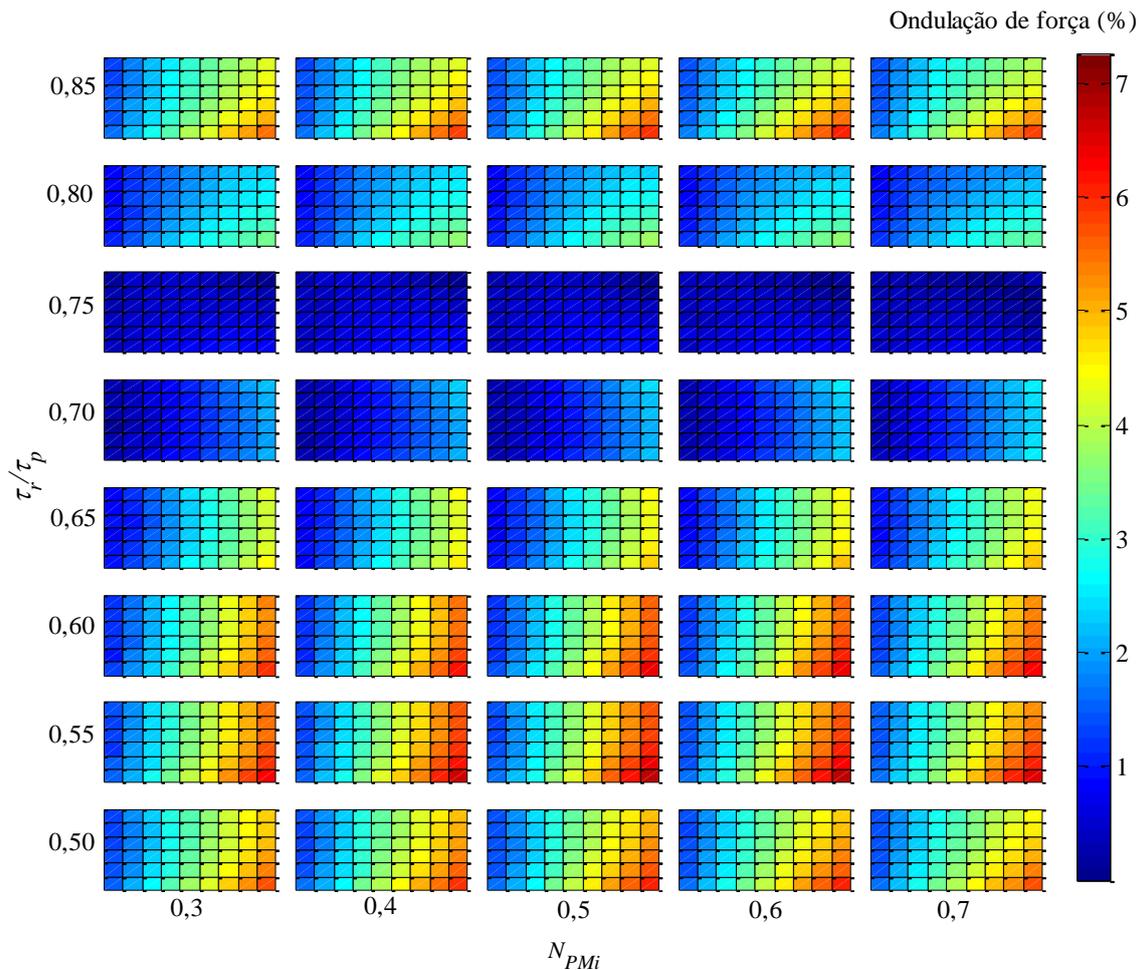


Figura 39 - Resultados do valor absoluto percentual de ondulação de força estática do modelo desacoplado para quatro variáveis paramétricas: τ_r/τ_p , N_{PMi} , N_{CPMs} e n_{form} .

3.7 DEFINIÇÃO DAS DIMENSÕES DO ATUADOR PARA UM PASSO POLAR

Com base nos resultados obtidos na Seção 3.6, levando em conta as restrições dimensionais da Tabela 3, e substituindo os valores das variáveis paramétricas atribuídas nas equações (33) a (38), os valores dos parâmetros geométricos do atuador na direção radial podem ser determinados. Uma vez realizada a análise paramétrica, pode-se estabelecer os critérios de projeto para definir o valor que as variáveis paramétricas devem assumir. Para essa topologia, as variáveis paramétricas para o modelo desacoplado foram definidas da seguinte forma:

- a variável paramétrica $\tau_r/\tau_p = 0,75$, pois para este valor, independente das demais variáveis, a ondulação de força é praticamente nula, e este valor não compromete a densidade de força do dispositivo;

- a variável $N_{CPMs} = 0,4$, pois para este valor, independente das demais variáveis, se obtém a máxima densidade de força;

- a variável $N_{PMi} = 0,6$, pois para este valor obtém-se o melhor compromisso entre rendimento e custo, uma vez que esta variável pouca afeta a densidade e a ondulação de força, dentro do limite observado para a variável paramétrica;

- a variável $n_{form} = 1,2$, pois para este valor se obtém a maior densidade de força, embora seja possível atribuir um valor entre 0,8 a 1,4 sem comprometer significativamente a densidade e a ondulação de força. É importante notar que esta variável é recalculada por motivos discutidos na Seção 3.8.

Os valores numéricos das variáveis geométricas na direção radial para o modelo desacoplado estão resumidos na Seção 3.24. Resultados dimensionais na direção axial são computados na próxima seção.

3.8 CÁLCULO DO NÚMERO DE POLOS, DO COMPRIMENTO AXIAL ATIVO E DO COMPRIMENTO AXIAL TOTAL DO ATUADOR

O volume ativo do atuador capaz de atender às especificações de força eficaz pode ser obtido dividindo-se a força nominal F_r (definida nas subsecções 3.3.1, 3.3.2 e 3.3.3) pela densidade de força F_d obtida para um passo polar (Seção 3.6). As variáveis geométricas no sentido axial a serem definidas nesta etapa são o comprimento axial da

região ativa L_z , o comprimento axial da armadura L_{zW} e o comprimento axial total do atuador sem considerar as tampas laterais L_{zT} , conforme mostrado na Figura 40.

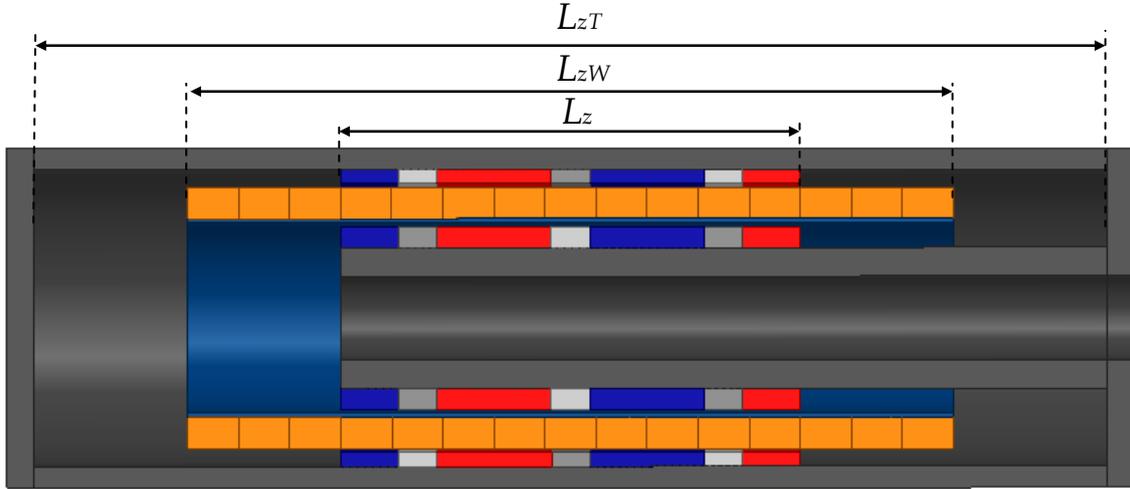


Figura 40 - Vista tridimensional em corte de uma estrutura simplificada do atuador com a indicação de variáveis geométricas axiais.

Uma vez determinada a densidade de força, L_z pode ser calculado a partir da relação que ele apresenta com o volume ativo, de modo que

$$L_z = \frac{F_r}{F_d \pi (R_{oPMo}^2 - R_{iPMi}^2)}. \quad (44)$$

Substituindo os valores de R_{oPMo} e R_{iPMi} definidos na Seção 3.5, o valor de F_r e F_d , determinados nas seções 3.3 e 3.6, respectivamente, em (44), obtém-se $L_z = 116,79$ mm.

O número de polos P do atuador pode ser determinado com base nos resultados anteriores. Em relação a P , é importante notar que ele deve ser um número inteiro e par.

Portanto, P pode ser determinado por

$$P = 2 \text{ceil} \left(\frac{L_z}{2n_{form} \sqrt{R_{oPMo}^2 - R_{iPMi}^2}} + \frac{1}{2} \right), \quad (45)$$

onde o operador "ceil" arredonda o elemento para o número inteiro mais próximo em direção ao infinito positivo (THE MATHWORKS INC., 2012). Esta abordagem considera que os dois polos magnéticos das extremidades apresentam magnetização radial, com o mesmo sentido de magnetização, e com metade do comprimento axial dos ímãs permanentes com magnetização radial dos polos internos ao dispositivo, ou seja, os polos das extremidades apresentam comprimento radial $\tau_r/2$. Desta forma, é possível minimizar o fluxo magnético nas culatras gerado pelo efeito de extremidade.

A fim de obedecer à condição imposta por (45), L_z ou n_{form} devem ser recalculados. Neste caso, pode-se observar a partir da Figura 34 que n_{form} pouco afeta F_d , conforme discutido na Seção 3.6, ao longo de um intervalo de 0,8 até 1,4, o que significa que essa variável paramétrica pode ser modificada sem efeito significativo sobre os resultados globais. A variável paramétrica n_{form} pode ser recalculada de acordo com

$$n_{form} = \frac{L_z}{(P-1)\sqrt{R_{OPMo}^2 - R_{iPMi}^2}}. \quad (46)$$

É importante observar que, como n_{form} foi recalculado, também τ_p deve ser recalculado, usando (3). Se a escolha fosse ajustar L_z , isso levaria a um aumento desnecessário no volume ativo do dispositivo. Por outro lado, se n_{form} , calculado por meio de (46), retorna um valor fora da faixa admissível, isto é, 0,8 a 1,4, por exemplo, isso resulta do fato de que P foi arredondado para o número par mais próximo no sentido infinito positivo. Seria, no entanto, mais adequado arredondar o mesmo para o número par inteiro mais próximo em direção a zero. Para isso, basta substituir o operador "ceil" pelo operador "floor" na equação (45) (THE MATHWORKS INC., 2012). Ainda assim, é necessário recalculer n_{form} por meio de (46), independente do

operador que é utilizado para determinar P em (45). Para este estudo de caso obteve-se $P = 4$, determinado por meio de (45) com o operador “ceil”, e $n_{form} = 1,1633$, calculado com (46).

O comprimento axial da armadura L_{zW} deve preferivelmente ser múltiplo de τ_p , isto é, $L_{zW} = n\tau_p$, onde n é um número inteiro positivo maior que 2. Esta condição é especialmente preferida quando se trata de enrolamentos trifásicos de passo inteiro, conforme definido para este estudo de caso. Desta forma, garante-se que o número de bobinas por fase seja igual nas três fases, resultando em um equilíbrio das impedâncias por fase, o que é desejável, pois resulta em um carregamento homogêneo das fases. Para atender a essa condição L_{zW} pode ser determinado por:

$$L_{zW} = \frac{L_z}{P-1} \text{round} \left(\frac{(S + L_z)}{L_z} (P-1) \right), \quad (47)$$

onde o operador “round” é usado para arredondar o elemento na direção do número inteiro mais próximo (THE MATHWORKS INC., 2012).

É possível observar em (47) que L_{zW} é dependente do curso S especificado (definido nas subsecções 3.3.1, 3.3.2 e 3.3.3). A partir da Figura 40, é possível perceber, no entanto, que existe uma relação algébrica simples que também relaciona L_{zW} e S , dada por

$$L_{zW} = L_z + S. \quad (48)$$

As relações estabelecidas para L_{zW} em (47) e (48) são conflitantes, a não ser que $S = p\tau_p$, onde p é um número inteiro positivo maior que 1. Essa relação de conflito pode ser um ponto de tomada de decisão, dependendo se há, ou não, tolerância em relação ao curso S . Neste caso existem duas opções:

1° - S precisa assumir exatamente o valor de especificação (definida nas subseções 3.3.1, 3.3.2 e 3.3.3). Neste caso, é necessário recalculá-la por meio de (48), assumindo que L_{zW} é determinado previamente por meio de (47) e S é dado pela especificação. Com o valor de L_z ajustado, deve-se determinar novamente n_{form} e τ_p , por meio de (46) e (35), respectivamente, e na sequência. Por fim, pode-se determinar L_{zT} com a equação

$$L_{zT} = L_z + 2S. \quad (49)$$

2° - Existe uma pequena flexibilidade em relação a S . Neste caso, mantém-se L_{zW} e L_z previamente determinados e se recalcula S por meio de (48). Feito isso, basta determinar L_{zT} com (49). Para sumarizar as etapas que foram descritas nesta seção, é apresentado o fluxograma da Figura 41.

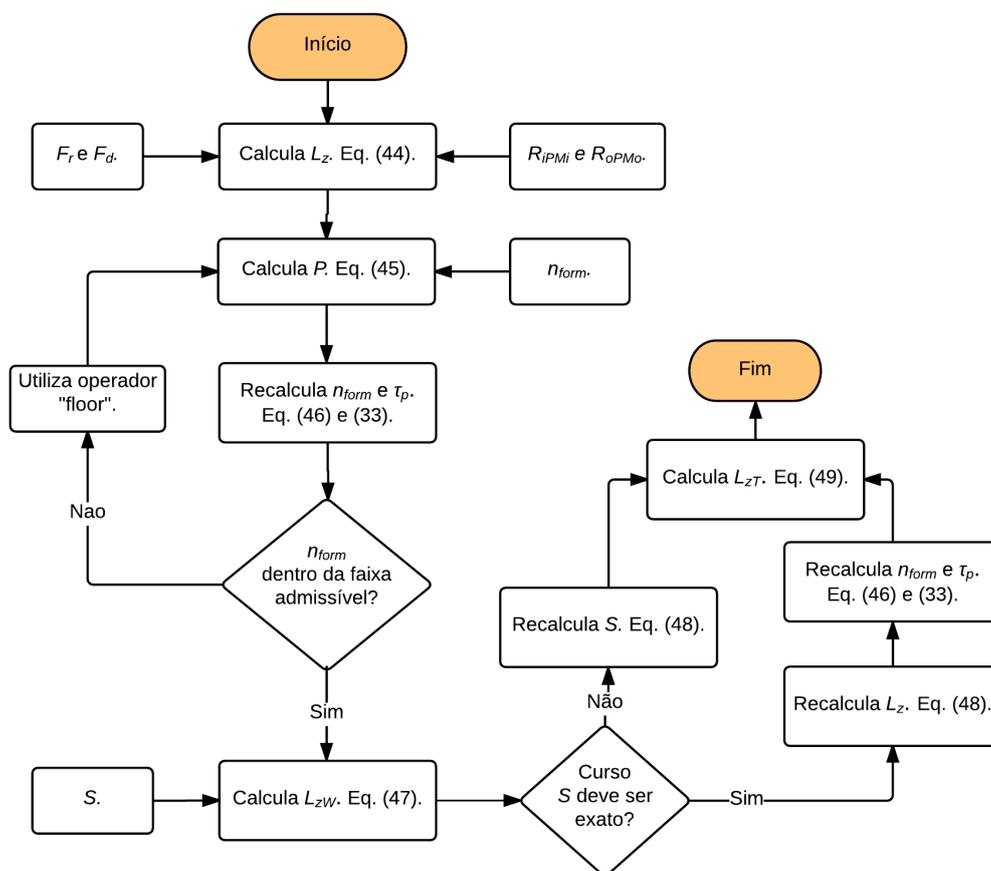


Figura 41 - Fluxograma que estipula diretrizes para determinação do número de polos e comprimentos axiais do atuador.

Neste estudo de caso, como já foi adotada uma margem de tolerância para cima na especificação do curso, é considerado que há flexibilidade na determinação deste, assim, os resultados para L_{zW} , S e L_{zT} são 194,66, 77,86 e 272,52 mm, respectivamente. O número de polos P igual a 4 com n_{form} final de 1,1633.

3.9 VERIFICAÇÃO DA VALIDADE DOS PARÂMETROS DO ATUADOR PARA O CASO DESACOPLADO

Esta etapa da metodologia serve para verificar se os resultados obtidos até então são consistentes no sentido em que a forma final do atuador apresenta dimensões e parâmetros aceitáveis, os quais são definidos pelas seguintes inequações:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{L_z}{L_{zW}} \geq 0,5 \\ P \geq 4 \\ R_{oPMo} - R_{iPMo} \geq 3 \text{ mm} \\ R_{oPMi} - R_{iPMi} \geq 3 \text{ mm} \end{array} \right. . \quad (50)$$

A primeira inequação, dada pela razão entre o comprimento axial ativo e o comprimento axial da armadura, do modo como é definida, requer que pelo menos metade do comprimento axial da armadura seja ativo durante a operação. Esta inequação apresenta relação com a eficiência do atuador, uma vez que há perdas ôhmicas distribuídas em todo o comprimento axial da armadura, mas apenas a parte que está posicionada no interior do comprimento ativo produz força.

A segunda inequação de (50), por sua vez, exige que o número mínimo de polos do atuador seja quatro. Este critério é estabelecido a fim de limitar o efeito de

extremidade sobre o desempenho geral do atuador. O efeito de extremidade é intrínseco em máquinas lineares e é mais significativo se o dispositivo tem um baixo número de polos (BOLDEA, 2013).

A terceira e a quarta inequações de (50) limitam o comprimento radial dos ímãs permanentes ao valor mínimo de 3 mm. Esta restrição é imposta para evitar que os ímãs permanentes quebrem durante a montagem, o que ocorre facilmente se os mesmos apresentam espessura muito pequena. A área sombreada na Figura 42 indica o domínio para os quais o comprimento radial atende à restrição dependendo das variáveis paramétricas N_{PMi} e N_{CPMs} . Nas extremidades inferior e superior esquerda do gráfico da Figura 42, pode-se visualizar que os comprimentos radiais dos ímãs permanentes dos arranjos interno e externo, respectivamente, são menores que 3 mm para dadas combinações de N_{PMi} e N_{CPMs} .

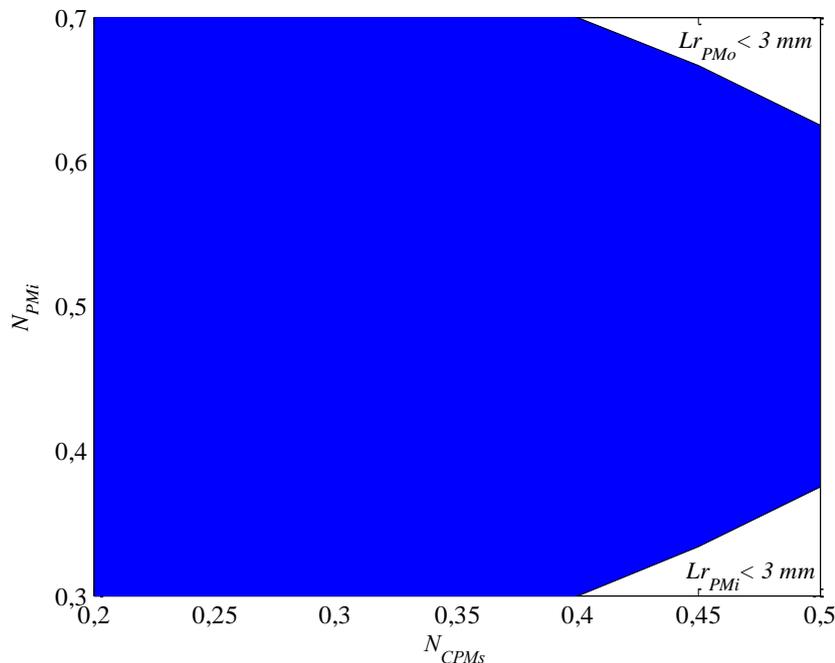


Figura 42 - Limitação do comprimento radial dos ímãs permanentes dadas pelas inequações três e quatro de (50) em função das variáveis paramétricas N_{PMi} e N_{CPMs} onde $L_{rPMi} = (R_{oPMi} - R_{iPMi})$ é o comprimento radial do arranjo interno e $L_{rPMo} = (R_{oPMo} - R_{iPMo})$ é o comprimento radial do arranjo externo.

Para o modelo desacoplado, verificou-se que $P = 4$ e $L_z/L_{zW} = 0,6$. Assim, a primeira e a segunda restrições cumprem simultaneamente os critérios estabelecidos. Se, por exemplo, a primeira restrição em (50) fosse definida com $L_z/L_{zW} \geq 0,7$, as restrições geométricas da Tabela 3 deveriam ser reconsideradas. Neste caso, uma possibilidade seria aumentar R_{iPMi} ou diminuir R_{oPMo} , de modo que o comprimento axial ativo se tornasse maior.

O comprimento radial dos ímãs permanentes dos arranjos interno e externo também é maior do que 3 mm, uma vez que na Seção 3.7 N_{PMi} e N_{CPMs} foram definidos como 0,6 e 0,4, respectivamente, o que, de acordo com a Figura 42, encontra-se dentro do domínio permitido. Se as restrições aplicadas ao comprimento radial dos ímãs permanentes não estivessem sendo respeitadas, seria sugerido revisar N_{PMi} , uma vez que os objetivos de projeto, isto é, alta densidade de força e baixa ondulação de força, são pouco afetados por esta variável paramétrica.

Nesta etapa do projeto somente se verifica se as restrições de projeto, definidas na forma de inequações em (50), foram satisfeitas. No entanto, as restrições poderiam ser modificadas ou flexibilizadas em relação aos valores impostos, pois elas são, basicamente, critérios definidos pelo projetista. Os critérios estabelecidos nesta seção, aplicados ao estudo de caso, visam a estabelecer relações de compromisso com vistas a rendimento, manufatura e desempenho.

3.10 DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA TÉRMICA

As fontes de calor, associadas a perdas em um atuador, podem ser de vários tipos, no entanto, na topologia de bobina móvel a fonte principal de perdas é por efeito Joule

nos condutores. Níveis muito baixos de correntes induzidas podem ser observados nos ímãs permanentes, originados pela reação da armadura, os quais, devido à sua proporcionalidade em relação às perdas nos enrolamentos, podem ser negligenciadas.

Quanto melhor a energia térmica é extraída do dispositivo, por meio de mecanismos de transferência de calor, maior será a densidade de força e de potência que o mesmo pode atingir. Na metodologia proposta, a análise térmica desempenha um papel importante, uma vez que permite a determinação do valor absoluto da densidade de força, e esta, por sua vez, permite determinar o volume ativo capaz de atender às especificações de projeto.

Neste estudo de caso, considerou-se que o dispositivo deve operar na posição vertical e que um fluxo de ar forçado que insufla o atuador com ar a temperatura ambiente é imposto em um cilindro oco disposto junto ao eixo central do atuador. A fim de melhorar a troca de calor nesta topologia, um fluxo de ar, com uma velocidade de 0,5 m/s, entra pelo cilindro oco a partir da base, passa pelo entreferro mecânico interno, pelo entreferro mecânico externo, deixando, por fim, o atuador na parte superior, retirando calor gerado pelas perdas por efeito Joule. Isso caracteriza uma convecção forçada no cilindro oco e nos entreferros mecânicos interno e externo, o que melhora significativamente a transferência de calor.

As demais formas de transferência de calor, como convecção natural no cilindro externo, condução entre os elementos sólidos e transferência por radiação também são consideradas.

A definição dos mecanismos de transferência de calor deve ser realizada considerando aspectos construtivos e de aplicação do atuador. Diferente da condição considerada (fluxo forçado), as condições de operação podem exigir que o atuador seja

completamente selado, ou ainda, que possa ser concebido com válvulas que regulam a entrada e saída de ar de forma que com o seu próprio movimento seja introduzido um fluxo de ar que também caracteriza convecção forçada. Por se tratar de um protótipo, sem vinculação direta com aplicação, neste trabalho pode-se considerar que há fluxo forçado, pois não existem restrições, como, por exemplo, a de que o dispositivo deva ser selado. De forma geral, os mecanismos de troca térmica sempre devem ser definidos nesta etapa, pois isso afeta significativamente as variáveis dimensionais do projeto.

3.11 CONSTRUÇÃO E SIMULAÇÃO DO MODELO TÉRMICO BIDIMENSIONAL DO COMPRIMENTO TOTAL DO ATUADOR

Assim como discutido no início da Seção 3.5 para o modelo eletromagnético, o modelo que descreve o comportamento térmico do atuador pode ser analítico ou numérico. Para definir o modelo a ser utilizado para o desenvolvimento da metodologia de projeto, considera-se inicialmente que dada a simetria do dispositivo, o modelo térmico, assim como o modelo eletromagnético, pode ser bidimensional, pois não há gradiente de temperatura no sentido circunferencial do mesmo.

Os modelos numéricos geralmente permitem maior grau de precisão do que modelos analíticos, e como se trata de um modelo que pode ser representado de forma bidimensional, não é requerido um esforço computacional significativo. Portanto, determinou-se que a metodologia de projeto deve ser desenvolvida com base em um modelo numérico. Ainda assim, para fins de validação e para proporcionar uma alternativa para futuras implementações, desenvolveu-se um modelo térmico analítico, que é apresentado no Capítulo 5 deste trabalho.

A análise térmica foi realizada utilizando um modelo de elementos finitos implementado no pacote comercial ANSYS Fluent®. As formas de transferência de calor consideradas na simulação foram radiação, condução, e convecção forçada e natural. Os modelos para a convecção e radiação usados foram os de Boussinesq e Rosseland, respectivamente, que são apropriadas para esta topologia (ANSYS INC., 2013). Para o fluxo de ar definido, o número de Reynolds é relativamente baixo, na ordem de 500, por conseguinte, um fluxo laminar pode ser considerado (BERGMAN et al., 2011).

Para conduzir a simulação, algumas condições importantes foram adotadas, tais como: uma temperatura ambiente de 300 K; resultados são para a condição de estado estacionário; a aceleração da gravidade é $9,81 \text{ m/s}^2$; o modelo é axissimétrico; o atuador opera com o seu eixo axial na posição vertical; e a temperatura dos enrolamentos foi definida como a temperatura máxima admissível (discutido na Subseção 3.11.2), ou seja, 353 K.

O perfil de temperatura estática no atuador resultante da simulação, considerando as propriedades térmicas do material e a temperatura dos enrolamentos, discutidos nas subseções 3.11.1 e 3.11.2, respectivamente, é mostrado na Figura 43.

Ainda que o comprimento axial do atuador seja apresentado na posição horizontal na Figura 43, por conveniência, a gravidade foi definida de forma que a força gravitacional atua em paralelo com a direção axial do dispositivo, com orientação da esquerda para a direita.

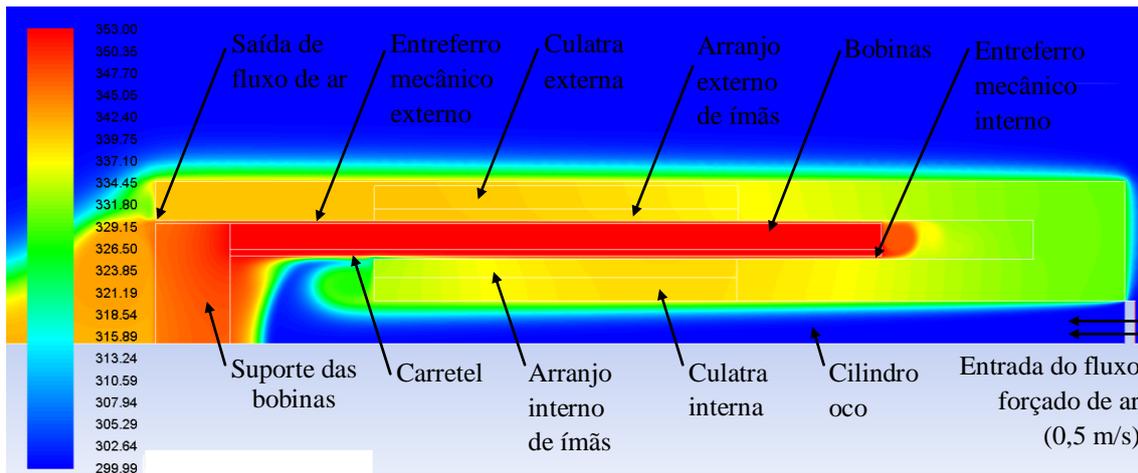


Figura 43 - Resultado de distribuição estática de temperatura em kelvin do modelo térmico axissimétrico bidimensional com comprimento axial total atuador, com dimensões encontradas para o modelo desacoplado, com temperatura constante de 353 K aplicado aos enrolamentos.

3.11.1 Propriedades Térmicas dos Materiais

As propriedades térmicas dos materiais empregados no atuador e do ar que foram utilizadas para efetuar a simulação apresentada na Seção 3.11 estão apresentadas na Tabela 4. Estas propriedades foram obtidas a partir da biblioteca do próprio *software* utilizado para realizar a simulação (Ansys Fluent®).

Tabela 4 - Propriedades térmicas de materiais do atuador e do ar empregados no modelo térmico.

Material	Densidade (kg/m ³)	Calor específico (J/kgK)	Condutividade térmica (W/mK)	Emissividade	Viscosidade (kg/ms)	Coefficiente de expansão térmica (1/K)
NdFeB	7500	502	7,7	0,82	-	-
Aço 1020	8030	502,48	16,27	0,65	-	-
FTVE-G10	1850	1000	0,4	0,87	-	-
Ar	1,125	1006,43	0,0242	-	0,000017894	0,00335
Cobre	8978	381	387,6	0,68	-	-

3.11.2 Máxima Temperatura nas Bobinas

A temperatura máxima admissível nos condutores a plena carga pode ser determinada de acordo com a sua classe de isolamento. No entanto, se a temperatura máxima do condutor é respeitada, a temperatura máxima de operação dos ímãs permanentes pode ser ultrapassada se esta for significativamente inferior àquela dos condutores.

No caso de ímãs permanentes NdFeB sinterizados com grau N35, a máxima temperatura absoluta sugerida pelos fabricantes é de 80 °C (CIBAS SRL., 2015). Por esta razão, a temperatura máxima admissível para os enrolamentos é definida como 80 °C. Como não há contato físico entre enrolamentos e ímãs permanentes, e considerando convecção forçada presente nos entreferros mecânicos, definindo a temperatura dos enrolamentos com 80 °C garante-se que o limite térmico dos ímãs não seja ultrapassado.

Como a principal fonte de calor é associada a perdas ôhmicas nos enrolamentos, e a relação para determinação destas perdas é conhecida, definiu-se a temperatura máxima que estes enrolamentos podem operar para realizar a simulação de transferência de calor no dispositivo, pois assim é possível associar a temperatura nos enrolamentos à máxima densidade de corrente, conforme discutido na Seção 3.14.

3.12 DETERMINAÇÃO DA TEMPERATURA MÉDIA NOS ÍMÃS PERMANENTES

A temperatura de operação média nos ímãs permanentes a plena carga pode ser obtida a partir da simulação térmica apresentada na Seção 3.11. A partir de simulação,

pode-se observar que existe uma baixa variação da temperatura distribuída ao longo dos ímãs, que resulta do fato de que estes apresentam elevada condutividade térmica. Os resultados de simulação mostraram que a temperatura média dos ímãs do arranjo interno é de 66 °C, enquanto que a temperatura média nos ímãs do arranjo externo é 68 °C.

3.13 CÁLCULO DOS PARÂMETROS H_c E B_r CORRIGIDOS PELA TEMPERATURA

Ímãs permanentes sinterizados de NdFeB apresentam um elevado produto energético, produto BH , uma permeabilidade de recuo que pode ser considerada constante, uma permeabilidade magnética semelhante ao espaço livre e um campo coercitivo $H_{c(T_0)}$ e uma indução remanente $B_{r(T_0)}$ elevados à temperatura ambiente. Estas características são desejáveis a fim de produzir um atuador com elevada densidade de força. No entanto, como as propriedades destes ímãs são significativamente afetadas pela temperatura, isto deve ser considerado no projeto. O fabricante especifica que, tanto o campo coercitivo H_c como a indução remanescente B_r podem ser corrigidos em função da temperatura de operação, considerando uma variação linear dos mesmos enquanto operando abaixo da máxima temperatura admissível (CIBAS SRL., 2015). Para os ímãs permanentes de NdFeB sinterizado de grau N35, B_r é reduzida em 0,12 %/°C, $\alpha_{B_r} = 0,0012$, e H_c é diminuído de 0,7 %/°C, $\alpha_{H_c} = 0,007$, ou seja,

$$\begin{cases} B_r(T) = B_{r(T_0)}[1 - \alpha_{B_r}(T - T_0)] \\ H_c(T) = H_{c(T_0)}[1 - \alpha_{H_c}(T - T_0)] \end{cases} \quad (51)$$

Considerando a temperatura de operação dos arranjos de ímãs permanentes interno e externo obtidos na seção anterior, as propriedades H_c , B_r e, conseqüentemente,

a permeabilidade relativa μ_r em função da temperatura, podem ser determinadas, com (51), resultando na Tabela 5.

Tabela 5 - Valores das propriedades dos arranjos de ímãs permanentes interno e externo, corrigido em função da temperatura de operação.

Propriedades	Arranjo interno	Arranjo externo
B_r [T]	1,169	1,166
H_c [kA/m]	-635	-622
μ_r [-]	1,464	1,491

Deve-se observar que as temperaturas de operação dos arranjos interno e externo são ligeiramente distintas, de acordo com a Seção 3.12. Consequentemente, as propriedades dos ímãs permanentes também são afetadas desta forma. Em uma topologia de atuador, tal como a de duplo arranjo de quase-Halbach, isto pode conduzir a uma topologia otimizada do dispositivo com um volume maior de ímãs em um dos arranjos, ou seja, o desempenho pode ser afetado pela variável paramétrica N_{PMi} . Isso seria notado de forma mais pronunciada se outro método de troca térmica fosse aplicado, levando a uma diferença mais significativa entre as temperaturas de operação dos arranjos interno e externo.

As propriedades dos ímãs permanentes apresentadas na Tabela 5 devem ser corrigidas no modelo de elementos finitos, de modo que, juntamente com a máxima densidade efetiva de corrente, um valor absoluto de densidade de força, que leva em conta o efeito da temperatura sobre os elementos constituintes do atuador, seja calculado.

3.14 DETERMINAÇÃO DO COEFICIENTE GLOBAL DE TRANSFERÊNCIA DE CALOR

É necessário determinar o coeficiente global de transferência de calor, uma vez que este afeta diretamente a densidade de corrente eficaz máxima que pode ser aplicada aos enrolamentos de modo a manter a temperatura máxima dentro dos limites estabelecidos na Subseção 3.11.2.

Em sistemas térmicos que apresentam diversas formas de transferência de calor, tais como o atuador em estudo, é conveniente trabalhar com o coeficiente global de transferência de calor U , o qual é definido por uma expressão análoga à lei do resfriamento de Newton (BERGMAN et al., 2011),

$$U = \frac{q_x}{A_s \Delta T}, \quad (52)$$

onde ΔT é a diferença total de temperatura, A_s é a área de superfície de troca térmica e q_x é a taxa de calor (W). Os resultados obtidos a partir da Seção 3.11 permitem calcular U em função das variáveis paramétricas N_{PMi} e N_{CPMs} , conforme apresentado na Figura 44.

A variável paramétrica τ_r/τ_p não afeta U , pois não altera o volume de bobinas. Por outro lado, n_{form} afeta o volume de material de condução de um passo polar porque o comprimento axial deste varia com n_{form} . Entretanto, esta variável não tem efeito sobre o comprimento radial das bobinas L_{rCoil} , e não faz com que o comprimento axial L_{zW} seja modificado (conforme discutido na Seção 3.8). Assim, U é dependente somente das variáveis paramétricas N_{PMi} e N_{CPMs} .

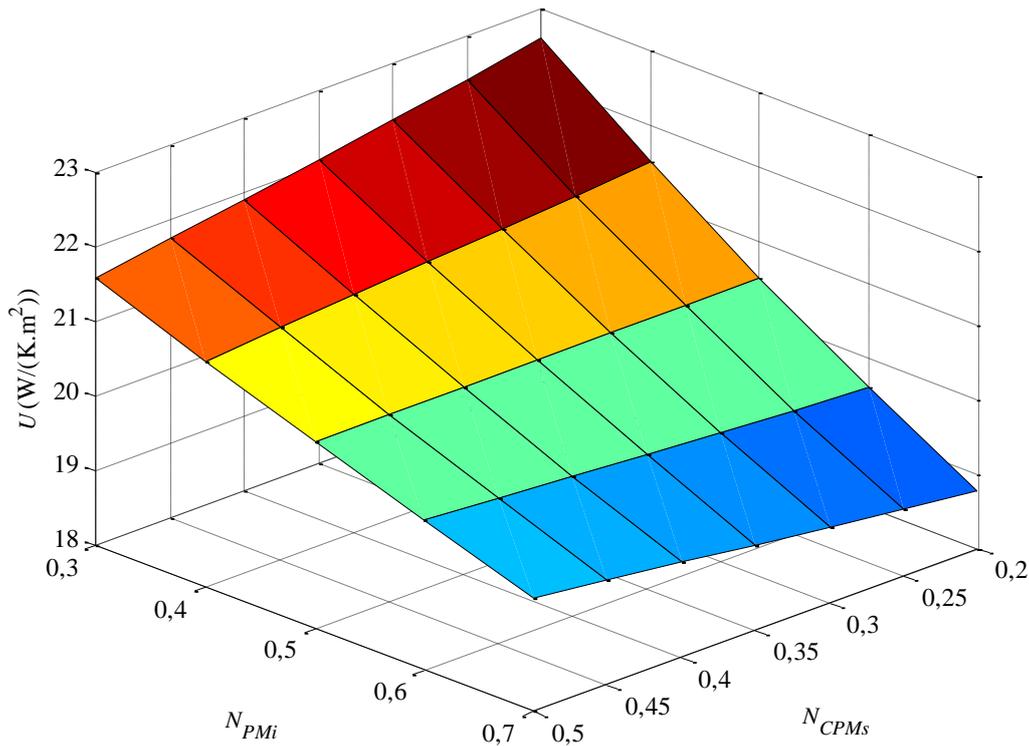


Figura 44 - Coeficiente global de troca térmica em função das variáveis paramétricas N_{PMi} e N_{CPMs} .

3.15 CÁLCULO DA MÁXIMA DENSIDADE EFICAZ DE CORRENTE

As perdas por condução nas bobinas P_{Joule} podem ser determinadas por

$$P_{Joule} = V_w F_f \rho J_{rmsMax}^2, \quad (53)$$

onde V_w é o volume total da região ocupada pelos enrolamentos, F_f é o fator de ocupação dos enrolamentos, ρ é a resistividade elétrica do cobre e J_{rmsMax} é a máxima densidade eficaz de corrente nos enrolamentos para atingir a temperatura máxima admissível (estabelecida na Subseção 3.11.2). Como apenas as perdas por efeito Joule são consideradas, uma vez que outros tipos de perdas são relativamente muito menores neste atuador, a taxa de calor é igual a P_{Joule} ; assim, a máxima densidade eficaz de corrente é dada por

$$J_{rmsMax} = \sqrt{\frac{UA_s \Delta T}{V_w F_f \rho}} \quad (54)$$

A resistividade ρ é dependente da temperatura, como a temperatura definida na Subseção 3.11.2 é 80 °C, ρ pode ser determinada por

$$\rho = 1,72 \times 10^{-8} (1 + 0,00393 \Delta T). \quad (55)$$

A máxima densidade eficaz de corrente, de forma equivalente a U , é dependente apenas das variáveis paramétricas N_{PMi} e N_{CPMs} . Um gráfico tridimensional de J_{rmsMax} em função destas variáveis é mostrado na Figura 44.

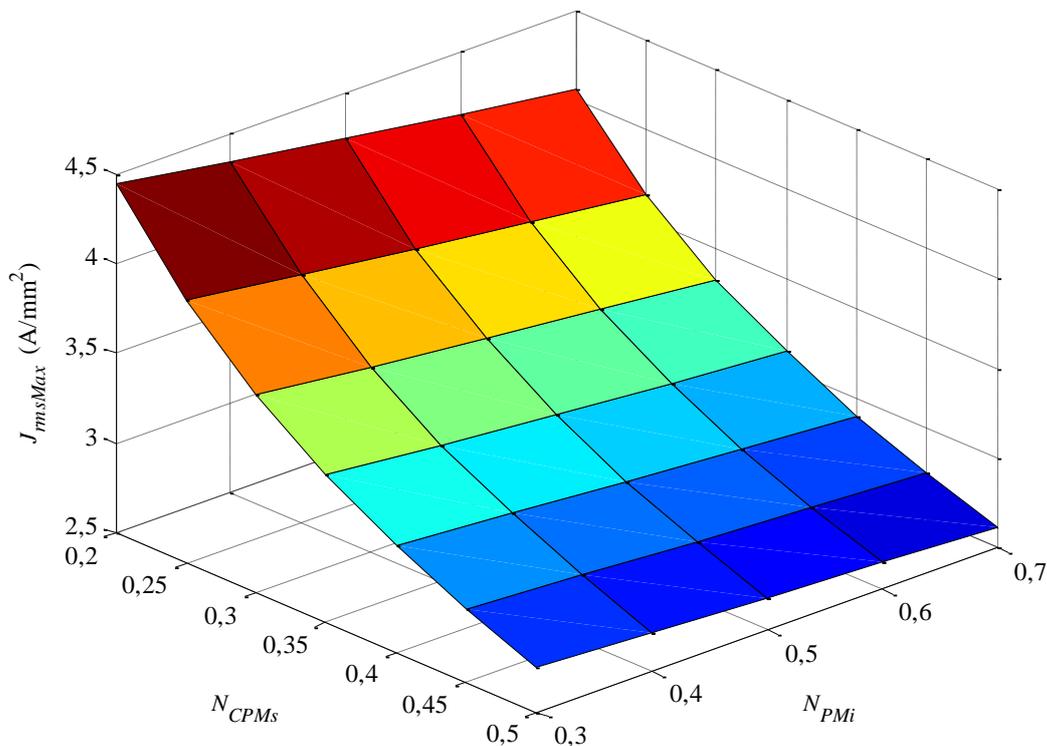


Figura 45 - Máxima densidade eficaz de corrente aplicável nos enrolamentos a fim de alcançar a temperatura máxima admissível nos mesmos, isto é, 80 °C.

O ponto de maior J_{rmsMax} é observado para $N_{PMi} = 0,3$ e $N_{CPMs} = 0,2$, o que representa o menor volume relativo de bobinas. Por outro lado, quando $N_{PMi} = 0,7$ e $N_{CPMs} = 0,5$, tem-se a condição de maior volume relativo de bobinas. Em resumo,

projetos com volume relativamente baixo de bobinas permitem maiores níveis de densidade eficaz de corrente, enquanto ocorre o oposto para os projetos com volume relativamente alto de bobinas. Isso é explicado pelo fato de que um maior volume de material condutor produziria mais perdas por efeito Joule, ao passo que o seu coeficiente global de transferência de calor não aumenta em uma taxa proporcional. Portanto, J_{rmsMax} deve ser corrigido proporcionalmente para cada combinação de N_{PMi} e N_{CPMs} , ou seja, as variáveis que regulam a razão entre carregamento elétrico e carregamento magnético.

3.16 SIMULAÇÃO DO MODELO ELETROMAGNÉTICO PARAMETRIZADO PARA UM PASSO POLAR

O modelo paramétrico quase-estático implementado em elementos finitos, discutido na Seção 3.5, pode ser utilizado nesta etapa do desenvolvimento. No entanto, os parâmetros B_r e H_c dos ímãs permanentes dos arranjos interno e externo devem ser modificados de acordo com os resultados apresentados na Tabela 5.

A partir da Figura 43 pode-se observar que a distribuição de temperatura nos arranjos interno e externo não varia significativamente. O valor mínimo e máximo de temperatura encontrado para o arranjo interno é de aproximadamente 64 °C e 68 °C, respectivamente, enquanto que a média no sentido axial é de 66 °C. O arranjo externo, por sua vez, apresenta temperatura mínima 66 °C e máxima de 70 °C, enquanto que o valor médio no sentido axial é de aproximadamente 68 °C. Substituindo os valores de temperatura máxima e mínima nas equações (51), observa-se que a variação correspondente em B_r é inferior a 1%, enquanto que a variação corresponde à H_c é inferior a 4%. Portanto, pode-se corrigir B_r e H_c com base no valor médio determinado

para os arranjos interno e externo de ímãs, pois há pouca variação na temperatura dos ímãs permanentes, independente das variações paramétricas aplicáveis, e essa pequena variação de temperatura não reflete alterações significativas nos valores de B_r e H_c .

Adicionalmente, pode-se considerar que a temperatura dos ímãs permanentes é independente das variáveis paramétricas, pois o comprimento radial dos entreferros magnéticos é mantido constante, resultando em uma ligeira diferença no fluxo de ar através dos entreferros associada com as variáveis paramétricas N_{CPMs} e N_{PMi} , uma vez que estes parâmetros modificam o volume do entreferro. Observou-se, entretanto, por meio de simulações, que a diferença no volume de entreferro altera a temperatura média dos ímãs em menos de 3%, justificando assim a abordagem adotada. Portanto, considerando que não há variação significativa da temperatura dos ímãs dos arranjos interno e externo ao longo do sentido axial e radial, e que a temperatura nestes não é significativamente afetada pelas variáveis paramétricas do modelo, pode-se considerar que B_r e H_c são corrigidos pelos valores médios das temperaturas no sentido axial dos respectivos arranjos.

A partir do fluxograma da Figura 12, é possível observar que a máxima densidade eficaz de corrente para cada variação paramétrica não é uma entrada desta etapa do projeto. Isto pode ser assumido porque a força axial produzida pelo dispositivo é ideal e linearmente proporcional à densidade de corrente. Assim, a fim de simplificar a análise, o modelo foi simulado com uma densidade eficaz de corrente de 1 A/mm^2 , e, em seguida, a força axial produzida pelo atuador, para cada variação paramétrica, pode ser obtida simplesmente multiplicando o valor correspondente de J_{rmsMax} obtido na Seção 3.15. Por exemplo, a força obtida a partir da simulação com 1 A/mm^2 para a variação paramétrica com $N_{CPMs} = 0,2$ e $N_{PMi} = 0,3$, deve ser multiplicada por 4,372, valor obtido por meio da Figura 45, para obter o seu máximo valor considerando a restrição térmica

aplicada na forma de máxima temperatura admissível nas bobinas e considerando efeito térmico sobre os ímãs permanentes. Para acelerar o processo, a multiplicação do fator correspondente da densidade eficaz de corrente é realizada após se obter os resultados do modelo de elementos finitos.

3.17 ANÁLISE DO MODELO TÉRMICO ELETROMAGNÉTICO ACOPLADO

Inicialmente, e de forma análoga ao que foi observado no modelo desacoplado, verificou-se que a ondulação de força é dependente principalmente de τ_r/τ_p , conforme pode ser visualizado na Figura 46.

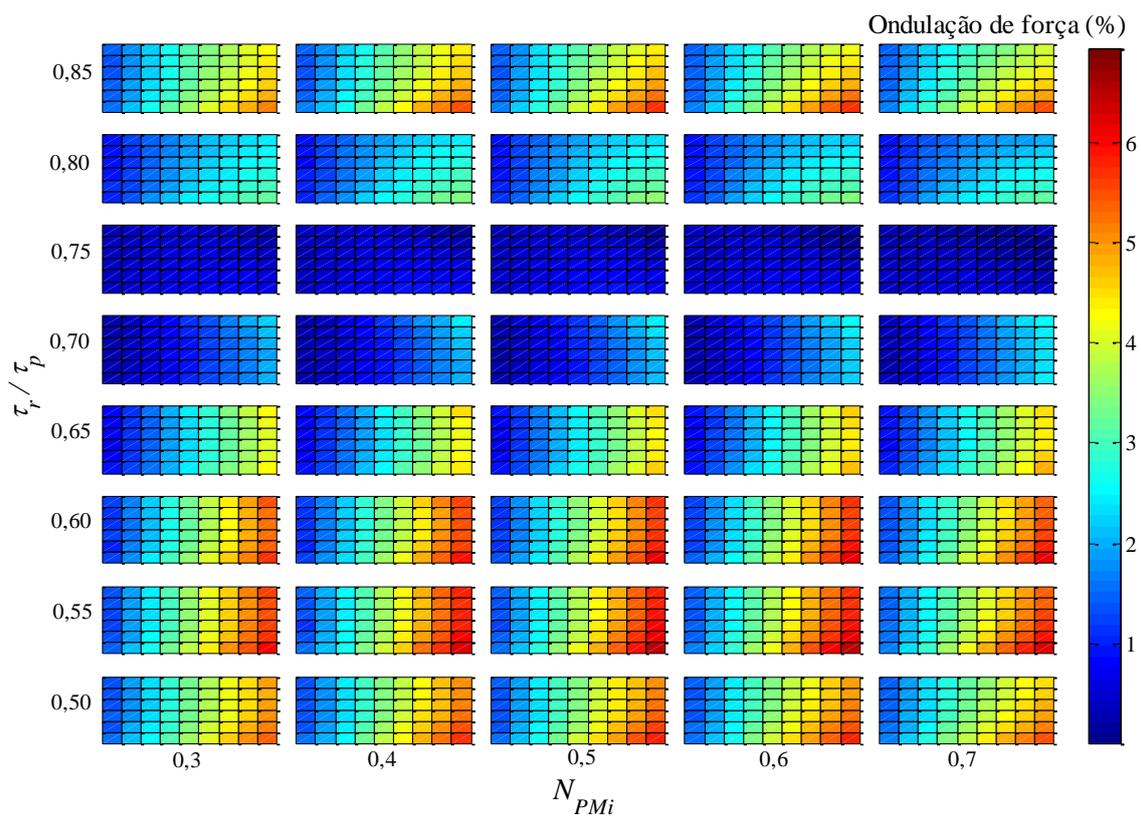


Figura 46 - Resultado percentual absoluto de ondulação de força estática do modelo acoplado para quatro variáveis paramétricas: τ_r/τ_p , N_{PMi} , N_{CPMs} e n_{form} .

Para esta etapa da modelagem, adota-se uma abordagem semelhante àquela apresentada na Seção 3.6, ou seja, os resultados dos objetivos de projeto (elevada densidade de força e baixa ondulação de força), são avaliados como uma função das variáveis paramétricas τ_r/τ_p , N_{PMi} , N_{CPMs} e n_{form} .

É possível observar a partir da Figura 46 que o percentual absoluto da ondulação de força apresenta valor praticamente nulo para $\tau_r/\tau_p = 0,75$, tal qual foi observado no caso desacoplado na Figura 39. Este resultado é esperado, uma vez que o volume dos enrolamentos e de ímãs permanentes não é dependente desta variável e, portanto, o resultado não é afetado por efeitos térmicos.

Nesta etapa, a densidade de força é corrigida de acordo com resultados obtidos na Seção 3.15 em uma rotina de pós-processamento utilizando o software Matlab[®], e é apresentada na Figura 47 em função das quatro variáveis paramétricas, isto é, τ_r/τ_p , N_{PMi} , N_{CPMs} e n_{form} . Nos eixos vertical e horizontal estão as variáveis τ_r/τ_p e N_{PMi} , respectivamente, enquanto que na vista de topo, em formato de escala de cores, tem-se a variável dependente, ou seja, a densidade de força. Cada retângulo da Figura 47 apresenta em seus eixos vertical e horizontal as variáveis paramétricas N_{CPMs} e n_{form} , respectivamente. Na Figura 48 está apresentado um gráfico tridimensional da densidade de força em função destas variáveis para $\tau_r/\tau_p = 0,75$ e $N_{PMi} = 0,60$.

Os resultados de densidade de força apresentados na Figura 47, referentes ao modelo acoplado, são significativamente diferentes dos apresentados na Figura 34, referentes ao modelo desacoplado. A maior sensibilidade está relacionada à variável paramétrica N_{CPMs} , que, por sua vez, está diretamente relacionada com o volume de bobinas. Isto se torna ainda mais evidente quando se compara a Figura 48 com a Figura 35, pois é possível notar que existe um deslocamento do ponto de máxima densidade de

força em relação a N_{CPMs} . No modelo desacoplado, o valor de máxima densidade de força ocorre com $N_{CPMs} = 0,4$, enquanto que no modelo acoplado isso se dá com $N_{CPMs} = 0,25$. Consequentemente, a consideração do efeito da temperatura no projeto afeta a relação entre o carregamento elétrico e magnético na máquina, de forma que um menor volume de bobina é priorizado em detrimento de um aumento no volume de ímãs permanentes.

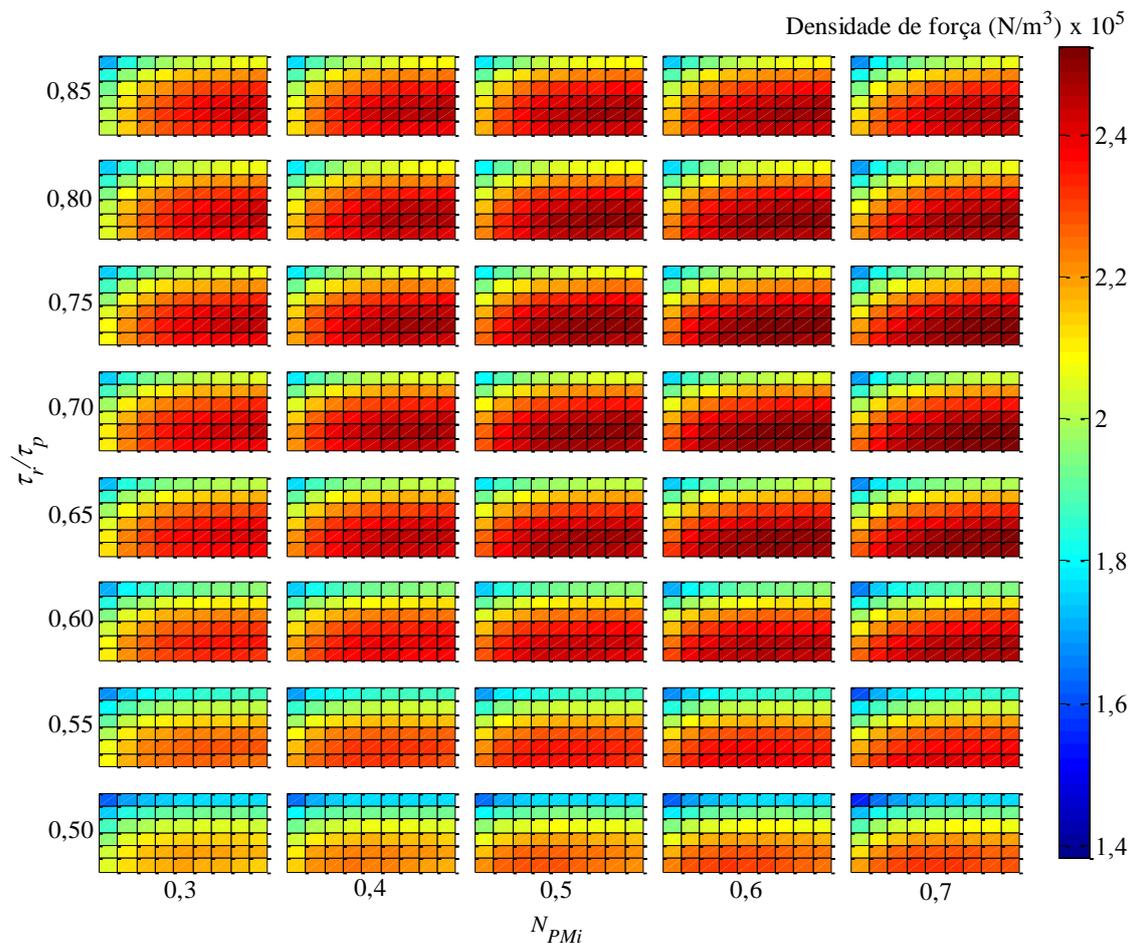


Figura 47 - Densidade de força para o modelo acoplado com densidade eficaz de corrente corrigida de acordo com resultados obtidos na Seção 3.15 para quatro variáveis paramétricas: τ_r/τ_p , N_{PMi} , N_{CPMs} e n_{form} .

Adicionalmente, o valor máximo de densidade de força encontrado para os dois modelos é distinto, sendo $2,92 \times 10^5 \text{ N/m}^3$ para o modelo desacoplado e $2,56 \times 10^5 \text{ N/m}^3$

para o modelo acoplado. Este resultado afeta diretamente o volume ativo total do atuador e, conseqüentemente, seus parâmetros dimensionais. O fato de que os valores de máxima densidade de força não diferem significativamente para ambos os modelos, neste estudo de caso, é consequência de uma boa estimativa da máxima densidade eficaz de corrente aplicada ao modelo desacoplado, discutido na Subseção 3.5.2. No entanto, os resultados podem diferir significativamente, se, por exemplo, a densidade de corrente eficaz inicialmente definida fosse 5 A/mm^2 para o modelo desacoplado, o que é muitas vezes empregado em máquinas elétricas convencionais, ou se a temperatura máxima admissível nos enrolamentos fosse definida como $120 \text{ }^\circ\text{C}$, que em geral é aceitável devido à sua classe de isolamento. Vale ressaltar que, para definir a temperatura dos enrolamentos como $120 \text{ }^\circ\text{C}$, os ímãs de NdFeB deveriam apresentar uma temperatura máxima de operação compatível.

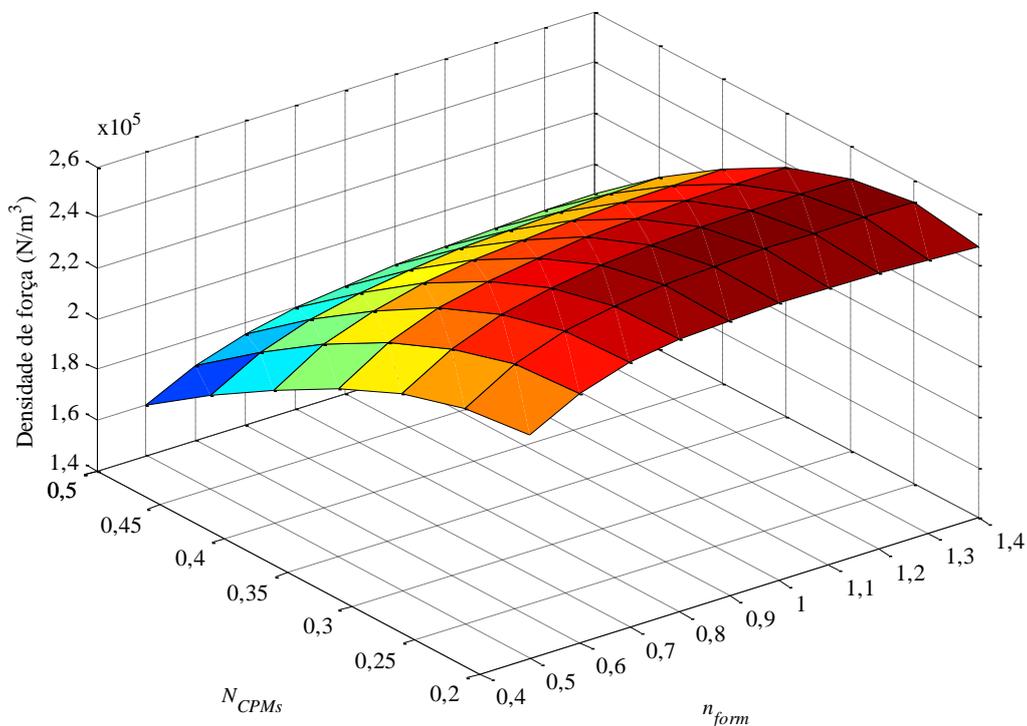


Figura 48 Gráfico tridimensional com resultados de densidade de força do modelo acoplado para duas variáveis paramétricas: N_{CPMs} e n_{form} . Resultados para $\tau_r/\tau_p = 0,75$ e $N_{PMi} = 0,60$.

3.18 DEFINIÇÃO DAS DIMENSÕES RADIAIS DO ATUADOR PARA UM PASSO POLAR

De forma análoga à Seção 3.7, pode-se obter as dimensões do atuador para o modelo acoplado com base nos resultados obtidos na Seção 3.17, levando em conta as restrições dimensionais da Tabela 3, e substituindo os valores das variáveis paramétricas atribuídas nas equações (6) a (11). Uma vez realizada a análise paramétrica, pode-se estabelecer os critérios de projeto para definir o valor que as variáveis paramétricas devem assumir. Para esta topologia, as variáveis paramétricas para o modelo acoplado foram definidas da seguinte forma:

- variável paramétrica $\tau_r/\tau_p = 0,75$, pois para este valor, independente das demais variáveis, a ondulação de força é praticamente nula, e este valor não compromete a densidade de força do dispositivo;

- variável $N_{CPMs} = 0,25$, pois para este valor, independente das demais variáveis, se obtém a máxima densidade de força;

- variável $N_{PMi} = 0,6$, pois para este valor obtém-se o melhor compromisso entre rendimento e custo, uma vez que esta variável afeta pouco a densidade de força e a ondulação de força, dentro do limite observado para esta variável paramétrica;

- variável $n_{form} = 1,2$, pois para este valor se obtém a maior densidade de força, embora seja possível atribuir um valor entre 0,8 a 1,4 sem comprometer a densidade de força e a ondulação de força.

Os valores numéricos das variáveis geométricas na direção radial para o modelo acoplado estão resumidos na Seção 3.24. Resultados dimensionais na direção axial são computados a seguir, na Seção 3.19.

3.19 CÁLCULO DO NÚMERO DE POLOS, DO COMPRIMENTO AXIAL ATIVO E DO COMPRIMENTO TOTAL DO ATUADOR

Os parâmetros P , L_z , L_{zW} e L_{zT} foram determinados de acordo com a lógica apresentada no fluxograma da Figura 41. No entanto, desta vez são considerados os resultados do modelo acoplado, discutidos nas seções 3.17 e 3.18.

Assume-se também que exista uma margem de tolerância na especificação do curso do atuador, portanto, L_z , L_{zW} , S e L_{zT} resultaram em 133,2 mm, 213,2 mm, 79,9 mm e 293,1 mm, respectivamente.

3.20 VERIFICAÇÃO DA VALIDADE DOS PARÂMETROS DO ATUADOR PARA O CASO ACOPLADO

Os mesmos critérios adotados na Seção 3.9, resumidos com as inequações (50), foram empregados nesta etapa. Para o modelo acoplado, verificou-se que $P = 6$ e $L_z/L_{zW} = 0,625$, ou seja, as duas primeiras condições de (50) são simultaneamente satisfeitas.

O comprimento radial dos arranjos de ímãs permanentes interno e externo é maior do que 3 mm, uma vez que na Seção 3.18 N_{PMi} e N_{CPMs} foram definidas como 0,6 e 0,25, respectivamente. Assim, de acordo com a Figura 42, o comprimento radial dos ímãs encontra-se dentro do domínio permitido.

Se os resultados não satisfizessem os critérios de projeto estabelecidos, restrições geométricas para um passo polar deveriam ser revistas. Para este estudo de caso, os

parâmetros R_{oPMo} ou R_{iPMi} devem ser alterados e esta modificação deve ser aplicada aos modelos térmicos e eletromagnético, conforme apresentado no fluxograma da metodologia proposta apresentado na Figura 12.

3.21 DETERMINAÇÃO DA TENSÃO INDUZIDA

A tensão induzida nas espiras de uma bobina do atuador $V_{indTurnCoil}$ é diretamente proporcional à velocidade axial relativa entre o campo e a armadura. Além da velocidade axial relativa, a tensão induzida também depende da distribuição da componente radial da densidade de fluxo no entreferro magnético e das dimensões da bobina.

Considerando o sinal de excitação mecânica discutido na Seção 3.1 e a análise realizada para os sistemas passivo, semiativo e ativo nas subseções 3.3.1, 3.3.2 e 3.3.3, respectivamente, pode-se inferir que, para um sistema que atenua completamente as vibrações da massa móvel, a velocidade relativa entre a armadura e o estator deve ser um sinal harmônico com amplitude $\omega_n X_i$ e frequência f_m , ou seja, $\pi/10$ m/s e 2 Hz, respectivamente. Aplicando este sinal a um modelo de simulação transiente em elementos finitos utilizando o *software* Ansys Maxwell[®], é possível determinar as formas de onda da tensão em uma bobina com uma única espira das fases A, B e C, conforme mostrado na Figura 49.

A forma de onda da tensão induzida depende da posição relativa entre estator e armadura. Os sinais mostrados na Figura 49 são dados para as bobinas identificadas na Figura 50 como A4-, B4+ e C4-, com referência e limites identificados. É possível

observar que para a condição simulada, a máxima tensão induzida por espira em cada bobina é de aproximadamente 35 mV.

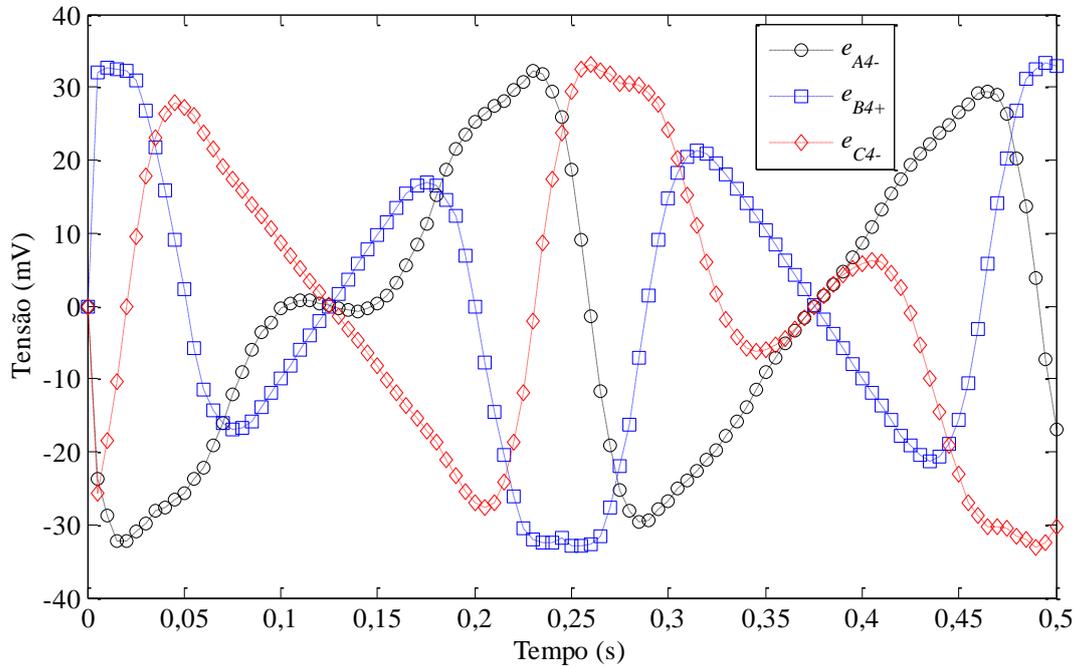


Figura 49 - Simulação numérica das tensões induzidas nas fases A4-, B4+ e C4- (identificadas na Figura 50) para uma velocidade igual a $(\pi/10)\cos(4\pi t)$ m/s.

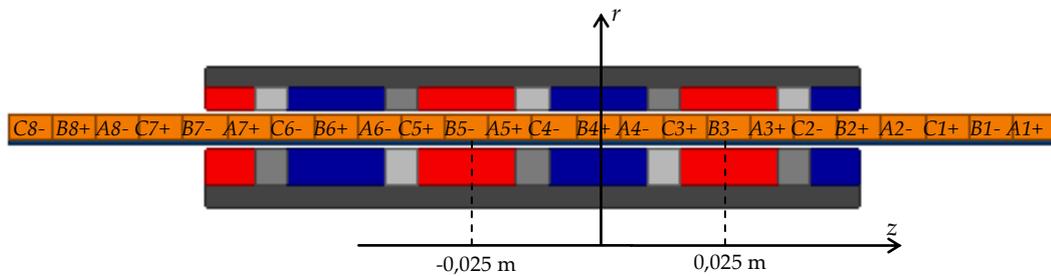


Figura 50 - Vista axissimétrica do atuador com identificação das bobinas, eixo de referência e limite de curso da bobina para uma excitação com amplitude de 0,025 m.

3.22 CÁLCULO DO NÚMERO DE ESPIRAS POR BOBINA

O número de espiras por bobina no atuador depende da forma como as bobinas são ligadas (série ou paralelo), do tipo de ligação (estrela ou triângulo para o caso

trifásico), da tensão nominal por fase e da tensão induzida por espira por bobina discutida na Seção 3.21.

A escolha da tensão nominal por fase V_{rPh} é basicamente uma questão de praticidade e disponibilidade, sendo que para este atuador fixou-se $V_{rPh} = 24$ V. Para permitir acesso a cada fase independentemente, optou-se por uma ligação em estrela e para limitar o número de espiras por bobina, as mesmas devem ser conectadas em série, tal qual apresentado na Figura 51.

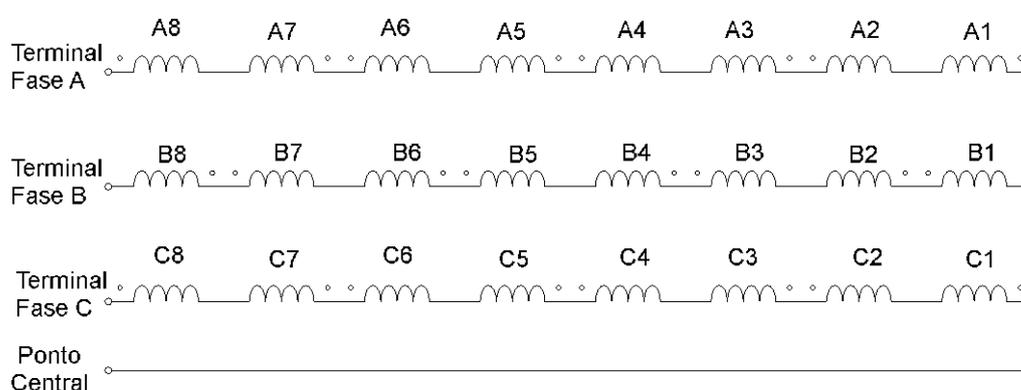


Figura 51 - Conexões das bobinas do atuador.

É importante observar que no caso de atuadores lineares com armadura mais longa que o estator algumas bobinas têm tensão induzida nula, pois estão posicionadas fora da região ativa. As bobinas por fase que estão posicionadas dentro da região ativa, denominadas de bobinas ativas $N_{CoilActive}$. No atuador da Figura 50 são cinco, enquanto três bobinas por fase estão fora da região ativa. Com isso, a tensão induzida por fase é cinco vezes o valor da tensão observada na Seção 3.21.

Dadas as considerações anteriores desta seção, é possível estabelecer uma relação que permite determinar quantas espiras N deve ter cada bobina, de acordo com

$$N = \frac{V_{rPh}}{N_{CoilActive} V_{indTurnCoil}}. \quad (56)$$

Neste caso o número de espiras por bobina deve ser igual a 137.

3.23 DETERMINAÇÃO DOS CONDUTORES

Uma vez conhecido o número de espiras e a área da seção transversal de uma bobina, é possível determinar a área da seção transversal do condutor A_{cond} de tal forma que seja possível estabelecer a densidade de corrente de projeto com o número de espiras desejado, de acordo com

$$A_{Cond} = \frac{\tau_p (R_{oC} - R_{iC}) F_f}{3N}. \quad (57)$$

Considerando que todas as variáveis do lado direito da equação já foram previamente determinadas, tem-se que $A_{Cond} = 0,1944 \times 10^{-6} \text{ m}^2$. A partir deste resultado, pode-se verificar em uma tabela de fios esmaltados qual é o condutor padrão que apresenta área de seção transversal de cobre com valor semelhante ao calculado. O condutor AWG 24 apresenta área de seção de $0,2051 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ enquanto o condutor AWG 25 apresenta área de seção de $0,1626 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ (METALCORTE, 2005).

Difícilmente condutores disponíveis comercialmente apresentam área de seção transversal exatamente igual àquela calculada por meio de (57). Opcionalmente, pode-se utilizar condutores em paralelo, desde que estes apresentem área de seção transversal inferior àquela determinada por (57) e que a soma das áreas de seção transversal destes condutores em paralelo seja igual ou superior àquela calculada por meio da equação (57). Entretanto, por questão de praticidade do processo de bobinagem, é preferível não utilizar condutores em paralelo para esta topologia de atuador. Assim, caso se opte por um condutor comercial com área de seção transversal menor do que a calculada, a

densidade de corrente no condutor deverá ser maior do que a estipulada durante o projeto. No entanto, o condutor de menor seção é mais fácil de ser bobinado, pois o número de espiras por bobina definido na Seção 3.22 pode ser montado no espaço designada a uma bobina com um fator de ocupação relativo mais baixo.

Por outro lado, é preferível que o condutor apresente área de seção maior ou igual àquela calculada por (57), uma vez que assim pode-se operar com níveis de densidade de corrente no condutor menores do que estipulado por projeto, o que é desejável, pois assim as perdas ôhmicas são reduzidas. Portanto, definiu-se que o condutor a ser utilizado deve ser aquele que apresenta área de seção transversal ligeiramente maior que a calculada por meio de (57), ou seja, o condutor AWG 24, classe H, que apresenta diâmetro externo com isolamento de 0,577 mm (METALCORTE, 2005).

3.24 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Nesta seção é discutida a influência de cada variável paramétrica sobre o atuador, apresenta as dimensões finais para os modelos desacoplado e acoplado, compara e discute os resultados.

Para a topologia em estudo, verificou-se que a variável paramétrica τ_r/τ_p apresenta elevada sensibilidade em relação à ondulação de força. Definindo-se $\tau_r/\tau_p = 0,75$ é suficiente para obter ondulação de força praticamente nula, independentemente do valor das outras variáveis paramétricas. Deve-se observar, no entanto, que o valor de τ_r/τ_p para os quais a ondulação de força torna-se praticamente nula pode mudar para diferentes restrições geométricas. Não foi observada diferença nos modelos desacoplado e

acoplado relacionada à τ_r/τ_p . Embora o valor desta variável tenha sido definido em função da ondulação de força, o valor atribuído não compromete a densidade de força.

A variável paramétrica N_{PMi} afeta muito pouco os objetivos do projeto, ou seja, alta densidade e baixa ondulação da força. Os resultados para N_{PMi} variando desde 0,5 até 0,7 foram praticamente invariantes. Como N_{PMi} também afeta a relação entre o volume de ímãs permanentes e o volume de bobinas, definiu-se o valor de 0,6, pois este oferece o melhor compromisso entre custo e rendimento, apesar de estes não terem sido definidos como objetivos de projeto, mas são características usualmente desejáveis. Vale ressaltar que o intervalo desta variável é limitado pela restrição aplicada ao comprimento radial dos ímãs permanentes, ou seja, que este comprimento não pode ser superior a 3 mm para ambos os arranjos, por questões relativas à fabricação. Além disso, N_{PMi} seria mais relevante para o modelo acoplado se as diferenças entre a temperatura entre os arranjos de ímãs permanentes fossem mais elevadas. Neste caso, a densidade de força seria maior para um valor de N_{PMi} que resulta em um volume de ímãs que apresenta temperatura mais baixa durante a operação.

A variável paramétrica mais relevante em relação à densidade de força é N_{CPMs} , especialmente quando se compara os resultados para os modelos acoplado e desacoplado. Para o modelo desacoplado, com densidade de corrente constante, independente do volume de bobinas, a maior densidade de força encontrada é com $N_{CPMs} = 0,4$. Por outro lado, com o modelo acoplado, no qual a densidade de corrente eficaz é corrigida de modo a manter a temperatura no atuador limitado ao seu máximo especificado, a maior densidade de força encontrada é com $N_{CPMs} = 0,25$. Portanto, para atingir elevados níveis de densidade de força no modelo acoplado, o carregamento elétrico deve ser reduzido em detrimento de um aumento no carregamento magnético,

uma vez que as perdas por efeito Joule são limitadas, e a densidade de fluxo magnético é incrementada.

A variável paramétrica n_{form} desempenha um papel importante na definição do número de polos P do atuador. Em ambos os modelos desacoplado e acoplado, n_{form} também é relevante para encontrar a melhor densidade de força. No entanto, os resultados são praticamente invariantes no domínio de 0,8 a 1,4. A baixa sensibilidade observada no domínio confere flexibilidade na definição desta variável paramétrica sem prejudicar os objetivos de projeto. Esta característica é desejável no projeto, pois assim n_{form} pode ser definido em uma ampla faixa de modo que o número de polos possa ser ajustado com um comprimento axial ativo pré-definido.

De acordo com a metodologia proposta, o número de polos e as dimensões finais do atuador são aqueles encontrados para o modelo acoplado, embora os resultados do modelo desacoplado sejam indispensáveis para se obter uma primeira aproximação, a fim de permitir a análise térmica. Para fins de comparação, a Tabela 6 apresenta o número de polos e as dimensões de cada projeto, enquanto a Figura 52 apresenta os dois modelos axissimétricos em sua forma final.

Tabela 6 - Número de polos e resultados dimensionais para os modelos acoplado e desacoplado. As dimensões são apresentadas em mm.

Modelo	P	R_i	R_{oPMi}	R_{iReel}	R_{iC}	R_{oC}	R_{iPMo}	R_o	τ_r	τ_z	L_z	L_{zW}	L_{zT}
Desacoplado	4	10,66	23,4	24,4	25,4	33,4	34,4	43,45	29,19	9,73	116,79	194,66	272,52
Acoplado	6	13,42	25,2	26,2	27,2	32,2	33,2	41,81	19,98	6,66	133,2	213,2	293,1

A distribuição de temperaturas no atuador do modelo acoplado são aquelas apresentadas na Figura 43, uma vez que a densidade de corrente eficaz foi ajustada para obter esse resultado. A densidade de corrente eficaz máxima na área de seção de cobre

da bobina para o modelo acoplado é $3,71 \text{ A/mm}^2$, o que é mais elevado do que inicialmente estipulado, no entanto, deve-se notar que existe um volume de bobina relativamente menor do que no caso desacoplado. A simulação em elementos finitos do modelo axissimétrico da Figura 52 (b) resultou em uma força axial de 121,8 N, valor que está de acordo com a especificação, ou seja, 120 N.

Em contraste, a distribuição de temperaturas para o modelo desacoplado foi simulada com densidade de corrente de 3 A/mm^2 e, neste caso, a temperatura média dos enrolamentos foi de aproximadamente $90 \text{ }^\circ\text{C}$, enquanto que a temperatura média do arranjo de ímãs permanentes interno foi de aproximadamente $74 \text{ }^\circ\text{C}$ e do arranjo externo foi de aproximadamente $76 \text{ }^\circ\text{C}$. Para esta condição, as temperaturas nos ímãs permanentes estão próximas do valor máximo especificado pelo fabricante, ou seja, $80 \text{ }^\circ\text{C}$ (CIBAS SRL., 2015), o que pode levar à desmagnetização dos mesmos, especialmente se correntes transitórias com altas amplitudes forem aplicadas durante a operação.

A simulação em elementos finitos do modelo axissimétrico desacoplado mostrado na Figura 52(a), com 3 A/mm^2 sem considerar o efeito da temperatura sobre ímãs permanentes, ou seja, com $B_r = 1,23 \text{ T}$ e $H_c = -890 \text{ kA/m}$, resultou em 120,4 N de força axial. Por outro lado, se a mesma densidade de corrente é aplicada, mas a indução remanescente e a força coercitiva são ajustadas de acordo com a sua temperatura, tal como consta na Tabela 7, a força axial produzida pelo atuador é de 92,5 N. Este resultado mostra a importância da temperatura sobre os ímãs permanentes e, portanto, sobre o desempenho do atuador, uma vez que a força axial diminuiu 22,9% em relação à especificação.

Tabela 7 - Propriedades dos ímãs permanentes dos arranjos interno e externo correspondentes ao modelo desacoplado ajustadas de acordo com a sua temperatura de operação com densidade de corrente de 3 A/mm².

Propriedade	Arranjo interno	Arranjo externo
B_r [T]	1,158	1,155
H_c [kA/m]	-585	-572
μ_r [-]	1,575	1,607

De fato, o modelo desacoplado poderia operar à mesma temperatura do modelo acoplado, entretanto, neste caso, a densidade máxima de corrente eficaz deveria ser de 2,75 A/mm², conforme o gráfico da Figura 45. Considerando esta densidade de corrente eficaz e ajustando os parâmetros dos ímãs permanentes de acordo com a sua temperatura de operação, apresentado na Tabela 5, a força axial produzida nesta condição cai para 89,9 N, o que representa uma redução de aproximadamente 25% em relação à especificação.

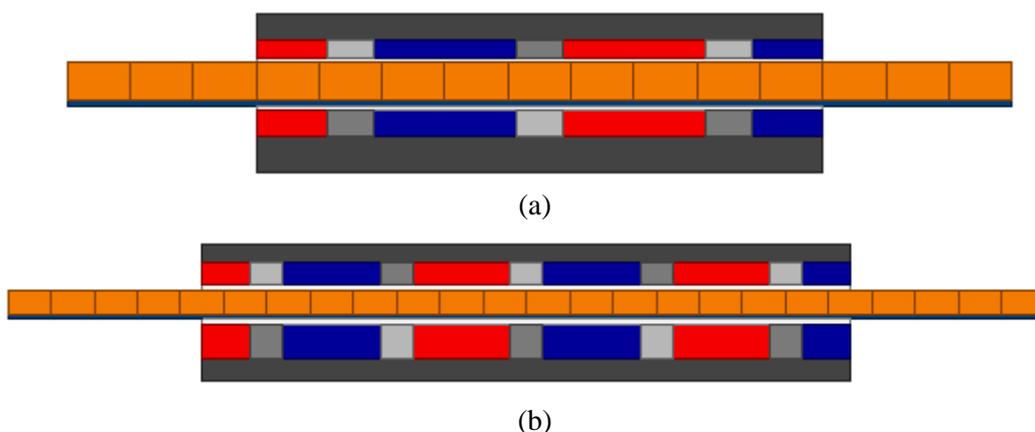


Figura 52 - Vista axissimétrica do atuador eletromagnético para: (a) o modelo desacoplado com $P = 4$, $N_{CPMS} = 0,4$, $N_{PMi} = 0,6$, $\tau_r/\tau_p = 0,75$, $n_{form} = 1,1633$ e $n_{BI} = 0,4$; (b) modelo acoplado com $P = 6$, $N_{CPMS} = 0,25$, $N_{PMi} = 0,6$, $\tau_r/\tau_p = 0,75$, $n_{form} = 0,7961$ e $n_{BI} = 0,4$.

A densidade de fluxo magnético do atuador da Figura 52(b), avaliada por meio de análise de elementos finitos, é mostrada na Figura 53. Pode-se observar que não há saturação magnética nas culatras, embora a culatra interna apresente maior densidade de

fluxo do que a externa. Isto sugere que as culatras dos arranjos interno e externo podem ser dimensionadas de forma independente uma da outra. Deve-se notar que os resultados mostrados na Figura 53 foram obtidos aplicando a densidade de corrente eficaz nominal e por conta disso pequenos níveis de assimetria nas linhas de fluxo e na distribuição da densidade de fluxo são observáveis devido à reação de armadura. Em termos de magnitude, o valor de pico da densidade de fluxo na culatra interna, em pontos coincidentes com as extremidades dos ímãs radiais é de aproximadamente 1,96 T.

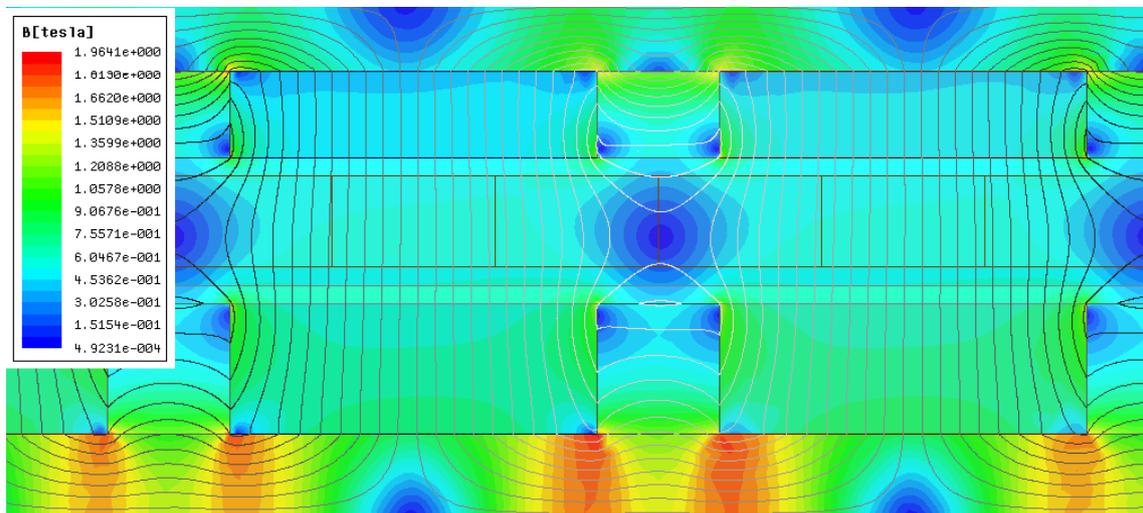


Figura 53 - Magnitude da densidade de fluxo magnético e linhas de fluxo de uma seção do atuador considerando o modelo acoplado e aplicando densidade de corrente eficaz nominal.

Na Subseção 3.5.3 foi mencionado que o volume de culatras pode ser otimizado após o volume ativo do modelo acoplado ser determinado. Para tanto, considerou-se na metodologia de projeto $n_{BI} = 0,4$, pois este valor não afetaria os resultados obtidos dentro da região ativa uma vez que não ocorre queda de potencial magnético significativa com este valor de n_{BI} .

Como as variáveis dimensionais internas a região ativa do modelo acoplado á estão definidas, pode-se investigar a influência somente do fator n_{BI} sobre força e densidade de força do dispositivo. Na Figura 54 são apresentados resultados de simulação numérica que relacionam a densidade de força e força do atuador em função de n_{BI} . A densidade de força, neste caso, é calculada considerando um volume dado pela expressão $\pi(R_o^2 - R_i^2)L_z$, pois assim é considerado o volume total do atuador englobando o volume das culatras.

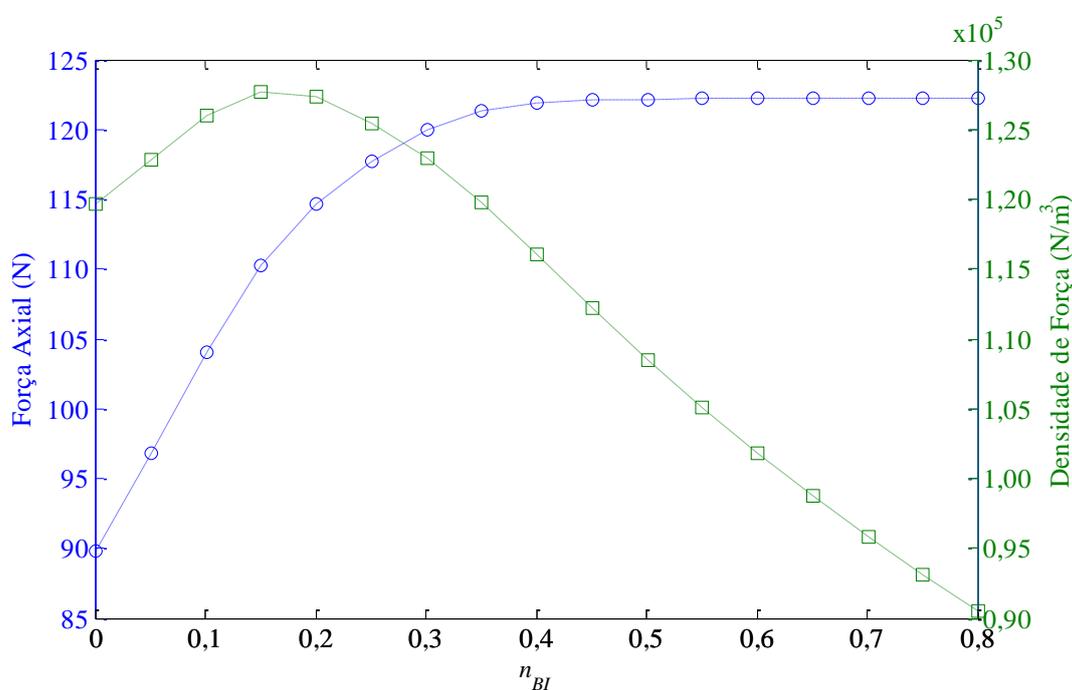


Figura 54 - Força e densidade de força do atuador projetado como função da variável paramétrica n_{BI} obtidas com densidade de corrente eficaz nominal.

Na Figura 54 se pode observar que, para $n_{BI} = 0$, a força axial é de aproximadamente 90 N, enquanto que para $n_{BI} = 0,8$, a força axial é de 122 N. Mais importante ainda, com $n_{BI} = 0,4$ não há quase nenhuma queda de força em relação ao seu máximo. Para n_{BI} menor do que 0,4, uma queda de potencial magnético está presente nas culatras, que se reflete como uma redução na componente radial da indução magnética no entreferro, resultando em níveis mais baixos de força.

Por outro lado, a densidade da força é maximizada para $n_{BI} = 0,15$, com cerca de $1,28 \times 10^5 \text{ N/m}^3$. No entanto, na condição de máxima densidade de força, a força axial é igual a 110,2 N, que não atende a especificação de 120 N. A densidade de força diminui significativamente para valores maiores de n_{BI} maiores que 0,4 uma vez que o volume considerado aumenta e a força mantém-se praticamente constante. Portanto, manteve-se o fator de culatra n_{BI} no valor de 0,4, conforme previamente definido

De forma geral, a metodologia apresentada e aplicada ao projeto de um atuador eletromagnético linear de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach se mostrou eficaz, pois a partir de resultados de simulação verificou-se que a configuração obtida atende aos requisitos de projeto considerando restrições geométricas e térmicas com menor ondulação de força e maior densidade de força. Tal metodologia é uma ferramenta importante para auxiliar no processo de concepção de atuadores lineares cilíndricos, e os seus conceitos gerais podem ser aplicados ao projeto de uma ampla variedade de topologias de atuador.

É importante ressaltar que a metodologia poderia ser implementada empregando modelos analíticos, tanto para o comportamento eletromagnético como térmico. Esta abordagem poderia ser empregada a fim de substituir a análise paramétrica por um processo de otimização matemática. Neste trabalho serão apresentados os modelos analíticos nos capítulos subsequentes de tal forma que estes possam servir de base para uma futura implementação de um processo de otimização matemática.

4 MODELO ELETROMAGNÉTICO ANALÍTICO

A modelagem analítica é uma importante ferramenta para o projeto e análise de dispositivo eletromagnético, uma vez que a partir desta é possível compreender facilmente a interdependência das variáveis construtivas e das variáveis eletromagnéticas com as grandezas de interesse que descrevem o desempenho do dispositivo. Adicionalmente, os resultados de um modelo analítico, quando comparados, por exemplo, a modelos numéricos em elementos finitos, são obtidos de forma mais rápida, pois é exigido menor esforço computacional no caso analítico. Na literatura são encontrados diversos trabalhos relativos à modelagem analítica que servem de base para descrição matemática do comportamento eletromagnético de atuadores lineares, conforme discutido na Subseção 2.3.1. A revisão bibliográfica apresentada na Subseção 2.3.1 serve de base teórica, de forma direta ou indireta, para o desenvolvimento da modelagem analítica aplicada ao atuador linear de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach estudado neste trabalho.

É importante destacar que os resultados apresentados neste capítulo consideram um atuador com as dimensões daquele projetado no Capítulo 3 e mostrada na Figura 52(b). No entanto, não são considerados efeitos térmicos sobre os ímãs permanentes, embora esta consideração possa ser facilmente adicionada ao modelo conforme discutido na Seção 4.1.

As simplificações e considerações realizadas para desenvolver o modelo podem ser resumidas em: não é considerada a reação da armadura, é considerado que o atuador tem comprimento infinito; o material ferromagnético das culatras é considerado com permeabilidade infinita; e os ímãs com magnetização radial são considerados ideais.

A distorção do campo magnético devido ao efeito de reação da armadura não é muito significativa para densidades de corrente na ordem daquela estipulada no Capítulo 3 para operação em regime permanente, ou seja, $3,41 \text{ A/mm}^2$, o que é verificável por meio da simulação numérica e é evidenciado por meio dos resultados experimentais apresentados na Seção 6.6 deste trabalho.

O efeito de extremidade mostrou-se pouco significativo, uma vez que o resultado final de força produzido é muito semelhante ao estipulado como requisito de projeto, conforme discutido na Seção 3.24. A metodologia de projeto apresentada no Capítulo 3 empregou um modelo numérico com simetria de um passo polar que também considerou que o dispositivo apresenta comprimento infinito. É importante destacar que o efeito de extremidade é minimizado devido à técnica empregada que utiliza os ímãs radiais extremos com comprimento radial igual a $\tau_r/2$, pois, assim, cria-se uma distribuição homogênea de fluxo em todo o comprimento axial do atuador, sendo que metade do fluxo produzido em cada ímã permanente de magnetização radial com comprimento axial τ_r é direcionado para o polo radial adjacente. Esse fenômeno não ocorreria se, por exemplo, os ímãs radiais das extremidades apresentassem comprimento axial τ_r , o que intensificaria o efeito de extremidade.

A consideração de permeabilidade infinita das culatras é uma aproximação que não leva a diferenças significativas na distribuição de densidade de fluxo magnético, uma vez que o emprego de arranjos de quase-Halbach minimiza o fluxo magnético nas culatras. Adicionalmente, a permeabilidade relativa do Aço 1020 pode chegar a aproximadamente 1000, de acordo com resultados obtidos indiretamente através dos dados da curva de magnetização deste material disponíveis na biblioteca do *software* Ansys Maxwell[®].

Embora na prática os ímãs permanentes de magnetização sejam construídos com segmentos magnetizados paralelamente, conforme mostrado no Capítulo 6, a influência desta forma de magnetização reduz pouco o desempenho total do dispositivo se o número de elementos for escolhido apropriadamente, conforme mostrado em (ECKERT; GOLTZ; FLORES FILHO, 2014).

O modelo eletromagnético analítico apresentado neste capítulo descreve a distribuição espacial da densidade de fluxo magnético produzido pelos ímãs permanentes no atuador na direção radial e axial, equaciona a tensão induzida em vazio com velocidade constante e com velocidade sinusoidal, e modela a força axial estática com densidade de corrente constante e com acionamento senoidal. Os resultados obtidos a partir do modelo analítico são comparados com resultados obtidos numericamente neste capítulo para fins de validação. Além disso, no Capítulo 6 estes resultados são comparados com resultados experimentais obtidos a partir do protótipo construído.

4.1 DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO PRODUZIDA PELOS ÍMÃS PERMANENTES

A partir da modelagem da distribuição da densidade de fluxo magnético no dispositivo é possível computar a força axial produzida pelo mesmo e a tensão induzida, fatores necessários para avaliar o desempenho e comportamento dinâmico do atuador.

A densidade de fluxo magnético produzida pelos ímãs permanentes pode ser considerada estática, uma vez que a reação da armadura é desconsiderada nesta modelagem. Adicionalmente, o vetor densidade de fluxo magnético \mathbf{B} pode ser

determinado de forma indireta, por meio do vetor potencial magnético \mathbf{A} (SADIKU, 2007), de acordo com

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}. \quad (58)$$

O vetor potencial magnético, por sua vez, pode ser determinado para qualquer meio através da expressão

$$\nabla^2 \mathbf{A} = -\mu_0 (\mathbf{J} + \nabla \times \mathbf{M}), \quad (59)$$

onde μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo, \mathbf{J} é o vetor densidade de corrente e \mathbf{M} é o vetor magnetização (GYSEN et al., 2008a).

Inicialmente, o atuador estudado neste trabalho é delimitado em três regiões: a *Região I*, que é delimitada radialmente por R_{iPMi} e R_{oPMi} ; a *Região II* que é delimitada radialmente por R_{oPMi} e R_{iPMo} ; e a *Região III*, que é delimitada radialmente por R_{iPMo} e R_{oPMo} , conforme mostrado na Figura 55, onde as linhas tracejadas indicam a delimitação radial de cada região mencionada.

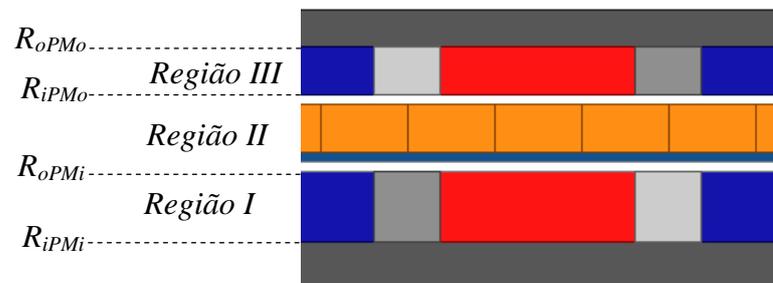


Figura 55 - Indicação da delimitação por regiões para modelagem analítica da distribuição da indução no atuador.

Na *Região II* o vetor \mathbf{M} é nulo, isto é, $\mathbf{M}_{II} = 0$, enquanto que nas *Regiões I e III* o vetor \mathbf{J} é nulo, ou seja, $\mathbf{J}_I = \mathbf{J}_{III} = 0$. Deve-se notar que para determinação da densidade

de fluxo produzida pelos ímãs permanentes \mathbf{J}_{II} também é zero. Assim, a equação (59), pode ser reescrita para cada região identificada na Figura 55, da seguinte forma:

$$\begin{cases} \nabla^2 \mathbf{A}_I = -\mu_0 (\nabla \times \mathbf{M}_I) \\ \nabla^2 \mathbf{A}_{II} = 0 \\ \nabla^2 \mathbf{A}_{III} = -\mu_0 (\nabla \times \mathbf{M}_{III}) \end{cases} . \quad (60)$$

A topologia do atuador em estudo é axialmente simétrica, logo, a componente circunferencial da densidade de fluxo B_θ em todas as regiões pode ser considerada nula e as componentes radial e axial do vetor potencial magnético em todas as regiões, A_r e A_z , respectivamente, também são nulas. Portanto, as equações do vetor potencial magnético em coordenadas cilíndricas, correspondentes a cada região, podem ser reescritas como:

$$\frac{\partial^2 A_{\theta I}}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r A_{\theta I}) \right) = -\mu_0 (\nabla \times \mathbf{M}_I), \quad (61)$$

$$\frac{\partial^2 A_{\theta II}}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r A_{\theta II}) \right) = 0, \quad (62)$$

$$\frac{\partial^2 A_{\theta III}}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r A_{\theta III}) \right) = -\mu_0 (\nabla \times \mathbf{M}_{III}), \quad (63)$$

onde $A_{\theta I}$, $A_{\theta II}$ e $A_{\theta III}$ correspondem à componente circunferencial do vetor potencial magnético nas *Regiões I*, *II* e *III*, respectivamente. As equações (61) e (63) correspondem à Equação de Poisson em coordenadas cilíndricas com simetria axial, e a equação (62) corresponde à Equação de Laplace em coordenadas cilíndricas com simetria axial.

Como as componentes axial e radial dos vetores magnetização \mathbf{M}_I e \mathbf{M}_{III} apresentam comportamento periódico, é adequado expressar as mesmas em termos de

uma expansão em série de Fourier. Deve-se observar que no arranjo de quase-Halbach empregado no atuador em estudo, a componente circunferencial da magnetização M_θ é nula. Considerando o sistema de referências mostrado na Figura 56, a componente radial da magnetização $M_{rI}(z)$ é uma função par e a componente axial da magnetização $M_{zI}(z)$ é uma função ímpar. Adicionalmente, deve-se observar que o valor médio de ambas as formas de onda é nulo. Desta forma, o coeficiente da Série de Fourier da componente radial da magnetização a_n pode ser determinado a partir da resolução da integral

$$a_n = \frac{1}{\tau_p} \left[-\int_{-(3\tau_r/2+\tau_a)}^{-(\tau_r/2+\tau_a)} \frac{B_r}{\mu_0} \cos(m_n z) dz + \int_{-\tau_r/2}^{\tau_r/2} \frac{B_r}{\mu_0} \cos(m_n z) dz \right], \quad (64)$$

onde B_r é a densidade de fluxo residual nos ímãs permanentes e m_n é a frequência angular espacial dada por

$$m_n = \frac{(2n-1)\pi}{\tau_p}. \quad (65)$$

O coeficiente da Série de Fourier da componente axial da magnetização b_n pode ser determinado a partir da resolução da integral

$$b_n = \frac{1}{\tau_p} \left[-\int_{-(\tau_r/2+\tau_a)}^{-\tau_r/2} \frac{B_r}{\mu_0} \sen(m_n z) dz + \int_{\tau_r/2}^{(\tau_r/2+\tau_a)} \frac{B_r}{\mu_0} \sen(m_n z) dz \right], \quad (66)$$

Portanto, a componente radial $M_{rI}(z)$ e a axial $M_{zI}(z)$ da magnetização na direção axial na *Região I* são dadas pelas expressões:

$$M_{rI}(z) = \frac{4B_r}{\pi\mu_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sen(m_n \tau_r / 2) \cos(m_n z)}{(2n-1)}, \quad (67)$$

$$M_{zI}(z) = -\frac{4B_r}{\pi\mu_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sen(m_n \tau_z / 2) \sen(m_n \tau_p / 2) \sen(m_n z)}{(2n-1)}, \quad (68)$$

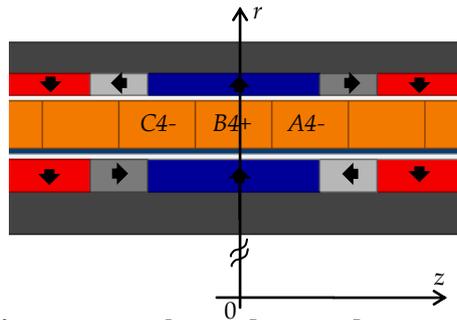


Figura 56 - Vista de dois passos polares do atuador com indicação de sentidos de magnetização com as setas, identificação de bobinas e localização de eixo de referência.

De forma análoga, pode-se determinar as componentes radial e axial do vetor magnetização na *Região III*. Com base nas setas indicativas do sentido de magnetização da Figura 56, pode-se inferir que a componente radial da magnetização na *Região III* é igual àquela da *Região I*, isto é, $M_{rIII} = M_{rI}$, e que a componente axial na *Região III* tem orientação oposta àquela da *Região I*, ou seja, $M_{zIII} = -M_{zI}$. As formas de onda de M_{rI} e M_{zI} são mostradas na Figura 57, enquanto que as formas de onda de M_{rIII} e M_{zIII} são mostradas na Figura 58.

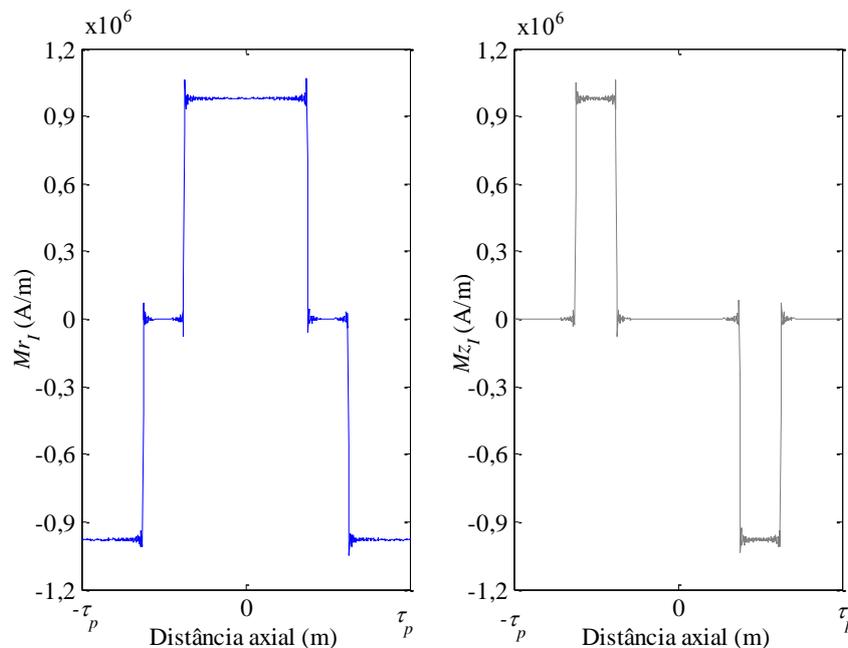


Figura 57 - Componente radial M_{rI} e axial M_{zI} do vetor magnetização na *Região I* computado por meio das equações (67) e (68), respectivamente com $n = 100$.

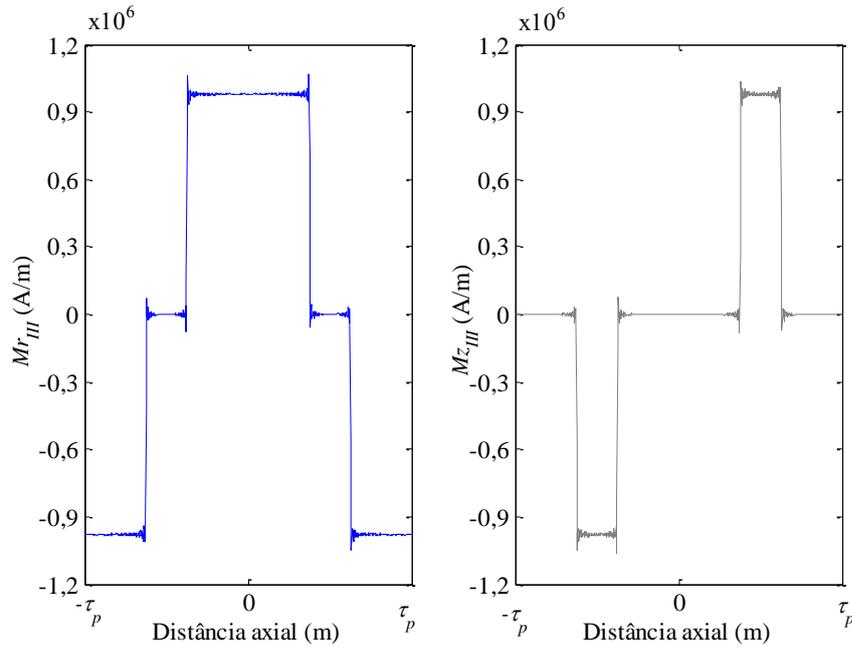


Figura 58 - Componente radial $M_{r,III}$ e axial $M_{z,III}$ do vetor magnetização na Região III computado com base nas equações (67) e (68), respectivamente, sendo que $M_{r,III} = M_{r,I}$ e $M_{z,I} = -M_{z,III}$, com $n = 100$.

Nessas figuras é possível observar o Fenômeno de Gibbs (KING; BILLINGHAM; OTTO, 2003), decorrente do uso de um número finito de elementos para compor o sinal, ou seja, $n = 100$.

O rotacional do vetor magnetização em coordenadas cilíndricas é dado por

$$\nabla \times \mathbf{M} = \left(\frac{1}{r} \frac{\partial M_z}{\partial \theta} - \frac{\partial M_\theta}{\partial z} \right) \mathbf{e}_r + \left(\frac{\partial M_r}{\partial z} - \frac{\partial M_z}{\partial r} \right) \mathbf{e}_\theta + \frac{1}{r} \left(\frac{\partial (rM_\theta)}{\partial r} - \frac{\partial M_r}{\partial \theta} \right) \mathbf{e}_z, \quad (69)$$

onde \mathbf{e}_r , \mathbf{e}_θ e \mathbf{e}_z são vetores unitários nas direções r , θ e z , respectivamente. Da equação (69), pode-se constatar que somente a parcela correspondente $\partial M_r / \partial z$ não é zero, dada a forma de magnetização existente no atuador. Portanto, pode-se reescrever as equações (61) e (63) da seguinte forma

$$\frac{\partial^2 A_{\theta I}}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (rA_{\theta I}) \right) = \sum_{n=1}^{\infty} P_n \text{sen}(m_n z), \quad (70)$$

$$\frac{\partial^2 A_{\theta III}}{\partial z^2} + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r A_{\theta III}) \right) = \sum_{n=1}^{\infty} P_n \text{sen}(m_n z), \quad (71)$$

com P_n dado por

$$P_n = \frac{4B_r \text{sen}(m_n \tau_r / 2)}{\tau_p}. \quad (72)$$

As equações (70) e (71) são análogas e dadas pela soma da solução homogênea, ou seja, a solução da Equação de Laplace, equação (62), mais a solução da equação particular.

A solução da Equação de Laplace pode ser obtida com o método da separação de variáveis, partindo-se da seguinte equação:

$$A_{\theta}(r, z) = R(r)Z(z). \quad (73)$$

Substituindo a equação (73) na (62) e realizando manipulações matemáticas, a mesma pode ser reescrita como

$$\frac{1}{Z(z)} \frac{\partial^2 Z(z)}{\partial z^2} + \frac{1}{R(r)} \frac{\partial^2 R(r)}{\partial r^2} + \frac{1}{rR(r)} \frac{\partial R(r)}{\partial r} - \frac{1}{r^2} = 0. \quad (74)$$

Para satisfazer a equação (74), a parcela dependente de z deve ser igual a uma constante, de tal forma que

$$\frac{1}{Z(z)} \frac{\partial^2 Z(z)}{\partial z^2} = -q^2. \quad (75)$$

A definição da constante como sendo negativa se justifica se deve ao fato de que a solução na direção axial é sabidamente periódica. Assim, elevando a mesma ao quadrado faz com que a solução geral de (75) seja simplesmente

$$Z(z) = C_1 \cos(qz) + C_2 \text{sen}(qz), \quad (76)$$

onde C_1 e C_2 são constantes a determinar em função das condições de contorno do problema. A frequência angular na direção dada por (76) é conhecida, pois é definida pela disposição espacial dos ímãs nessa direção, ou seja, q deve ser igual a m_n . Adicionalmente, pode-se prever que a constante C_1 deve ser nula, dado que, em função do eixo de referência ter sido estabelecido conforme indicado na Figura 56, a densidade de fluxo magnético tem comportamento cossenoidal. Além disso, isso também se deve ao fato de que a densidade de fluxo é dada em função da derivada de $Z(z)$, conforme definido pela equação (58).

Substituindo a equação (75) na (74) e manipulando a mesma, obtém-se a equação

$$r^2 \frac{\partial^2 R(r)}{\partial r^2} + r \frac{\partial R(r)}{\partial r} - R(r)(q^2 r^2 + 1) = 0. \quad (77)$$

A equação (77) é conhecida como Equação Modificada de Bessel (KING; BILLINGHAM; OTTO, 2003), e apresenta solução

$$R(r) = C_3 I_1(qr) + C_4 K_1(qr), \quad (78)$$

onde C_3 e C_4 são constantes a determinar, e I_1 é a Função Modificada de Bessel do Primeiro Tipo de ordem 1, e K_1 é a Função Modificada de Bessel do Segundo Tipo de ordem 1 (ABRAMOWITZ; STEGUN, 1970). Portanto, substituindo as equações (78) e (76) em (73) e combinando as constantes a determinar, tem-se a solução da equação (62), dada por

$$A_{\theta II}(r, z) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_{nII} I_1(m_n r) + b_{nII} K_1(m_n r)] \text{sen}(m_n z), \quad (79)$$

onde a_{nII} e b_{nII} são constantes a determinar a partir da aplicação das condições de contorno do problema e englobam as constantes C_2 , C_3 e C_4 previamente definidas.

Para obtenção da solução das equações (70) e (71), deve-se assumir inicialmente que A_θ , na região correspondente é uma função do tipo $U(r)\text{sen}(m_n z)$, uma vez que a solução na direção axial é sinusoidal, imposta pela expressão à direita das equações supracitadas, e a solução na direção radial é desconhecida. Substituindo-se essa relação na equação (70) e manipulando a mesma, obtém-se a equação diferencial

$$r^2 \frac{\partial^2 U(r)}{\partial r^2} + r \frac{\partial U(r)}{\partial r} - U(r)(q^2 r^2 + 1) - r^2 P_n = 0, \quad (80)$$

cuja solução é dada por

$$U(r) = C_5 I_1(qr) + C_6 K_1(qr) + \frac{\pi P_n L_1(qr)}{2q^2}, \quad (81)$$

onde C_5 e C_6 são constantes a determinar em função das condições de contorno, e L_1 é a Função Modificada de Struve de ordem 1 (ABRAMOWITZ; STEGUN, 1970).

Portanto, a solução das equações (70) e (71) pode ser expressa como

$$A_{\theta I}(r, z) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_{nI} I_1(m_n r) + b_{nI} K_1(m_n r) + \frac{\pi P_n L_1(m_n r)}{2m_n^2} \right] \text{sen}(m_n z), \quad (82)$$

$$A_{\theta III}(r, z) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_{nIII} I_1(m_n r) + b_{nIII} K_1(m_n r) + \frac{\pi P_n L_1(m_n r)}{2m_n^2} \right] \text{sen}(m_n z), \quad (83)$$

onde a_{nI} , a_{nIII} , b_{nI} e b_{nIII} são constantes a determinar a partir da aplicação das condições de contorno e englobam as constantes C_2 , C_5 e C_6 previamente definidas.

As equações (79), (82) e (83) representam a solução da equação do vetor potencial magnético nas regiões correspondentes. Substituindo essas equações na equação (58) é possível obter as componentes radiais e axiais de \mathbf{B} em todas as três regiões, resultando em

$$B_{rI}(r, z) = \sum_{n=1}^{\infty} -m_n \left[a_{nI} I_1(m_n r) + b_{nI} K_1(m_n r) + \frac{\pi P_n L_1(m_n r)}{2m_n^2} \right] \cos(m_n z), \quad (84)$$

$$B_{zI}(r, z) = \sum_{n=1}^{\infty} m_n \left[a_{nI} I_0(m_n r) - b_{nI} K_0(m_n r) + \frac{\pi P_n L_0(m_n r)}{2m_n^2} \right] \text{sen}(m_n z), \quad (85)$$

$$B_{rII}(r, z) = \sum_{n=1}^{\infty} -m_n [a_{nII} I_1(m_n r) + b_{nII} K_1(m_n r)] \cos(m_n z), \quad (86)$$

$$B_{zII}(r, z) = \sum_{n=1}^{\infty} m_n [a_{nII} I_0(m_n r) - b_{nII} K_0(m_n r)] \text{sen}(m_n z), \quad (87)$$

$$B_{rIII}(r, z) = \sum_{n=1}^{\infty} -m_n \left[a_{nIII} I_1(m_n r) + b_{nIII} K_1(m_n r) + \frac{\pi P_n L_1(m_n r)}{2m_n^2} \right] \cos(m_n z), \quad (88)$$

$$B_{zIII}(r, z) = \sum_{n=1}^{\infty} m_n \left[a_{nIII} I_0(m_n r) - b_{nIII} K_0(m_n r) + \frac{\pi P_n L_0(m_n r)}{2m_n^2} \right] \text{sen}(m_n z), \quad (89)$$

sendo que I_0 é a Função Modificada de Bessel do Primeiro Tipo de ordem zero, K_0 é a Função Modificada de Bessel do Segundo Tipo de ordem zero e L_0 é a Função Modificada de Struve de ordem zero.

A obtenção das constantes presentes nas equações (84) a (89) pode ser obtida a partir da aplicação das seis condições de contorno definidas como

$$\begin{cases} B_{zI} \Big|_{r=R_{iPMi}} = \mu_0 M_{zI} \\ B_{zIII} \Big|_{r=R_{oPMo}} = \mu_0 M_{zIII} \end{cases}, \quad (90)$$

$$\begin{cases} B_{rI} \Big|_{r=R_{oPMi}} = B_{rII} \Big|_{r=R_{oPMi}} \\ B_{rIII} \Big|_{r=R_{iPMo}} = B_{rII} \Big|_{r=R_{iPMo}} \end{cases}, \quad (91)$$

$$\begin{cases} H_{zI} \Big|_{r=R_{oPMi}} = H_{zII} \Big|_{r=R_{oPMi}} \\ H_{zIII} \Big|_{r=R_{iPMo}} = H_{zII} \Big|_{r=R_{iPMo}} \end{cases}, \quad (92)$$

com H_{zI} , H_{zII} e H_{zIII} sendo as componentes axiais do campo magnético nas regiões correspondentes, que podem ser determinadas por

$$\begin{cases} H_{zI} = (B_{zI} - \mu_0 M_{zI}) / (\mu_r \mu_0) \\ H_{zIII} = (B_{zIII} - \mu_0 M_{zIII}) / (\mu_r \mu_0) \end{cases}, \quad (93)$$

$$H_{zII} = B_{zII} / \mu_0, \quad (94)$$

onde μ_r é a permeabilidade relativa dos ímãs permanentes.

As condições definidas por (90) consideram que a componente axial da densidade de fluxo no raio interno do arranjo de ímãs permanentes internos e a densidade de fluxo magnético no raio externo do arranjo externo de ímãs é igual à componente axial da magnetização multiplicada por μ_0 na *Região I* e *III*, respectivamente. Esta condição ocorre porque na interface entre os ímãs permanentes e as respectivas culatras não existe componente axial, uma vez que as linhas de fluxo magnético entram ortogonalmente na superfície das culatras em contato com os ímãs.

As condições de contorno definidas pelas equações (91) e (92) são condições de interface estipuladas no limite entre as *Regiões I* e *II* e entre as *Regiões II* e *III*, respectivamente.

Substituindo as condições de contorno nas equações da densidade de fluxo e de campo magnético, obtém-se um sistema de equações lineares, que pode ser representado no formato matricial $\mathbf{Ax} = \mathbf{b}$, onde \mathbf{A} é uma matriz, e \mathbf{x} e \mathbf{b} são vetores dados por

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} I_0(m_n R_{iPMi}) & -K_0(m_n R_{iPMi}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I_0(m_n R_{oPMo}) & -K_0(m_n R_{oPMo}) \\ I_1(m_n R_{oPMi}) & K_1(m_n R_{oPMi}) & -I_1(m_n R_{oPMi}) & -K_1(m_n R_{oPMi}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -I_1(m_n R_{iPMo}) & -K_1(m_n R_{iPMo}) & I_1(m_n R_{iPMo}) & K_1(m_n R_{iPMo}) \\ I_0(m_n R_{oPMi}) & -K_0(m_n R_{oPMi}) & -\mu_r I_0(m_n R_{oPMi}) & \mu_r K_0(m_n R_{oPMi}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\mu_r I_0(m_n R_{iPMo}) & \mu_r K_0(m_n R_{iPMo}) & I_0(m_n R_{iPMo}) & -K_0(m_n R_{iPMo}) \end{bmatrix}, \quad (95)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} a_{nI} \\ b_{nI} \\ a_{nII} \\ b_{nII} \\ a_{nIII} \\ b_{nIII} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \frac{\pi P_n L_0 (m_n R_{iPMi})}{2m_n^2} - \frac{4B_r \text{sen}(m_n \tau_z / 2) \text{sen}(m_n \tau_p / 2)}{\tau_p m_n^2} \\ \frac{\pi P_n L_0 (m_n R_{oPMo})}{2m_n^2} + \frac{4B_r \text{sen}(m_n \tau_z / 2) \text{sen}(m_n \tau_p / 2)}{\tau_p m_n^2} \\ - \frac{\pi P_n L_1 (m_n R_{oPMi})}{2m_n^2} \\ - \frac{\pi P_n L_1 (m_n R_{iPMo})}{2m_n^2} \\ \frac{\pi P_n L_0 (m_n R_{oPMi})}{2m_n^2} - \frac{4B_r \text{sen}(m_n \tau_z / 2) \text{sen}(m_n \tau_p / 2)}{\tau_p m_n^2} \\ \frac{\pi P_n L_0 (m_n R_{iPMo})}{2m_n^2} + \frac{4B_r \text{sen}(m_n \tau_z / 2) \text{sen}(m_n \tau_p / 2)}{\tau_p m_n^2} \end{bmatrix}. \quad (96)$$

Uma vez obtida a solução do sistema de equações definido por (95) e (96), resolvida uma única vez em função de m_n , obtém-se os coeficientes das equações das componentes axial e radial da densidade de fluxo magnético nas três regiões definidas na Figura 55.

Embora as componentes axial e radial da densidade de fluxo magnético na região dos ímãs permanentes, isto é, *Regiões I e III* da Figura 55, sejam importantes para estudos de desmagnetização, por exemplo, os resultados não serão apresentados de forma gráfica neste trabalho, uma vez que o fenômeno da desmagnetização não será abordado. Portanto, os resultados do modelo analítico para a densidade de fluxo apresentados na sequência do trabalho destacam as curvas das componentes axial e radial da densidade de fluxo na *Região II*, especialmente aquela compreendida radialmente entre R_{iC} e R_{oC} , ou seja, na região das bobinas, pois a partir destes resultados é possível determinar a força axial produzida pelo atuador e a tensão induzida no mesmo.

A distribuição espacial das componentes radial e axial da densidade de fluxo magnético, determinadas a partir das equações (86) e (87), respectivamente, para o atuador do modelo acoplado apresentado na Figura 52(b), com eixo de referência

conforme Figura 56, para dois passos polares na região das bobinas, sem considerar efeito térmico, isto é, com $B_r = 1,23$ T e $\mu_r = 1,09977$ em ambos os arranjos de ímãs permanentes, é mostrado na Figura 59 e na Figura 60, respectivamente.

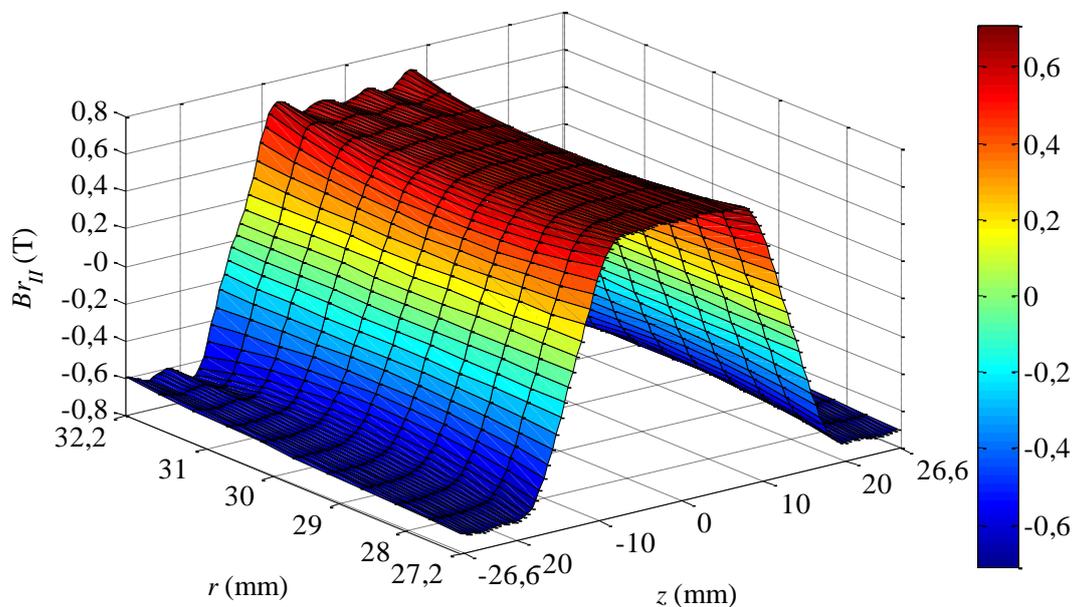


Figura 59 - Distribuição espacial da componente radial da densidade de fluxo magnético B_r produzida pelos ímãs permanentes na região das bobinas compreendida na direção axial em $-\tau_p \leq z \leq \tau_p$ e na direção radial em $R_{iC} \leq r \leq R_{oC}$ do atuador da Figura 52 (b).

É importante destacar, que, embora os resultados não considerem efeitos térmicos sobre os ímãs permanentes, estes podem ser facilmente considerados no modelo, bastando corrigir o valor de B_r nas equações (67) e (68) e o valor de μ_r em (93). Os efeitos térmicos não são considerados no modelo analítico para simplificar a modelagem e, sobretudo, para permitir a comparação com os resultados experimentais apresentados no Capítulo 6. Os resultados da componente radial da densidade de fluxo obtidos experimentalmente no entreferro não consideram efeitos térmicos, uma vez que as medições são realizadas à temperatura ambiente porque a bobina não pode estar posicionada na região designada para permitir a inserção do sensor. Assim, os ímãs

permanentes operam a temperatura ambiente, pois não há no sistema nenhuma fonte de calor nesta condição de operação.

Pode-se observar na Figura 59 a periodicidade de $B_{rII}(r,z)$ na direção axial, sendo que nesta figura é apresentado um período completo, ou seja, $2\tau_p$. A referência em z coincide com o centro dos ímãs permanentes de magnetização radial, conforme mostrado na Figura 56, onde é encontrado o valor de pico de $B_{rII}(r,z)$ que apresenta pouca variação na região das bobinas na direção radial, uma vez que esta é aproximadamente 0,6 T, independente de r .

A componente axial da densidade de fluxo, apresentada na Figura 60, é aproximadamente nula quando $z = 0$ e $z = \pm\tau_p$, ou seja, nas posições axiais coincidentes com o centro dos ímãs de magnetização radial. Em contrapartida, nas posições axiais com $z = \pm\tau_p/2$, ou seja, na posição axial coincidente com o centro dos ímãs de magnetização axial, $B_{zII}(r,z)$ é máxima. O fluxo axial é resultante de fuga interpolar, ou seja, aquela que ocorre entre os ímãs permanentes de magnetização radial adjacentes do mesmo arranjo e de espraiamento.

Pode-se notar ainda na Figura 60 que a componente axial é mais intensa no comprimento radial $R_{oC} = 32,2$ mm, quando comparada com aquela observada no comprimento radial $R_{iC} = 27,2$ mm. Isto ocorre porque a componente axial é tanto maior quanto mais próximo dos arranjos de ímãs permanentes, e, na topologia do atuador em estudo, a bobina se encontra mais próxima do arranjo de ímãs externo, uma vez que a extremidade interna da bobina está em contato com o carretel, que acaba por aumentar a distância da bobina para o arranjo de ímãs permanentes interno em 1 mm.

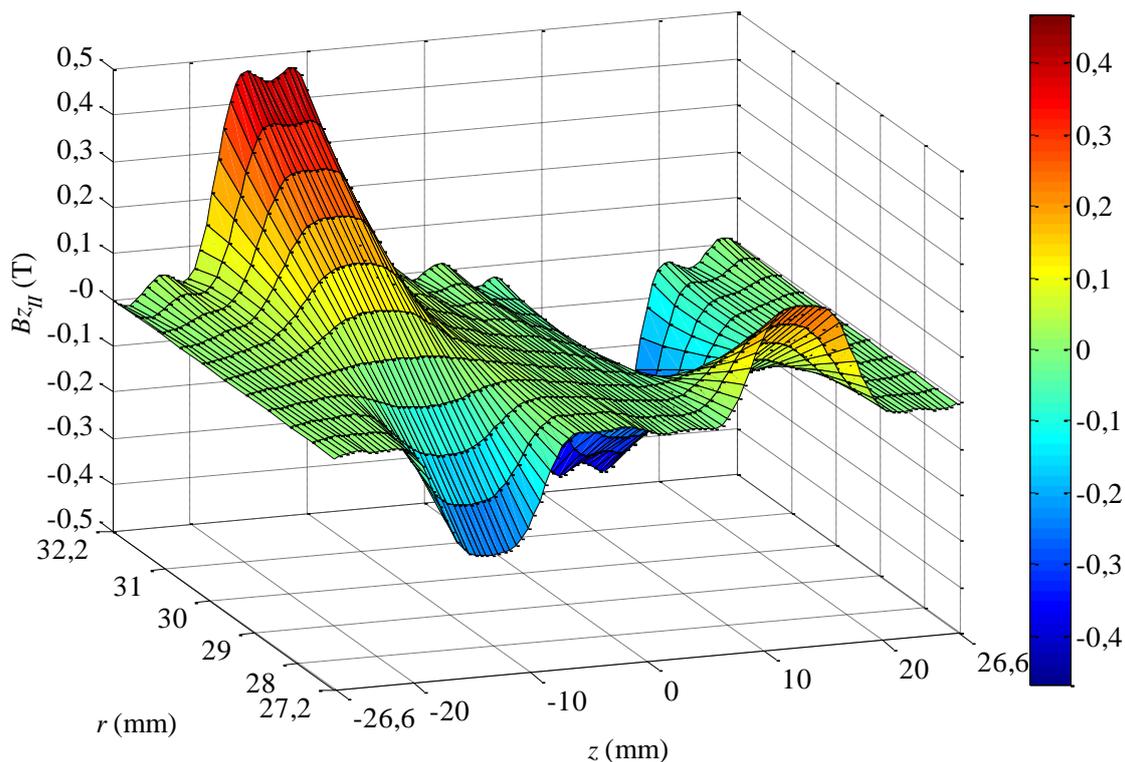


Figura 60 - Distribuição espacial da componente axial da densidade de fluxo magnético B_z produzida pelos ímãs permanentes na região das bobinas compreendida na direção axial em $-\tau_p \leq z \leq \tau_p$ e na direção radial em $R_{iC} \leq r \leq R_{oC}$ do atuador da Figura 52 (b).

É importante destacar que uma pequena ondulação é observada na superfície que descreve a distribuição radial da densidade de fluxo magnético apresentado na Figura 59 na posição radial mais próxima ao raio externo da bobina. Esta ondulação é resultante do uso de um número limitado de harmônicas para computar o somatório que descreve a solução, equação (86). Os resultados de densidade de fluxo apresentados nesta seção são computados com cinco harmônicas apenas, ou seja, $n = 5$. Observou-se que quando o número de harmônicas é aumentado para um número acima de 5, o resultado começa a divergir. Suspeita-se que a não convergência seja decorrente do Fenômeno de Gibbs, introduzido devido ao emprego da Série de Fourier para a modelagem da magnetização que apresenta descontinuidades nas interfaces axiais dos ímãs permanentes. A ondulação decorrente do Fenômeno de Gibbs pode ser amplificada para harmônicas de

ordem mais elevada dada a característica das Funções Modificadas de Struve, que aumentam assintoticamente (ABRAMOWITZ; STEGUN, 1970) em função de $m_n r$. Deve-se ressaltar, no entanto, que o resultado obtido com um número relativamente pequeno de harmônicas é satisfatório, o que é justificado a partir da comparação dos resultados do modelo analítico com os resultados obtidos a partir do modelo numérico, discutidos na sequência do trabalho.

Para fins de validação, os resultados do modelo analítico foram comparados com resultados obtidos do modelo numérico em elementos finitos. Inicialmente, são apresentadas as curvas da componente radial, Figura 61(a) e componente axial, Figura 61(b), em função da distância axial para dois passos polares, com um eixo de referências conforme apresentado na Figura 56, para $R_{iC} = 27,2$ mm. A partir deste gráfico pode-se observar que existe uma boa concordância entre os resultados do modelo analítico e o resultado de simulação.

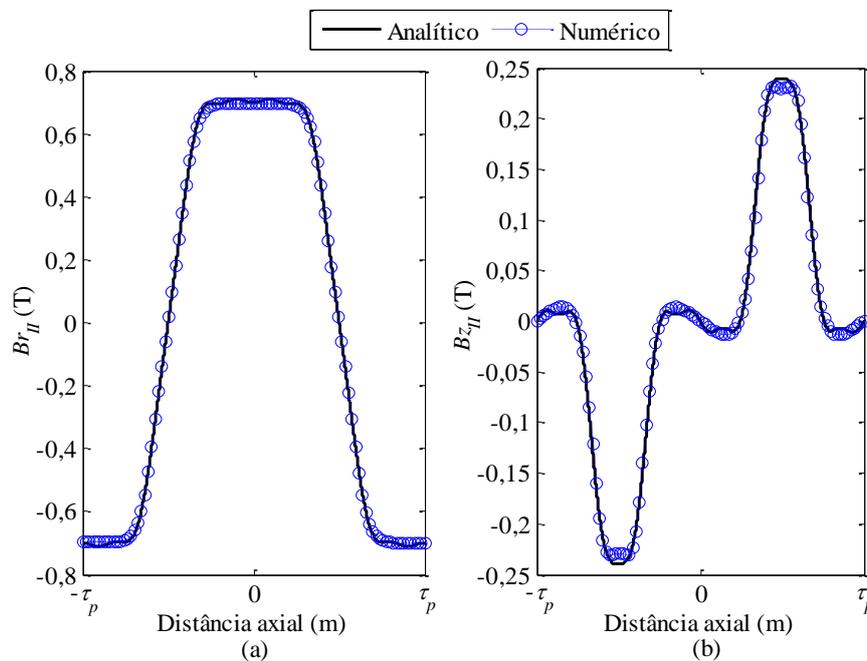


Figura 61 - Resultados do modelo analítico e do modelo numérico da: (a) componente radial da densidade de fluxo magnético B_r em função da distância axial no raio situado no limite interno da bobina R_{iC} e (b) componente axial da indução B_z em função da distância axial no em R_{iC} do atuador da Figura 52(b).

De forma análoga, as curvas apresentadas na Figura 61, para uma posição radial igual a R_{iC} , a Figura 62 e a Figura 63 apresentam curvas das componentes radial e axial da densidade de fluxo magnético para uma posição radial igual a $(R_{iC} + R_{oC})/2$ e para R_{oC} , respectivamente. As posições radiais R_{iC} , $(R_{iC} + R_{oC})/2$ e R_{oC} representam o limite interno da bobina, o raio médio da bobina e o limite externo da mesma, respectivamente.

A partir da análise comparativa da Figura 61 a Figura 63, é possível observar que o modelo analítico da distribuição espacial da densidade de fluxo magnético produzida pelos ímãs permanentes apresenta boa concordância com os resultados obtidos a partir de simulação numérica, tanto no que diz respeito à amplitude como à forma de onda.

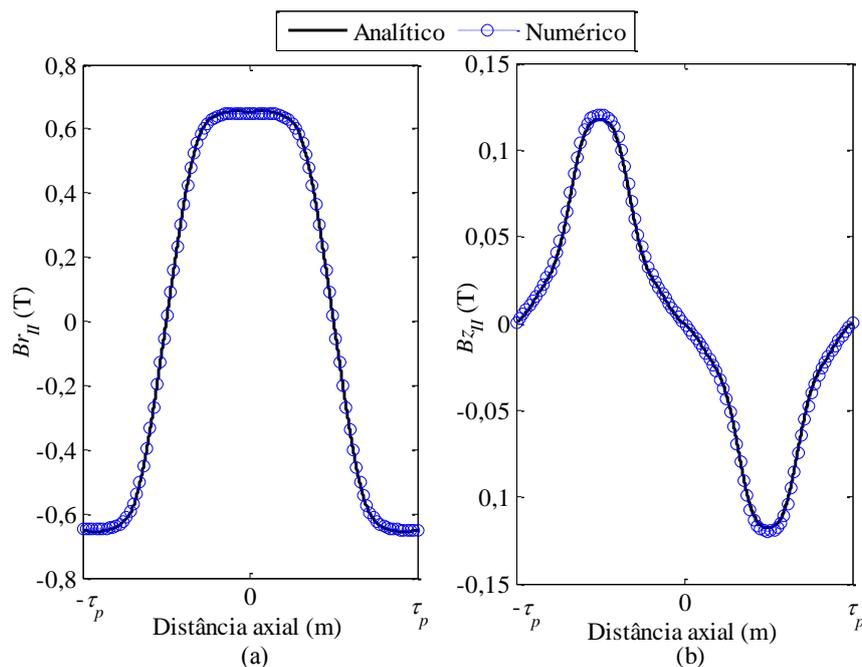


Figura 62 - Resultados do modelo analítico e do modelo numérico da: (a) componente radial da densidade de fluxo magnético B_r em função da distância axial no raio situado no centro da bobina $(R_{iC}+R_{oC})/2$ e (b) componente axial da indução B_z em função da distância axial na distância radial dada por $(R_{iC}+R_{oC})/2$ do atuador da Figura 52(b).

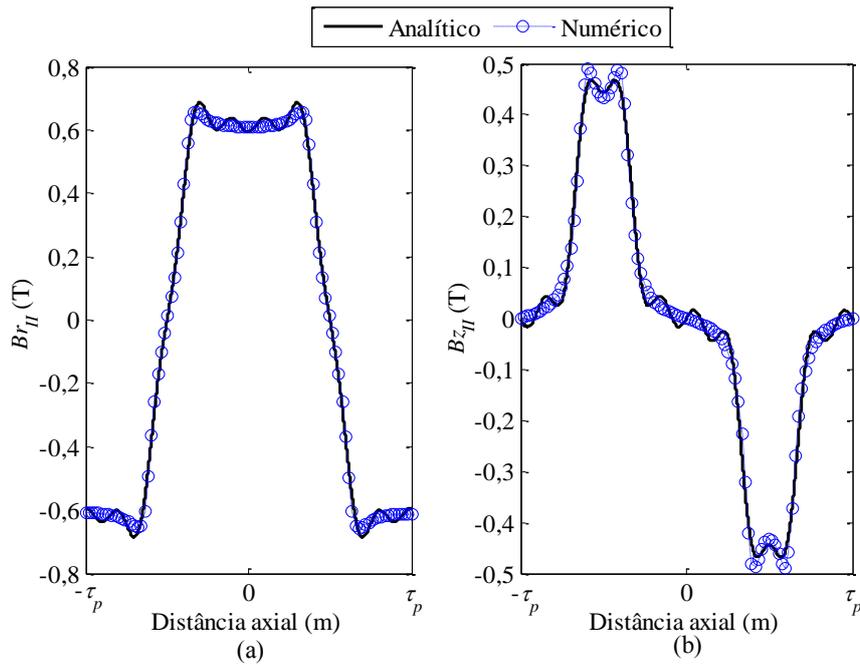


Figura 63 - Resultados do modelo analítico e do modelo numérico da: (a) componente radial da densidade de fluxo magnético B_r , em função da distância axial no raio situado no limite externo da bobina R_{oC} e (b) componente axial da indução B_z em função da distância axial no raio R_{oC} do atuador da Figura 52(b).

4.2 TENSÃO DE CIRCUITO ABERTO

Conhecer a tensão induzida em circuito aberto, também conhecida como força contra-eletromotriz, é indispensável para projetar o número de espiras do atuador, conforme realizado na Seção 3.22, para dimensionar o circuito de acionamento, e para compatibilizar o nível de tensão disponível na fonte de alimentação para acionar o atuador.

Como o atuador em estudo foi projetado com passo de bobina inteiro, a tensão induzida será igual para todas as bobinas da mesma fase que estão imersas no fluxo magnético da região ativa, ou seja, se a tensão induzida de uma bobina for determinada, a tensão induzida por fase pode ser obtida simplesmente multiplicando-se este resultado por cinco, que é o número de bobinas ativas por fase no atuador da Figura 52(b).

A tensão induzida por bobina e_{Coil} pode ser obtida a partir da Lei de Faraday, escrita conforme a equação

$$e_{Coil} = -N \frac{d}{dt} \left(\int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} \right), \quad (97)$$

onde ds é a diferencial de área da superfície cilíndrica S da bobina.

Devido à propriedade conservativa do fluxo magnético pode-se considerar que a componente radial que atravessa o raio externo da bobina é o mesmo em todo o comprimento radial da mesma. Deve-se notar ainda que a componente radial da densidade de fluxo magnético é paralela ao vetor ds , que, por sua vez, é ortogonal à área da superfície. Portanto, o produto escalar da equação (97) pode ser simplificado, e assim, a tensão induzida por bobina pode ser reescrita como

$$e_{Coil} = -N \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} \int_{z_r}^{z_r + \tau_p} 2\pi R_{oC} B_{rII}(R_{oC}, z) dz \right), \quad (98)$$

onde z_r é a posição relativa entre a bobina e o estator. Substituindo-se a equação (86) na equação (98), tem-se

$$e_{Coil} = -\pi N R_{oC} \frac{d}{dt} \left(\int_{z_r}^{z_r + \tau_p} \sum_{n=1}^{\infty} k_{1n} \cos(m_n u) du \right), \quad (99)$$

com k_{1n} , assim definido para fins de simplificação da equação, dado por

$$k_{1n} = -m_n [a_{nII} I_1(m_n R_{oC}) + b_{nII} K_1(m_n R_{oC})]. \quad (100)$$

Portanto, a tensão induzida por bobina pode ser determinada de acordo com a equação

$$e_{Coil} = -\pi NR_{oC} \frac{d}{dt} \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{k_{1n}}{m_n} \left[\sin(m_n(z_r + \tau_p)) - \sin(m_n z_r) \right] \right). \quad (101)$$

A partir da equação (101), pode-se determinar a tensão induzida por bobina no atuador, no entanto, esta equação é dependente de como a posição relativa z_r varia com o tempo.

Portanto, neste trabalho serão avaliadas duas condições de operação, sendo que na primeira condição é considerado que a velocidade relativa entre estator e elemento móvel é constante e na segunda condição que a velocidade varia harmonicamente com amplitude e frequência conforme estipulado na Seção 3.1.

4.2.1 Tensão por bobina com velocidade constante

Embora a condição de velocidade constante seja raramente empregada em um atuador eletromagnético linear aplicado em suspensão semiativa ou ativa, esta análise é importante para fins de validação do modelo. Deve-se observar que o resultado obtido por meio de simulação numérica, apresentado na Figura 49 da Seção 3.21, considera velocidade relativa entre estator e elemento móvel com característica senoidal. A modelagem analítica da tensão induzida para velocidade relativa senoidal é apresentada na Seção 4.2.2.

A tensão induzida por bobina para velocidade linear relativa entre o estator e o elemento móvel constante e igual a v_r implica que a posição relativa varia linearmente com o tempo, ou seja, $z_r = v_r t$. Considerando que no instante $t = 0$ a posição relativa entre estator e elemento móvel é aquela mostrada na Figura 56, pode-se determinar a tensão induzida na bobina identificada como $B4+$ através da expressão

$$e_{B4+} = -\pi v_r N R_{oC} \left(\sum_{n=1}^{\infty} k_{1n} \left[\cos(m_n (v_r t + \tau_p)) - \cos(m_n v_r t) \right] \right). \quad (102)$$

Como o atuador é trifásico, a tensão induzida nas bobinas adjacentes à bobina $B4+$ deve apresentar deslocamento angular de 120° elétricos. Assim, as bobinas identificadas como $A4-$ e $C4-$ na Figura 56, podem ser obtidas através das equações

$$\begin{cases} e_{A4-} = -\pi v_r N R_{oC} \left(\sum_{n=1}^{\infty} k_{1n} \left[\cos(m_n (v_r t + 2\tau_p / 3)) - \cos(m_n (v_r t - \tau_p / 3)) \right] \right) \\ e_{C4-} = -\pi v_r N R_{oC} \left(\sum_{n=1}^{\infty} k_{1n} \left[\cos(m_n (v_r t + 4\tau_p / 3)) - \cos(m_n (v_r t + \tau_p / 3)) \right] \right) \end{cases}. \quad (103)$$

Considerando o atuador da Figura 52(b), sem acoplamento térmico, com distribuição da densidade de fluxo conforme determinado na Seção 4.1, com 137 espiras por bobina, isto é, $N = 137$, e com velocidade constante de $\pi/10$ m/s, obtém-se as formas de onda de tensão induzida nas bobinas $A4-$, $B4+$ e $C4-$, mostradas na Figura 64.

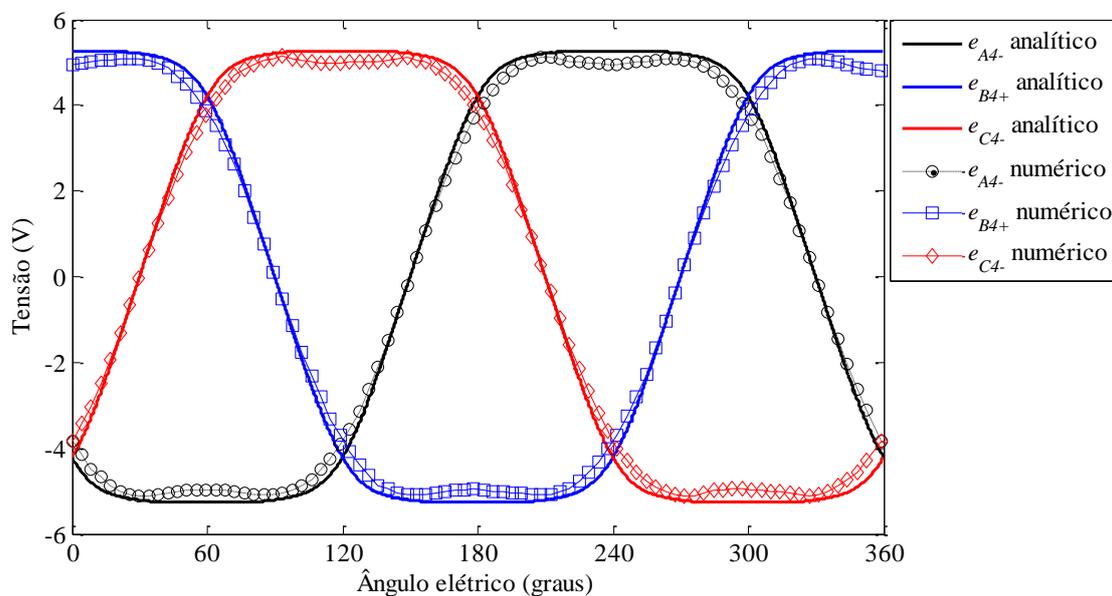


Figura 64 - Tensão induzida nas bobinas $A4-$, $B4+$ e $C4-$, com eixo de referência conforme mostrado na Figura 56, para velocidade constante e igual a $v_r = \pi/10$ m/s.

Na Figura 64, os resultados do modelo analítico são comparados com resultados do modelo numérico transiente em elementos finitos computados por meio do *software* Ansys Maxwell[®]. Uma pequena discrepância é observada entre as curvas do modelo analítico e o modelo numérico, conforme pode ser observado na Figura 64. Esta diferença pode ser atribuída em parte à diferença existente entre a distribuição da densidade de fluxo dos modelos analítico e numérico e em parte à simplificação feita no cálculo da tensão induzida do modelo analítico, o qual considera que todo o fluxo que atravessa radialmente a face externa da bobina induz tensão na mesma. Ainda assim, essa discrepância é considerada pequena, uma vez que o valor de pico da tensão por bobina observado no modelo analítico é de 5,26 V, enquanto que no modelo numérico é de 5,12 V, ou seja, uma diferença de aproximadamente 2,7 %. Adicionalmente, a tensão eficaz resultante do modelo analítico é de 4,42 V e a do modelo numérico é de 4,21 V, o que representa uma diferença de aproximadamente 4,9 %.

4.2.2 Tensão por bobina com velocidade senoidal

Conforme discutido na Seção 3.1, considerou-se que o sistema mecânico oscilatório estudado é um sistema massa-mola com um grau de liberdade com excitação harmônica de base de amplitude de $X_i = 25$ mm e frequência angular de $\omega_0 = 4\pi$ rad/s. Verificou-se que o sistema passivo e o sistema ativo *skyhook* são lineares e que o sistema *skyhook* semiativo é não linear. Para fins de simplificação na análise, será considerado nesta modelagem somente o comportamento relativo aos sistemas lineares.

A posição relativa entre a massa móvel e a excitação de base é avaliada na Seção 3.3 a fim de determinar o curso do atuador, ou seja, o máximo deslocamento relativo entre o estator e o elemento móvel. Na Seção 3.3, o interesse concentra-se no valor pico-a-pico do deslocamento relativo, sem se preocupar com a forma de onda. No

entanto, quando se trata de sistemas lineares com excitação harmônica forçada, sabe-se que as grandezas envolvidas apresentam comportamento sinusoidal quando o sistema está operando em regime permanente. Portanto, uma vez que se sabe a forma de onda do sinal e a amplitude do mesmo, é possível determinar o sinal de posição e, conseqüentemente, o sinal de velocidade relativa entre estator e elemento móvel, ou seja,

$$\begin{cases} z_r = A_z \text{sen}(\omega_0 t) + z_{mag} \\ v_r = A_z \omega_0 \text{cos}(\omega_0 t) \end{cases}, \quad (104)$$

onde A_z é a amplitude da posição relativa entre estator e elemento móvel e z_{mag} é a posição relativa inicial da bobina em relação ao eixo de referência estipulado pela Figura 56. Se a posição inicial das bobinas $A4-$, $B4+$ e $C4-$ for aquela mostrada na Figura 56, tem-se que $z_{mag} = 0$.

A partir da substituição da equação da posição relativa, equação (104), na equação (101), pode-se obter a tensão induzida por bobina para uma velocidade relativa entre estator e elemento móvel com comportamento senoidal. Neste caso, a tensão induzida para as três fases, em função de z_r é dada por

$$\begin{cases} e_{A+} = -E_p \left(\sum_{n=1}^{\infty} k_{1n} \left[\cos(m_n(z_r + 2\tau_p/3)) - \cos(m_n(z_r - \tau_p/3)) \right] \right) \\ e_{B-} = +E_p \left(\sum_{n=1}^{\infty} k_{1n} \left[\cos(m_n(z_r + \tau_p)) - \cos(m_n(z_r)) \right] \right) \\ e_{C+} = -E_p \left(\sum_{n=1}^{\infty} k_{1n} \left[\cos(m_n(z_r + 4\tau_p/3)) - \cos(m_n(z_r + \tau_p/3)) \right] \right) \end{cases}, \quad (105)$$

onde $E_p = \pi A_z \omega_0 \text{cos}(\omega_0 t) N R_{oC}$.

Em uma condição ideal, a massa sísmica fica estática mesmo quando o sistema é submetido à excitação de base. Para isso ser possível, o deslocamento relativo entre

estator e elemento móvel deve apresentar o mesmo comportamento do sinal de excitação de base. Portanto, para avaliar a tensão induzida por bobina com velocidade relativa senoidal, aplicou-se $A_z = 0,025$ m e $\omega_0 = 4\pi$ rad/s. Resultados da tensão induzida para as três fases, nessa condição de operação e com $z_{mag} = 0$, são mostrados na Figura 65. Nesta figura também são apresentados resultados obtidos por meio de simulação para fins de comparação. Pode-se observar que existe boa concordância entre as formas de onda resultantes do modelo analítico com a do modelo numérico para as três fases. A pequena discrepância observada pode ser justificada de acordo com a discussão relativa ao assunto apresentada na Subseção 4.2.1.

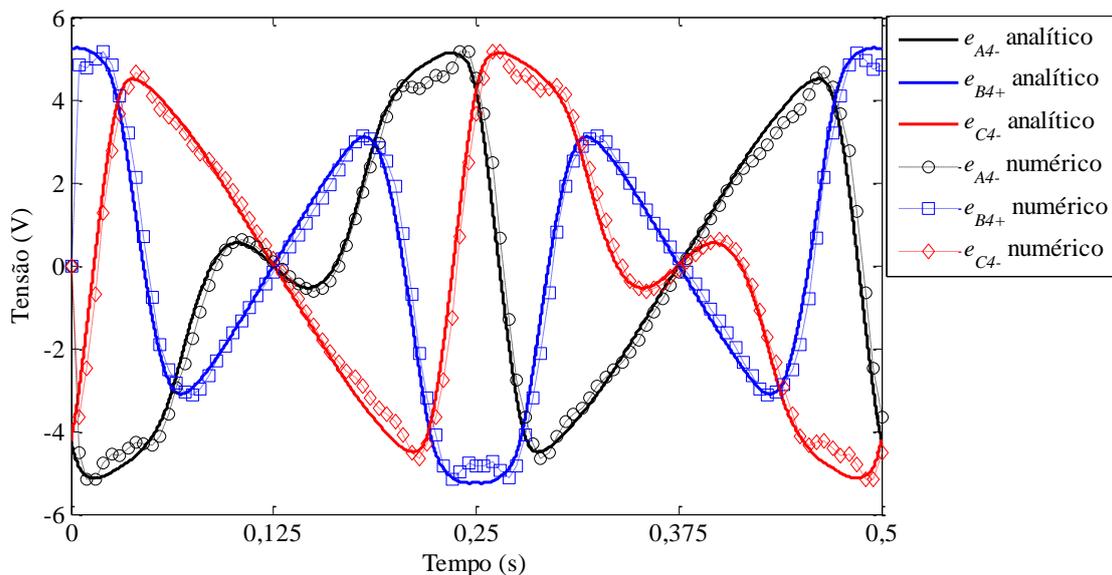


Figura 65 - Tensões induzidas nas bobinas A4-, B4+ e C4-, com eixo de referência conforme mostrado na Figura 56, para velocidade cossenoidal igual a $v_r = (\pi/10)\cos(4\pi t)$ m/s com $z_{mag} = 0$.

Pode-se observar na Figura 65 que as formas de onda das três fases são distintas entre si, embora o sinal de tensão nas três fases seja periódico. De fato, a tensão induzida é modulada pelo sinal cossenoidal de velocidade, uma vez que a tensão nas três fases é nula para os ângulos elétricos de 90° e 270° . Adicionalmente, pode-se observar que os formatos de onda mostrados na Figura 65 são equivalentes àqueles

mostrados na Figura 49, entretanto na Seção 3.21 determinou-se a tensão por espira e nesta Seção é apresentada a tensão por bobina. Para obter a forma de onda da Figura 65, basta multiplicar o resultado obtido na Figura 49 pelo número de espiras por bobina N .

A forma de onda do sinal de tensão depende da posição relativa da bobina em relação ao estator. Como as bobinas $A4-$ e $C4-$ estão deslocadas uma em relação à outra e em relação à bobina $B4+$, todas as formas de onda são distintas. Para ilustrar este fenômeno, são apresentadas na Figura 66 seis curvas de tensão induzida para a bobina $B4+$, variando z_{mag} . As curvas apresentadas são computadas a partir do modelo analítico. É possível observar que todas as seis curvas são distintas entre si e que a modulação imposta pela velocidade produz uma envoltória que confina os sinais de tensão induzida.

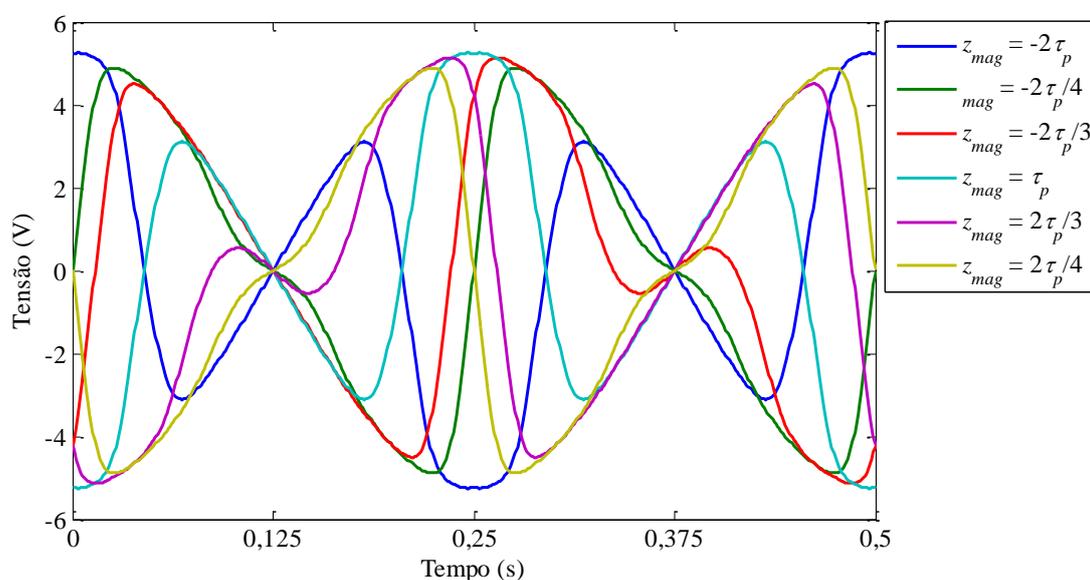


Figura 66 - Tensão induzida na bobina $B4+$ determinada a partir do modelo analítico, com eixo de referência conforme mostrado na Figura 56, para velocidade cossenoidal igual a $v_r = (\pi/10)\cos(4\pi t)$ m/s em função do ângulo elétrico para diferentes valores de z_{mag} .

4.3 FORÇA AXIAL

Para possibilitar o emprego do modelo eletromagnético como ferramenta de análise na metodologia de projeto em trabalhos futuros, é indispensável determinar a força axial produzida pelo atuador para, a partir desta, determinar a densidade de força. De forma genérica, a força em uma bobina do atuador pode ser determinada a partir da Força de Laplace, que escrita da forma vetorial é dada por

$$\mathbf{F} = \int_V (\mathbf{J} \times \mathbf{B}) dV, \quad (106)$$

onde V é o volume da bobina e \mathbf{J} é o vetor densidade de corrente elétrica.

Como os vetores de densidade de corrente na bobina em formato de anel estão todos orientados na direção circunferencial, e a componente radial da densidade de fluxo no volume da bobina é ortogonal ao vetor \mathbf{J} , o produto vetorial da equação (106) reduz-se a uma multiplicação simples.

A fim de validar os resultados obtidos por meio do modelo analítico, os resultados foram comparados com resultados do modelo numérico em elementos finitos para duas condições. A primeira considera que a densidade de corrente é constante nas bobinas e a segunda considera que há um acionamento senoidal de forma que o fluxo produzido pelos ímãs permanentes fique em quadratura com o fluxo produzido pela armadura.

4.3.1 Força axial com densidade de corrente constante

A força produzida pela bobina $B4+$, posicionada conforme eixo de referência apresentado na Figura 56, pode ser computada de acordo com a Força de Laplace da seguinte forma

$$F_{B4+} = \int_{z-\tau_p/6}^{z+\tau_p/6} \int_{R_{ic}}^{R_{oc}} 2\pi r J B_{rII}(r, z) dr dz, \quad (107)$$

onde J é uma grandeza escalar que representa a densidade de corrente na bobina. Substituindo $B_{rII}(r, z)$, dado na equação (86), na equação (107), e efetuando-se a integração no sentido axial, pode-se reescrever F_{B4+} da seguinte forma

$$F_{B4+} = -4\pi J \sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} \text{sen}(m_n \tau_p / 6) \cos(m_n z), \quad (108)$$

onde k_{2n} é definido como

$$k_{2n} = \int_{R_{ic}}^{R_{oc}} r [a_{2n} I_1(m_n r) + b_{2n} K_1(m_n r)] dr. \quad (109)$$

A equação (109) não apresenta solução analítica explícita conhecida, portanto, deve ser resolvida por meio de integração numérica.

É importante observar que a força axial da bobina $B4+$ na equação (107) é uma função de z , uma vez que os limites de integração na direção axial foram definidos como sendo dependentes da posição axial. Desta forma, é possível computar a força axial estática em função da posição axial relativa da bobina em relação ao estator para a bobina $B4+$, conforme mostrado na Figura 67(a). Os resultados apresentados no gráfico desta figura consideram que é aplicada uma densidade de corrente constante $J = 1$ A/mm² na área da seção transversal da bobina. Observa-se boa concordância entre os resultados do modelo analítico e os resultados do modelo numérico.

É importante ressaltar que os resultados apresentados na Figura 67 não consideram o efeito térmico sobre os ímãs permanentes, pois são computados com base na distribuição da densidade de fluxo magnético que desconsideram este efeito por razões discutidas na Seção 4.1.

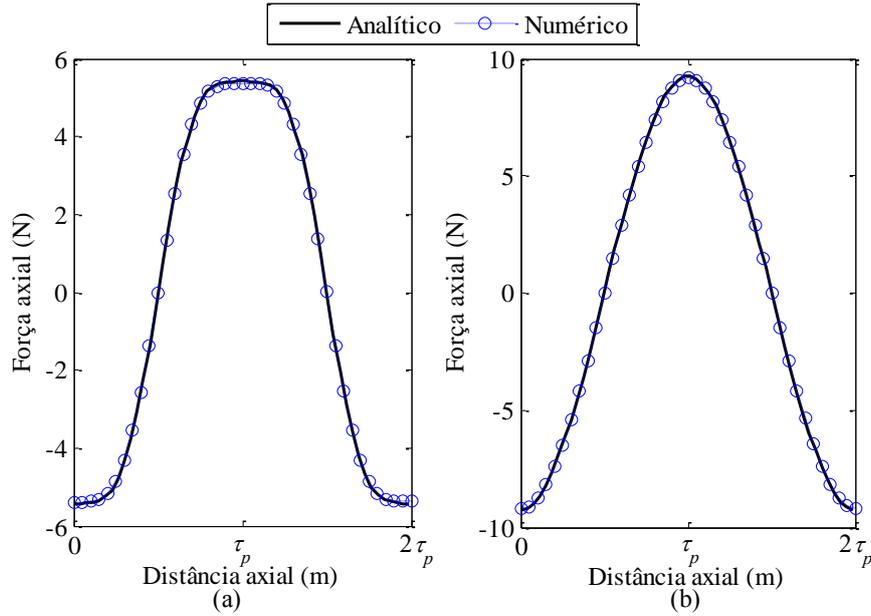


Figura 67 - Força axial estática produzida pelo atuador em função da distância axial com densidade de corrente constante $J = 1 \text{ A/mm}^2$ aplicado à área da seção transversal da(s) bobina(s) quando (a) somente a bobina B_{4+} é alimentada e (b) as bobinas A_{4-} , B_{4+} e C_{4-} são alimentadas simultaneamente com a mesma densidade de corrente.

Para determinar a força produzida pelo atuador com três bobinas acionadas simultaneamente com a mesma densidade de corrente J , deve-se calcular primeiramente a força produzida por cada bobina, que, de acordo com o sistema de referência definido na Figura 56, resulta em

$$\begin{cases} F_{A4-} = 4\pi J \sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} \text{sen}(m_n \tau_p / 6) \cos(m_n (z - \tau_p / 3)) \cos(-2\pi / 3) \\ F_{B4+} = -4\pi J \sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} \text{sen}(m_n \tau_p / 6) \cos(m_n z) \\ F_{C4-} = 4\pi J \sum_{n=1}^{\infty} k_{2n} \text{sen}(m_n \tau_p / 6) \cos(m_n (z + \tau_p / 3)) \cos(2\pi / 3) \end{cases} \quad (110)$$

A força axial resultante exercida pelo atuador é dada pela soma algébrica das forças produzidas pelas três fases simultaneamente, ou seja, a força axial resultante produzida pelas três bobinas acionadas com a mesma densidade de corrente é dada por $F_{A4-} + F_{B4+} + F_{C4-}$. A curva resultante da força em função da distância axial para as três

bobinas acionadas com densidade de corrente de 1 A/mm^2 aplicada à seção transversal da bobina é mostrada na Figura 67(b).

A análise da força considerando densidade de corrente constante é útil especialmente para validar o modelo analítico proposto, uma vez que esta condição é facilmente executável de forma experimental, conforme é apresentado no Capítulo 6. Sabe-se, no entanto, que para operar em modo ativo é necessário aplicar uma técnica de acionamento que alimenta as fases do atuador de forma dependente com a posição relativa das bobinas com o estator, conforme discutido a seguir na Subseção 4.3.2.

4.3.2 Força axial com acionamento senoidal

A amplitude da força magnetomotriz produzida pela armadura de uma máquina elétrica rotativa trifásica equilibrada é constante, quando as bobinas da máquina são dispostas apropriadamente, e a onda de força magnetomotriz no entreferro magnético gira à velocidade síncrona na máquina rotativa (FITZGERALD; KINGSLEY JR.; UMANS, 2006). De forma análoga, a força magnetomotriz produzida por uma máquina linear com armadura trifásica também é constante. No entanto, a onda de força magnetomotriz translada no entreferro magnético na direção do movimento em uma máquina linear.

Para que a força produzida seja máxima, os fluxos magnéticos da armadura e do campo devem estar continuamente em quadratura, o que se torna possível com um acionamento que aplica densidade de correntes às fases do atuador de forma dependente da posição. Considerando o eixo de referência conforme mostrado na Figura 56, as densidade de correntes que devem ser aplicadas às bobinas $A4-$, $B4+$ e $C4-$, de forma a

estabelecer um fluxo em quadratura entre a armadura e o campo da máquina, são dadas por

$$\begin{cases} J_{A4-} = \sqrt{2}J_{rms} \cos\left(\frac{\pi(z + \tau_p/3)}{\tau_p} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ J_{B4+} = \sqrt{2}J_{rms} \cos\left(\frac{\pi z}{\tau_p}\right) \\ J_{C4-} = \sqrt{2}J_{rms} \cos\left(\frac{\pi(z - \tau_p/3)}{\tau_p} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}, \quad (111)$$

onde J_{rms} é a densidade eficaz de corrente aplicada à seção transversal da bobina.

A Figura 68 apresenta a força produzida pelo atuador quando o mesmo é acionado com densidades de corrente dependentes da posição, de acordo com a equação (111). Pode-se obter os resultados de forma analítica substituindo as densidades de corrente da equação (111) em J correspondentes a cada bobina na equação (110). Na Figura 68, os resultados são computados considerando $J_{rms} = 1 \text{ A/mm}^2$.

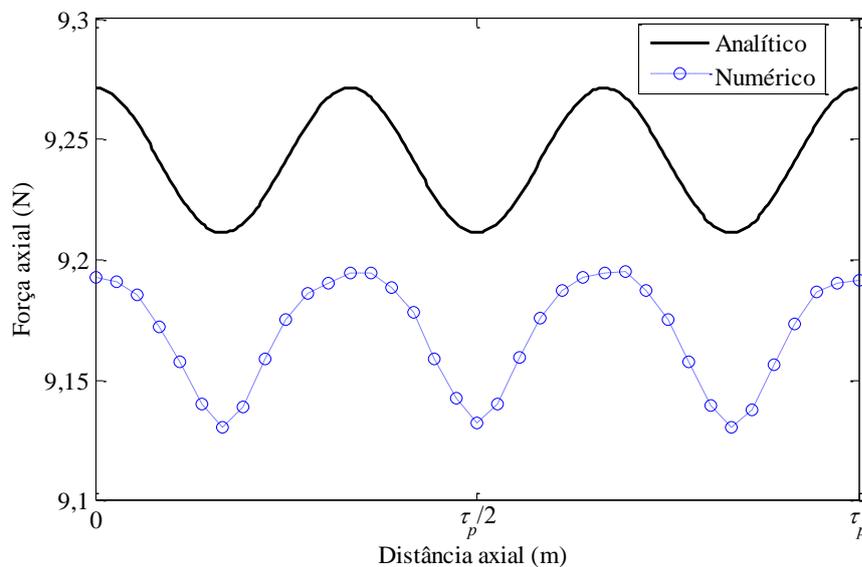


Figura 68 - Força axial produzida pelas bobinas A4-, B4+ e C4- em função da distância axial com referência conforme mostrado na Figura 56 computados com densidades de corrente dependentes da posição de acordo com a equação (111) com $J_{rms} = 1 \text{ A/mm}^2$.

O valor médio da força obtida a partir do modelo analítico é de 9,24 N, enquanto que para o modelo numérico este valor cai para 9,17 N. A ondulação de força, computada como sendo a diferença entre o valor máximo e o mínimo de força dividido pelo valor médio da mesma, é de apenas 0,65 % para o modelo analítico e de 0,71 % para o modelo numérico. Este baixo nível de ondulação de força é esperado, uma vez que um dos objetivos de projeto abordado nas seções 3.6 e 3.17 é baixa ondulação de força. A diferença percentual de 0,06% na ondulação de torque entre os resultados do modelo analítico e numérico não é significativa, mas é justificável devido à consideração de permeabilidade magnética infinita no modelo analítico, enquanto que no modelo numérico é considerada a curva de magnetização inicial do material utilizado nas culatras (dados apresentados no Anexo deste trabalho). Uma queda de potencial magnético nas culatras, não considerada no modelo analítico, pode implicar em uma redução na componente radial da densidade de fluxo magnético no entreferro, o que reflete em um valor médio de torque inferior, conforme observado.

Embora o modelo eletromagnético analítico não tenha sido empregado no desenvolvimento da metodologia de projeto no Capítulo 3 deste trabalho, os resultados obtidos a partir do modelo apresentado neste capítulo mostram que há boa concordância deste com os resultados do modelo numérico. Portanto, o modelo analítico desenvolvido representa uma boa opção para utilização com a análise paramétrica e, possivelmente, para emprego com alguma técnica matemática de otimização em trabalhos futuros.

5 MODELO TÉRMICO ANALÍTICO

O conhecimento das características de transferência de calor de um dispositivo eletromagnético é indispensável para definir os limites de carregamento elétrico e, por conseguinte, o limite de potência para operação em regime, conforme a discussão apresentada no Capítulo 3 sobre o atuador eletromagnético linear de bobina móvel.

Embora no Capítulo 3 a metodologia de projeto tenha sido implementada com um modelo térmico numérico, este poderia ser substituído por um modelo analítico. Em geral, modelos analíticos, sejam eles eletromagnéticos ou térmicos, apresentam a desvantagem de não serem tão precisos quanto modelos numéricos, uma vez que, em geral, simplificações são consideradas nos modelos analíticos de forma a descomplicar ou mesmo viabilizar a resolução das equações. No entanto, modelos analíticos permitem, em geral, a obtenção dos resultados de forma rápida, são facilmente adaptados para implementação de métodos de otimização matemática e permitem a visualização direta da relação entre as variáveis dependentes e independentes do modelo. E, uma vez validados, são uma ferramenta que pode substituir o uso de modelos numéricos.

Conforme discutido na Subseção 2.3.2, as referências que tratam do problema térmico em atuadores eletromagnéticos lineares utilizam os modelos analíticos puros baseados na equivalência com circuitos elétricos, ou empregam modelos numéricos, mas que necessitam de dados de entrada que são determinados de forma analítica, geralmente baseados em correlações existentes na literatura.

Nenhum dos trabalhos desenvolvidos pelas referências citadas na Subseção 2.3.2 pode ser diretamente aplicado ao modelamento térmico do atuador eletromagnético

linear tubular de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach estudado neste trabalho, pois os atuadores modelados nas mesmas não apresentam características compatíveis com o atuador em questão. Entretanto, os fenômenos de transferência de calor para geometrias cilíndricas e em formato de anel, como encontrados no atuador em estudo, são bastante explorados na literatura, e, por conta disso, é possível estabelecer um modelo com base em equações aplicáveis a cada forma de transferência de calor envolvida com sua geometria específica.

Na Seção 5.1 são apresentados o modelo proposto e as respectivas equações que descrevem a transferência de calor para as diferentes formas presentes. Na Seção 5.2 é apresentado o algoritmo de resolução que permite computar a distribuição média de temperatura no dispositivo como função das variáveis paramétricas definidas na Seção 3.5, além dos resultados encontrados para o modelo em função destas variáveis.

5.1 APRESENTAÇÃO DO MODELO

O modelo analítico desenvolvido neste trabalho se baseia no conceito de circuito elétrico equivalente, de forma análoga à abordagem de algumas das referências discutidas na Subseção 2.3.2. Essa abordagem considera que resistência térmica corresponde à resistência elétrica, diferença de temperatura corresponde à tensão elétrica, e taxa de transferência de calor corresponde à corrente elétrica (ÇENGEL; GHAJAR, 2014).

O emprego da metodologia de modelagem térmica, baseada no conceito de circuitos elétricos equivalentes, requer que os fenômenos de troca térmica envolvidos sejam previamente identificados. Portanto, na Figura 69 é apresentada uma vista

axissimétrica do atuador em estudo, identificando as resistências térmicas consideradas no modelo, o sentido do fluxo forçado de ar e um esboço da distribuição radial da temperatura média no dispositivo.

Na Figura 69, as resistências de radiação, identificadas por R_{rd} , estão presentes no entreferro mecânico interno, no entreferro mecânico externo e na superfície externa da culatra externa.

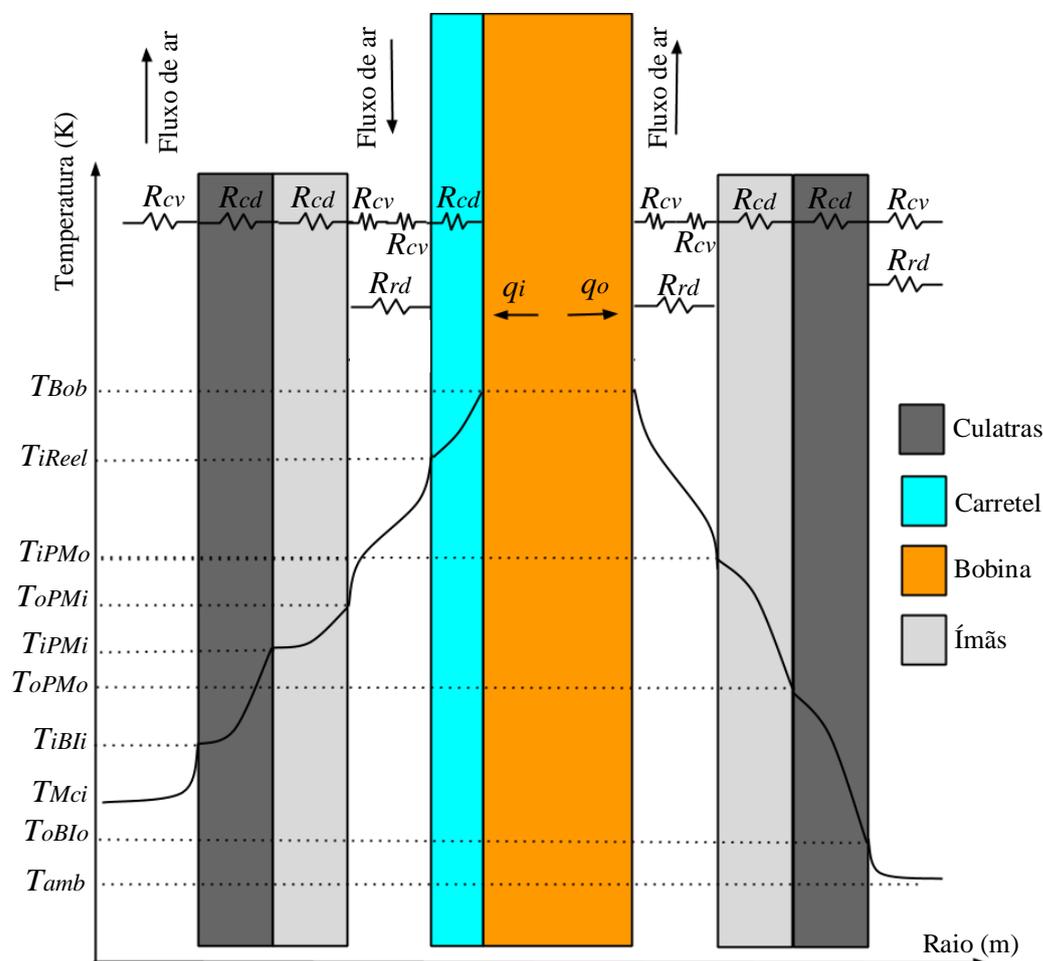


Figura 69 - Identificação das resistências térmicas, da direção do fluxo de ar nos entreferros mecânicos e da distribuição de temperaturas médias ao longo da direção radial relativo ao modelo térmico do atuador eletromagnético linear tubular de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach.

As resistências de condução nos sólidos, identificadas por R_{cd} , estão presentes nos ímãs permanentes, no carretel e no material das culatras. Por fim, as resistências de convecção, identificadas por R_{cv} , são consideradas como resistências de convecção forçada no cilindro oco central e nos entreferros mecânicos interno e externo, enquanto que na superfície externa da culatra externa é considerada uma resistência por convecção natural.

Como a principal fonte de calor está na bobina do atuador, gerado por perdas por efeito Joule, e há fluxo de ar tanto no entreferro mecânico interno como no externo, a taxa de transferência de calor se dá no sentido do raio interno da bobina q_i e no sentido do raio externo da bobina q_o . No entanto, estas taxas são previamente desconhecidas, pois a modelagem considera temperatura constante e de valor igual ao máximo admissível na bobina, conforme discutido na Subseção 3.11.2.

As temperaturas identificadas no eixo das ordenadas da Figura 69 representam a temperatura média da distribuição ao longo da direção axial nas diferentes superfícies cilíndricas do atuador. Nesta figura estão identificadas: a temperatura da bobina T_{bob} , considerada como constante; a temperatura na face interna do carretel T_{iReel} ; a temperatura da face externa do arranjo de ímãs permanentes interno T_{oPMi} ; a temperatura da face interna do arranjo externo de ímãs T_{iPMo} ; a temperatura da face interna do arranjo interno de ímãs T_{iPMi} , a temperatura da face externa do arranjo externo de ímãs T_{oPMo} ; a temperatura da face interna da culatra interna T_{iBI} ; a temperatura do ar no centro do cilindro oco central T_{Mci} ; a temperatura na face externa da culatra externa; e a temperatura ambiente T_{amb} . Os níveis indicados na figura não estão necessariamente na ordem correta de ocorrência no sistema físico real, mas a distribuição mostrada serve para indicar uma tendência e para fins de identificação de variáveis.

Conforme discutido nas seções 3.10 e 3.11, considerou-se que existe um fluxo de ar que entra pela base do atuador por um cilindro oco na culatra interna com temperatura ambiente. A Figura 70 mostra uma vista em corte do atuador com setas indicando a direção e o sentido do fluxo de ar no dispositivo.

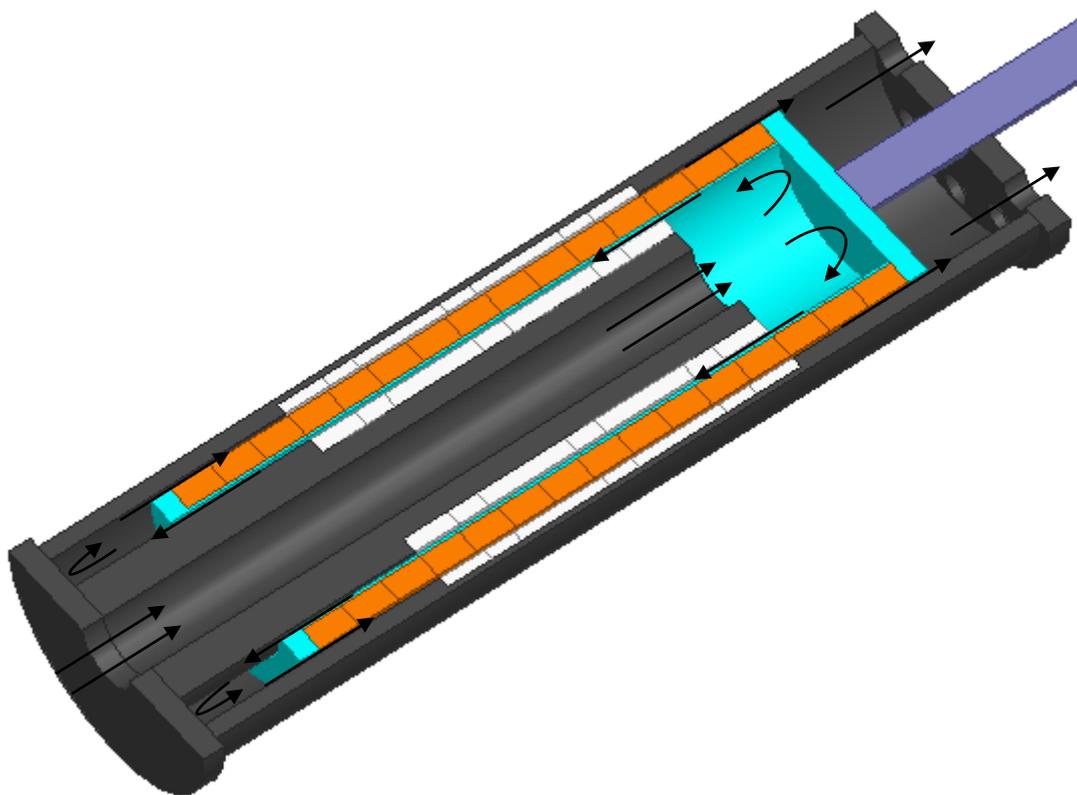


Figura 70 - Vista em corte do atuador eletromagnético com setas indicando o sentido e a direção do fluxo forçado de ar que passa pelo dispositivo.

O dispositivo deve operar na direção vertical, de forma que o ar é insuflado para o atuador a partir da base. Ao passar pelo cilindro oco central da culatra, ocorre transferência de calor por convecção forçada. O ar é ligeiramente aquecido nesta passagem, encontra um obstáculo no sentido vertical, que é a estrutura de fixação do eixo no carretel, e assim é forçado a passar pelo entreferro mecânico interno. Ao passar por este entreferro, ocorre novamente transferência de calor por convecção forçada, a

temperatura do ar aumenta e, ao final deste percurso, encontra a base inferior do atuador que é fechada. Desta forma, o ar é forçado a passar pelo entreferro mecânico externo, onde novamente ocorre transferência de calor por convecção forçada. Por fim, o ar aquecido deixa o dispositivo por furos na tampa superior do mesmo.

Algumas simplificações se aplicam ao modelo analítico proposto, tais como: o modelo não considera variação da pressão do fluido; o efeito do movimento do atuador sobre o fluxo de ar é desprezado; não são consideradas trocas de calor no sentido axial, as propriedades dos materiais e do ar são consideradas constantes e não são consideradas as resistências de contato entre os materiais sólidos.

A consideração de pressão constante permite determinar a velocidade do fluido nos entreferros mecânicos de forma algébrica a partir de relações entre as áreas envolvidas.

Quando o atuador está operando em regime permanente, ocorre movimento relativo entre a bobina e o estator, o que faz com que haja fluxo forçado de ar provocado por este movimento, que, por sua vez, tende a contribuir para melhorar a troca térmica. Portanto, desconsiderar o movimento relativo implica considerar uma condição em que a bobina está estática com perdas Joule tais que a máxima temperatura de operação especificada na Subseção 3.11.2 seja atingida, ou seja, representa a pior condição de operação.

Como o comprimento axial é significativamente maior do que o comprimento radial do dispositivo, a troca de calor se dá majoritariamente nas faces cilíndricas do dispositivo, ou seja, no sentido radial.

Algumas propriedades térmicas são dependentes da temperatura, tais como: a condutividade, viscosidade cinemática, difusividade térmica, densidade e o calor

específico do ar, além, por exemplo, do número de Prandtl (BERGMAN et al., 2011). No entanto, a dependência não é significativa as variações de temperatura usualmente encontradas no sistema físico em estudo.

As resistências de contato entre a culatra interna e os ímãs permanentes do arranjo interno, entre o carretel e a bobina e entre os ímãs permanentes do arranjo externo e a culatra externa não são consideradas no modelo proposto. Os ímãs permanentes e as culatras apresentam superfície com pouca rugosidade, o que torna a resistência de contato pouco significativa. Por outro lado, a resistência de contato entre o carretel e a bobina é de difícil modelagem, uma vez que os pontos de contato do condutor com o carretel dependem da bitola do condutor, da bobinagem e da forma como os condutores estão dispostos no espaço destinado. Estas resistências geralmente são desconsideradas na literatura referente à transferência de calor em atuadores lineares, conforme pode ser observado nas referências citadas na Subseção 2.3.2 deste trabalho.

A partir do conhecimento dos fenômenos de transferência de calor envolvidos no atuador, da identificação das resistências térmicas e da aplicação das simplificações consideradas, é possível determinar uma equação para cada resistência do sistema mostrado na Figura 69, conforme descrito nas subseções 5.1.1 a 5.1.3.

5.1.1 Resistências de troca térmica por condução

A transferência de calor por condução em um meio sólido ocorre devido ao gradiente de temperatura. O mecanismo físico envolvido é a movimentação aleatória de átomos, ou atividade molecular (BERGMAN et al., 2011).

Em paredes planas, a resistência oferecida à condução de calor é calculada pela razão entre o comprimento da parede pelo produto da condutividade térmica do material

com a área transversal da parede; no entanto, segundo (BERGMAN et al., 2011), quando se trata de condução no sentido radial em estruturas tubulares, a resistência térmica pode ser calculada por

$$R_{cd} = \frac{\ln(R_{out} / R_{in})}{2\pi k_m L_a}, \quad (112)$$

onde R_{in} e R_{out} são os raios interno e externo da estrutura tubular, respectivamente, k_m é a condutividade térmica do material e L_a é o comprimento axial da estrutura tubular.

De acordo com a Figura 69, existem cinco resistências térmicas para condução que devem ser modeladas. Considerando as variáveis geométricas do atuador em estudo e as propriedades dos materiais envolvidos, essas resistências térmicas podem ser determinadas de acordo com

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{cdBli} = \frac{\ln(R_{iPMi} / R_i)}{2\pi k_{iron} L_z} \\ R_{cdPMi} = \frac{\ln(R_{oPMi} / R_{iPMi})}{2\pi k_{PM} L_z} \\ R_{cdReel} = \frac{\ln(R_{iC} / R_{iReel})}{2\pi k_{Reel} L_z} \\ R_{cdPMo} = \frac{\ln(R_{oPMo} / R_{iPMo})}{2\pi k_{PM} L_z} \\ R_{cdBlo} = \frac{\ln(R_o / R_{oPMo})}{2\pi k_{iron} L_z} \end{array} \right. , \quad (113)$$

onde R_{cdBli} , R_{cdPMi} , R_{cdReel} , R_{cdPMo} e R_{cdBlo} designam as resistências para condução da culatra interna, do arranjo de ímãs permanentes interno, do carretel, do arranjo de ímãs permanentes externo e da culatra externa, respectivamente. As variáveis k_{iron} , k_{PM} e k_{Reel} representam a condutividade térmica do aço 1010, dos ímãs permanentes de NdFeB e da fibra de vidro com resina epóxi, respectivamente. Os valores de condutividade assumidos no modelo são os mesmos do modelo numérico, informados na Tabela 4.

5.1.2 Resistências de troca térmica por radiação

Segundo (HOLMAN, 2009), radiação térmica é aquela emitida de forma eletromagnética por um corpo como resultado da sua temperatura e esta, diferente da condução e convecção, não depende de um meio para se propagar.

Conforme pode ser observado na Figura 69, são consideradas no modelo resistências de radiação na face externa da culatra externa e entre as superfícies que delimitam os entreferros mecânicos interno e externo.

A resistência de troca térmica de radiação na superfície externa da culatra externa pode ser determinada pela equação

$$R_{rd} = \frac{1}{h_r A_s}, \quad (114)$$

onde A_s é a superfície de troca térmica e h_r é o coeficiente de transferência de calor por radiação, dado por

$$h_r = \varepsilon \sigma (T_s + T_{viz}) (T_s^2 + T_{viz}^2), \quad (115)$$

sendo ε a emissividade do material, σ a constante de Stephan-Boltzman, T_s a temperatura da superfície e T_{viz} a temperatura do meio vizinho à superfície.

Considerando as variáveis do modelo, pode-se definir a resistência de troca térmica por radiação na superfície externa da culatra externa R_{rdBlo} como

$$R_{rdBlo} = \frac{(T_{oBlo} - T_{amb})}{\varepsilon_{iron} \sigma (T_{oBlo}^4 - T_{amb}^4) 2\pi R_o L_z}, \quad (116)$$

onde ε_{iron} é a emissividade do aço 1010.

As resistências de troca térmica por radiação de uma superfície a outra nas regiões anulares dos entreferos mecânicos interno e externo dependem do chamado fator de forma, que é definido como a fração de energia térmica de radiação que deixa uma determinada superfície e é interceptada por outra (BERGMAN et al., 2011). Segundo estes mesmos autores, quando há dois cilindros concêntricos de comprimento infinito, o fator de forma é unitário e a taxa de transferência de calor q_{12} de uma dada superfície cilíndrica 1 para a outra superfície cilíndrica concêntrica 2, pode ser determinada a partir da expressão

$$q_{12} = \frac{\sigma A_1 (T_1^4 - T_2^4)}{\frac{1}{\varepsilon_1} + \frac{1 - \varepsilon_2}{\varepsilon_2} \left(\frac{R_1}{R_2} \right)}, \quad (117)$$

onde A_1 é a área da 1, T_1 é a temperatura da superfície 1, T_2 é a temperatura da superfície 2, ε_1 é a emissividade da superfície 1, ε_2 é a emissividade da superfície 2, R_1 é o raio da superfície cilíndrica 1 e R_2 é o raio da superfície cilíndrica 2.

A região anular no atuador em estudo não tem comprimento infinito, entretanto o comprimento radial dos entreferos mecânicos é significativamente menor que o comprimento axial, o que permite que se empregue a equação (117) para modelar a transferência de calor por radiação nessas regiões. Assim, as resistências de troca térmica por radiação nas regiões anulares podem ser determinadas pela divisão da diferença entre as temperaturas das paredes que delimitam a região anular pela taxa de transferência de calor dada pela equação (117). Considerando as variáveis geométricas do modelo e as propriedades dos materiais empregados, define-se a resistência de troca térmica por radiação no entrefero mecânico interno R_{rdGapi} e no entrefero mecânico externo R_{rdGapo} , respectivamente como

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{rdGapi} = \frac{(T_{iReel} - T_{oPMi}) \left(\frac{1}{\varepsilon_{Reel}} + \frac{1 - \varepsilon_{PM}}{\varepsilon_{PM}} \left(\frac{R_{iReel}}{R_{oPMi}} \right) \right)}{2\pi\sigma R_{iReel} L_z (T_{iReel}^4 - T_{oPMi}^4)} \\ R_{rdGapo} = \frac{(T_{bob} - T_{iPMo}) \left(\frac{1}{\varepsilon_{cop}} + \frac{1 - \varepsilon_{PM}}{\varepsilon_{PM}} \left(\frac{R_{oC}}{R_{iPMo}} \right) \right)}{2\pi\sigma R_{oC} L_z (T_{bob}^4 - T_{iPMo}^4)} \end{array} \right. , \quad (118)$$

onde ε_{Reel} , ε_{PM} e ε_{cop} são as emissividades da fibra de vidro com resina epóxi, do ímã permanente de NdFeB e do fio de cobre, respectivamente. Estas emissividades, assim como a emissividade do aço, relativa à equação (116), são iguais às consideradas para o modelo numérico, informadas na Tabela 4.

É importante observar que as resistências de troca térmica por radiação, dadas pelas equações (116) e (118), são fortemente dependentes da temperatura. Essa característica exige que o sistema seja resolvido de forma iterativa para considerar o fenômeno de troca térmica por radiação no modelo.

5.1.3 Resistências de troca térmica por convecção

A transferência de calor por convecção ocorre entre uma superfície e um fluido em movimento quando eles se encontram em temperaturas diferentes (BERGMAN et al., 2011).

Na Figura 69 pode-se identificar seis resistências de troca térmica por convecção, que estão localizadas na superfície interna da culatra interna, na superfície externa do arranjo de ímãs permanentes interno, na superfície interna do carretel, na superfície externa da bobina, na superfície interna do arranjo externo de ímãs permanentes e na superfície externa da culatra externa. A troca térmica na superfície externa da culatra externa se dá por convecção natural, enquanto que as demais se dão por convecção

forçada imposta pelo fluxo de ar que circula pelo dispositivo, conforme mostrado na Figura 70.

Segundo (HOLMAN, 2009), a forma geral para determinar uma resistência térmica por convecção, natural ou forçada, é dada pela equação

$$R_{cv} = \frac{1}{h_c A_s}, \quad (119)$$

onde h_c é o coeficiente de transferência de calor por convecção. Este coeficiente é na maioria das vezes obtido com base em formulações empíricas que são expressas na forma de correlações disponíveis na literatura de transferência de calor para geometrias específicas (BOGLIETTI et al., 2009). Neste trabalho são aplicadas correlações correspondentes à geometria de cada componente presente para obtenção dos coeficientes.

O coeficiente de transferência de calor por convecção, no caso de convecção natural na superfície externa da culatra externa h_{cvBloz} pode ser calculado por

$$h_{cvBlo} = \frac{Nu_{Blo} k_{air}}{L_z}, \quad (120)$$

onde Nu_{Blo} é o número de Nusselt na culatra externa e k_{air} é a condutividade térmica do ar, dada na Tabela 4. Segundo (BEJAN, 2013), uma correlação aplicável para determinação do Número de Nusselt para convecção natural em uma superfície cilíndrica na posição vertical é dada por

$$Nu_{uBlo} = 0,68 + \frac{0,67 Ra_{yBlo}^{1/4}}{\left(1 + (0,492 / Pr_{air})^{9/16}\right)^{4/9}}, \quad (121)$$

onde Ra_{yBlo} e Pr_{air} são o número de Rayleigh e o número de Prandtl. O número de Prandtl para o ar à temperatura ambiente com pressão de 1 atm é 0,7296 (ÇENGEL; GHAJAR, 2014), enquanto que o número de Rayleigh é determinado por

$$Ra_{yBlo} = \frac{g \beta_{air} (T_{oBlo} - T_{amb}) L_z^3}{\nu_{air} \alpha_{air}}, \quad (122)$$

onde g é a aceleração da gravidade, β_{air} é coeficiente de expansão térmica do ar, ν_{air} é a viscosidade cinemática do ar e α_{air} é a difusividade do ar. A difusividade do ar à temperatura ambiente com pressão de 1 atm é $2,141 \times 10^{-5} \text{ m}^2/\text{s}$ (ÇENGEL; GHAJAR, 2014). As demais propriedades térmicas do ar, isto é, β_{air} , ν_{air} e α_{air} são consideradas iguais àquelas assumidas no modelo numérico, informadas na Tabela 4.

Portanto, a resistência de troca térmica por convecção natural na superfície externa da culatra externa pode ser determinada com a equação

$$R_{cvBlo} = \frac{\left(1 + (0,492 / Pr_{air})^{9/16}\right)^{4/9}}{\left(0,68 \left(1 + (0,492 / Pr_{air})^{9/16}\right)^{4/9} + 0,67 \left(\frac{g \beta_{air} (T_{oBlo} - T_{amb}) L_z^3}{\nu_{air} \alpha_{air}}\right)^{1/4}\right) k_{air} 2\pi R_o}. \quad (123)$$

Conforme discutido na Seção 3.11, o escoamento do fluido no cilindro oco da culatra interna apresenta comportamento laminar, uma vez que o número de Reynolds é da ordem de 500 para este caso, enquanto que o número crítico de Reynolds que corresponde ao surgimento de turbulência para escoamento interno é da ordem de 2300 (BERGMAN et al., 2011). O coeficiente de troca térmica por convecção neste caso é dado por

$$h_{cvBli} = \frac{Nu_{Bli} k_{air}}{2R_i}, \quad (124)$$

onde Nu_{Bli} é o número de Nusselt para convecção forçada no cilindro oco da culatra interna, que, por sua vez, é constante e igual a 4,36 para fluxo laminar plenamente desenvolvido (BERGMAN et al., 2011).

Portanto, a resistência de troca de calor por convecção no cilindro oco da culatra interna é dada por

$$R_{cvBli} = \frac{1}{4,36\pi k_{air} L_z}. \quad (125)$$

É importante notar que ar que entra no cilindro oco da culatra interna com temperatura ambiente aquece ao passar pelo mesmo. Na Figura 70, é possível observar que o ar que passa por esse cilindro é o mesmo que entra no entreferro mecânico interno, portanto, é necessário determinar a temperatura média do ar, quando este atinge a extremidade superior do cilindro oco. Para este fim, considerando-se uma superfície com fluxo de calor constante, pode-se escrever a relação entre a temperatura de entrada do ar T_{amb} e a temperatura na extremidade superior do fluido T_{Mci} pela relação

$$q_{cvBli} = q''_{cvBli} A_s = \dot{m} c_p (T_{Mci} - T_{amb}), \quad (126)$$

onde q_{cvBli} é a taxa total de transferência de calor por convecção no cilindro oco da culatra interna, q''_{cvBli} é o fluxo de calor por convecção no cilindro oco da culatra interna, c_p é o calor específico do ar a pressão constante e \dot{m} é a vazão mássica. Inicialmente, q_{cvBli} e q''_{cvBli} não são conhecidos, no entanto, pode-se determinar o seu valor a partir da resolução problema de forma iterativa. O calor específico do ar considerado pode ser encontrado na Tabela 4 e a vazão mássica pode ser determinada pela expressão

$$\dot{m} = \rho_{air} u_{mBli} A_c, \quad (127)$$

onde ρ_{air} é a massa específica do ar, u_{mBli} é a velocidade média do ar no cilindro oco da culatra interna e A_c é a área da seção transversal por onde o fluido escoar. A massa específica do ar é dada na Tabela 4, enquanto que a velocidade média do ar foi definida como 0,5 m/s, conforme discutido na Seção 3.10.

A equação (126) é uma expressão geral que se aplica independentemente da natureza das condições da superfície térmica ou das condições do escoamento do tubo (BERGMAN et al., 2011). No caso específico do fluxo forçado de ar no cilindro oco da culatra interna, a temperatura média do ar ao atingir a extremidade superior deste, T_{Mci} , pode ser determinada por

$$T_{Mci} = T_{amb} + \frac{2q''_{cvBli}(L_z + S/2)}{\rho_{air}u_{mBli}C_pR_i}. \quad (128)$$

Considerando a analogia feita com circuitos elétricos, na qual se considera que a diferença de temperatura é análoga à tensão elétrica e a taxa de transferência de calor é análoga à corrente elétrica, e observando a equação (128), pode-se notar que a diferença entre T_{Mci} e T_{amb} é dependente do fluxo de calor. Por conta disso, no modelo, esta diferença de temperaturas pode ser representada como uma fonte de tensão dependente de corrente denominada T_{mBli} .

A transferência de calor nos entreferros mecânicos interno e externo pode ser classificada como convecção forçada em região anular de tubos concêntricos, conforme ilustra a Figura 71. Nesta figura estão indicados o diâmetro externo do tubo interno D_i , o diâmetro interno do tubo externo D_o , a temperatura da superfície externa do tubo interno $T_{s,i}$, a temperatura da superfície interna do tubo externo $T_{s,o}$, a temperatura média do fluido T_m , a velocidade média do fluido u_m , o fluxo de calor da superfície externa do

tubo interno para o fluido q_i'' e o fluxo de calor da superfície interna do tubo externo para o fluido q_o'' .

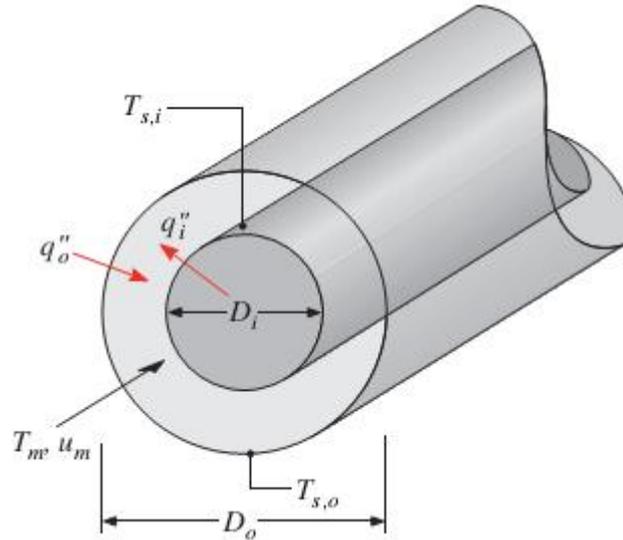


Figura 71 - Região anular de tubos concêntricos com indicação de fluxos de calor, diâmetros e temperaturas de superfície (BERGMAN et al., 2011).

Assumindo que existem condições de fluxo de calor constante em ambas as superfícies, pode-se determinar os números de Nusselt, tanto para o tubo interno como para o tubo externo, independente se o fluxo de calor é do fluido para a superfície ou da superfície para o fluido, através das expressões

$$Nu_i = \frac{Nu_{ii}}{1 - (q_o''/q_i'')\theta_i^*}, \quad (129)$$

$$Nu_o = \frac{Nu_{oo}}{1 - (q_i''/q_o'')\theta_o^*}, \quad (130)$$

onde Nu_{ii} , Nu_{oo} , θ_i^* , θ_o^* são coeficientes de influência tabelados em função da razão D_o/D_i (BERGMAN et al., 2011). No atuador em estudo, a razão D_o/D_i se aproxima de 1, portanto, tem-se que Nu_{ii} e Nu_{oo} assumem um valor constante igual a 5,385, enquanto

que θ_i^* e θ_o^* também assumem um valor constante e igual a 0,346. É importante ressaltar que nas equações (129) e (130) os fluxos de calor podem assumir valores negativos, e para isso basta que o sentido do fluxo de calor seja oposto ao que foi convencionado na Figura 71.

As equações (129) e (130) são empregadas no trabalho de (HUANG et al., 2014) para modelagem de um atuador linear tubular síncrono com elemento móvel externo sem ranhuras e com estator interno de ímãs permanentes. Embora o dispositivo abordado no trabalho de (HUANG et al., 2014) seja topologicamente distinto do atuador de bobina móvel projetado e discutido no Capítulo 3 deste trabalho, a forma de transferência de calor por convecção se dá de forma análoga. Os resultados experimentais obtidos por (HUANG et al., 2014) apresentaram boa concordância com o modelo por eles proposto.

A partir das considerações feitas para transferência de calor por convecção forçada em uma região anular de tubos concêntricos, é possível escrever as equações que definem as resistências de troca de calor por convecção nas regiões anulares mostradas na Figura 69, sendo estas dadas por

$$R_{cvPMi} = \frac{0,346(R_{iReel} - R_{oPMi})(1 - q''_{cvReel}/q''_{cvPMi})}{5,385k_{air}2\pi R_{oPMi}L_z}, \quad (131)$$

$$R_{cvReel} = \frac{0,346(R_{iReel} - R_{oPMi})(1 - q''_{cvPMi}/q''_{cvReel})}{5,385k_{air}2\pi R_{iReel}L_z}, \quad (132)$$

$$R_{cvCoil} = \frac{0,346(R_{iPMo} - R_{oC})(1 - q''_{cvPMo}/q''_{cvCoil})}{5,385k_{air}2\pi R_{oC}L_z}, \quad (133)$$

$$R_{cvPMo} = \frac{0,346(R_{iPMo} - R_{oC})(1 - q''_{cvCoil}/q''_{cvPMo})}{5,385k_{air}2\pi R_{iPMo}L_z}, \quad (134)$$

onde R_{cvPMi} , R_{cvReel} , R_{cvCoil} e R_{cvPMo} são as resistências de troca térmica por convecção forçadas, respectivamente, na superfície externa do arranjo de ímãs permanentes interno, na superfície interna do carretel, na superfície externa da bobina e na superfície interna do arranjo externo de ímãs permanentes. Adicionalmente, q''_{cvPMi} , q''_{cvReel} , q''_{cvCoil} e q''_{cvPMo} são os fluxos de calor, respectivamente, na superfície externa do arranjo interno de ímãs permanentes, na superfície interna do carretel, na superfície externa da bobina e na superfície interna do arranjo de ímãs permanentes externo.

Os fluxos de calor das equações (131) a (134) são dependentes da temperatura do fluido e da velocidade de escoamento do mesmo. A determinação da temperatura do fluido pode ser realizada de forma análoga àquela empregada para a determinação de T_{Mci} descrita pelas equações (126) a (128). Deve-se notar, no entanto, que a temperatura de entrada do fluido no entreferro mecânico interno é T_{Mci} , e não mais T_{amb} . A temperatura do fluido na extremidade inferior do entreferro mecânico interno T_{Mi} , isto é, depois de passar pelo cilindro oco da culatra interna e pelo entreferro mecânico interno, é dada por

$$T_{Mi} = T_{Mci} + \frac{2(q''_{cvPMi} R_{oPMi} + q''_{cvReel} R_{iReel})(L_z + S/2)}{\rho_{air} u_{mGapi} c_p (R_{iReel}^2 - R_{oPMi}^2)}, \quad (135)$$

onde u_{mGapi} é a velocidade média do fluido no entreferro mecânico interno. Considerando o fluido incompressível e que não há perda de carga, essa velocidade pode ser determinada a partir da velocidade média presente no cilindro oco da culatra interna multiplicado pela razão entre as áreas transversais de passagem do fluido, ou seja,

$$u_{mGapi} = \frac{u_{mBli} R_i^2}{(R_{iReel}^2 - R_{oPMi}^2)}. \quad (136)$$

A temperatura média do fluido na extremidade superior do entreferro mecânico externo T_{Mo} , ou seja, a temperatura média do fluido ao deixar o atuador pelo topo, pode ser determinada de forma análoga àquela empregada para a determinação de T_{Mi} e T_{Mci} . Nesse caso, no entanto, a temperatura de entrada no fluido no entreferro mecânico externo é T_{Mi} , donde vem que

$$T_{Mo} = T_{Mi} + \frac{2(q''_{cvCoil} R_{oC} + q''_{cvPMo} R_{iPMo}) L_{zW}}{\rho_{air} u_{mGapo} c_p (R_{iPMo}^2 - R_{oC}^2)}, \quad (137)$$

onde u_{mGapo} é a velocidade média do fluido no entreferro mecânico externo e é dada por

$$u_{mGapo} = \frac{u_{mBli} R_i^2}{(R_{iPMo}^2 - R_{oC}^2)}. \quad (138)$$

Por fim, é importante ressaltar que, na equação (123), há dependência de R_{cvBlo} com a temperatura da superfície externa da culatra externa, enquanto que nas equações (131) a (134) há dependência das resistências de troca térmica por convecção forçada com os fluxos de calor. Com exceção da temperatura da bobina, imposta conforme discutido na Subseção 3.11.1, as demais temperaturas, assim como os fluxos de calor, são inicialmente desconhecidas. Portanto, é necessário empregar um método iterativo para obter a solução do problema.

5.1.4 Circuito equivalente

Com base na identificação das formas de troca térmica envolvidos no problema, mostradas na Figura 69, pode-se definir o circuito equivalente que descreve o comportamento térmico do dispositivo. Este circuito equivalente é apresentado na Figura 72. As resistências identificadas nesta figura são expressões analíticas discutidas nas subseções 5.1.1 a 5.1.3. A fonte independente T_{amb} representa a temperatura

ambiente do ar em relação à referência, estipulada como zero absoluto, isto é, 0 K. A fonte independente T_{Coil} é dada pela diferença entre a temperatura absoluta da bobina, definida na Subseção 3.11.2, e a temperatura ambiente, ou seja, $T_{Coil} = T_{bob} - T_{amb}$.

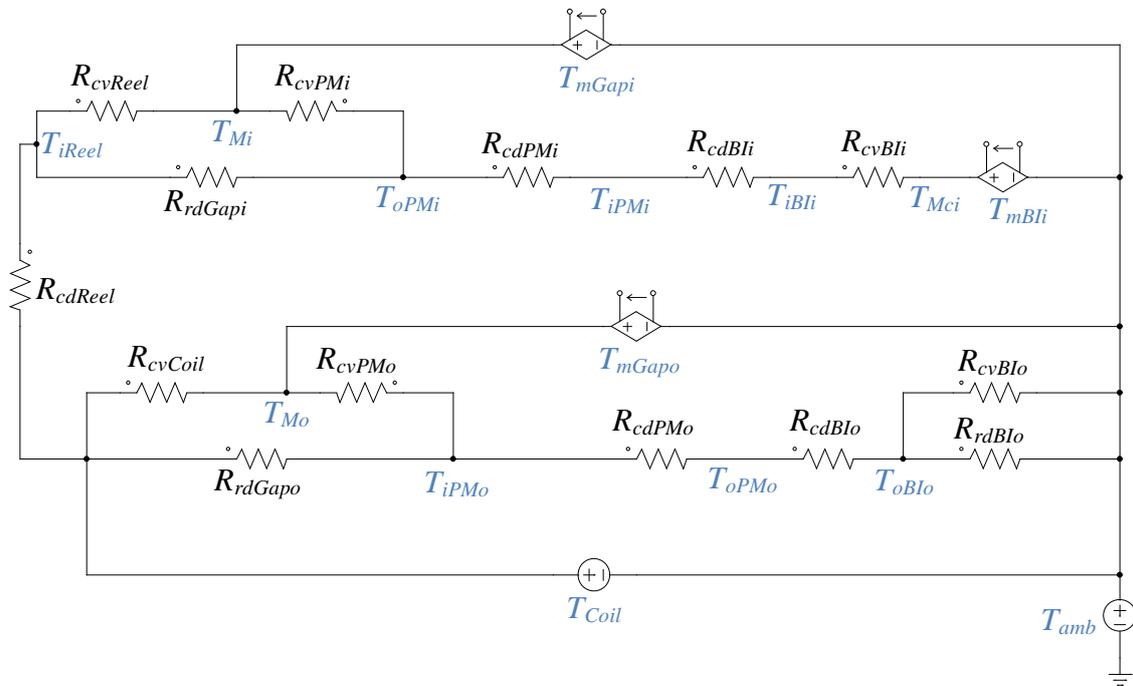


Figura 72 - Circuito térmico equivalente com identificação das resistências térmicas, das temperaturas médias em diversos pontos do atuador e das fontes de tensão independentes e dependentes do modelo.

É importante observar na Figura 72 a existência de três fontes de tensão dependentes de correntes, identificadas como T_{mBli} , T_{mGapi} e T_{mGapo} , as quais são dadas por

$$\begin{cases} T_{mBli} = T_{Mci} - T_{amb} \\ T_{mGapi} = T_{Mi} - T_{amb} \\ T_{mGapo} = T_{Mo} - T_{amb} \end{cases} \quad (139)$$

As temperaturas T_{Mci} , T_{Mi} e T_{Mo} são dadas pelas equações (128), (135) e (137), respectivamente. Estas fontes de tensão são dependentes dos fluxos de calor, ou das

taxas de transferência de calor, neste caso quando multiplicadas pelas respectivas áreas de troca térmica. A conexão da fonte dependente se dá conforme a diferença de potencial indicada pela equação (139). A taxa de transferência de calor que circula por estas fontes dependentes é igual à taxa de calor retirada do sistema por convecção em cada uma das três situações onde se verifica convecção forçada, ou seja, no cilindro oco da culatra interna, no entreferro mecânico interno e no entreferro mecânico externo.

O circuito térmico equivalente pode ser resolvido empregando teorias clássicas de circuitos elétricos, como, por exemplo, as leis de Kirchhoff das tensões e das correntes. A Figura 73 identifica três nós e seis malhas que, se escritas de acordo com as leis de Kirchhoff mencionadas, resultam em um sistema linearmente independente de nove incógnitas, as quais estão identificadas na figura.

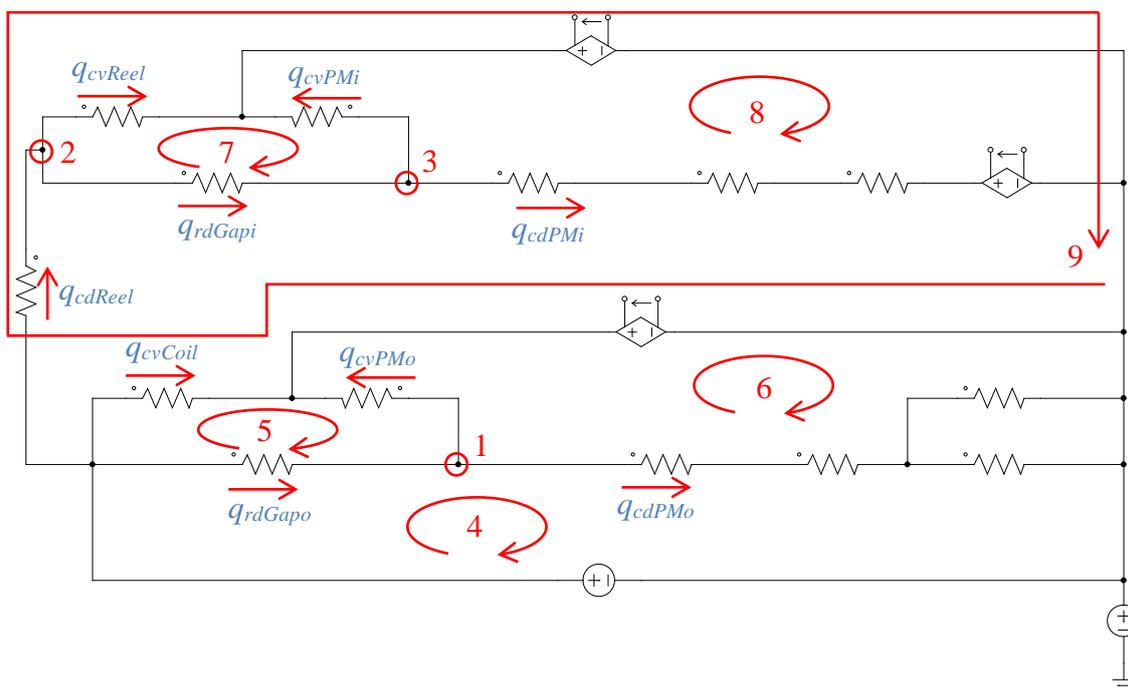


Figura 73 - Identificação de forma numerada dos nós e das malhas que permitem montar um sistema de equações linearmente independente com identificação das incógnitas do modelo do circuito térmico constituído dos elementos identificados na Figura 72.

O sistema de equações lineares, escrito na forma matricial, que descreve o comportamento do circuito térmico equivalente da Figura 73, que pode ser representado no formato matricial $\mathbf{Ax} = \mathbf{b}$, onde \mathbf{A} é uma matriz, e \mathbf{x} e \mathbf{b} são vetores dados por

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & -1 \\ R_{eqo} & 0 & R_{rdGapo} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_{cvPMo} & -R_{rdGapo} & R_{cvCoil} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_{eqo} & -(k_c + R_{cvPMo}) & 0 & -k_c & 0 & -k_b & 0 & -k_b & -k_a \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{cvReel} & R_{rdGapi} & R_{cvPMi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -k_b & 0 & -(k_b + R_{cvPMi}) & R_{eqi} \\ 0 & -k_c & 0 & -(k_c + R_{cvCoil}) & R_{cdReel} & R_{cvReel} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (140)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} q_{cdPMo} \\ q_{cvPMo} \\ q_{rdGapo} \\ q_{cvCoil} \\ q_{cdReel} \\ q_{cvReel} \\ q_{rdGapi} \\ q_{cvPMi} \\ q_{cdPMi} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ T_{Coil} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (141)$$

onde

$$R_{eqi} = R_{cdPMi} + R_{cdBli} + R_{cvBli}, \quad (142)$$

$$R_{eqo} = R_{cdPMo} + R_{cdBlo} + \frac{R_{cvBlo} R_{rdBlo}}{R_{cvBlo} + R_{rdBlo}}, \quad (143)$$

$$k_a = \frac{1}{\pi \rho_{air} c_p u_{mBli} R_i^2}, \quad (144)$$

$$k_b = \frac{1}{\pi \rho_{air} c_p u_{mGapi} (R_{iReel}^2 - R_{oPMi}^2)}, \quad (145)$$

$$k_c = \frac{1}{\pi \rho_{air} c_p u_{mGapo} (R_{iPMo}^2 - R_{oC}^2)}. \quad (146)$$

As incógnitas do sistema linear descrito por (140) são todas definidas como taxas de transferência de calor e têm as suas direções convencionadas na Figura 73. A partir do conhecimento dessas incógnitas é possível determinar as temperaturas em todos os pontos do circuito a partir de relações simples como, por exemplo, a lei de Ohm, ou mesmo as leis de Kirchhoff das tensões e das correntes.

5.2 RESULTADOS DO MODELO PARAMETRIZADO

Conforme apresentado nas seções 3.14 e 3.15, o coeficiente global de transferência de calor e a máxima densidade eficaz de corrente são funções das variáveis paramétricas N_{PMi} e N_{CPMs} . A fim de possibilitar o uso do modelo analítico apresentado neste capítulo como possível substituição do modelo numérico para desenvolver a metodologia de projeto de atuador eletromagnético linear para aplicação em sistemas de suspensão, faz-se necessário resolver o modelo analítico de forma parametrizada. A Figura 74 apresenta o fluxograma de cálculo desenvolvido para resolver o modelo térmico analítico em função das variáveis paramétricas N_{CPMs} e N_{PMi} .

Os quatro primeiros passos mostrados no fluxograma da Figura 74 resumem-se à definição de parâmetros geométricos invariantes, da máxima temperatura admissível na bobina, de constantes termofísicas dos materiais e do ar, e da velocidade com que o fluxo de ar insufla o dispositivo pelo cilindro oco da culatra interna. Uma vez realizadas as quatro primeiras etapas, deve-se estimar os valores iniciais das temperaturas T_{iReel} , T_{oPMi} , T_{iPMo} e T_{oBlo} e os fluxos de calor q''_{cvPMi} , q''_{cvReel} , q''_{cvCoil} e q''_{cvPMo} . Essas estimativas são necessárias para permitir o cálculo inicial das resistências de troca térmica de convecção e radiação que são dependentes destes parâmetros térmicos.

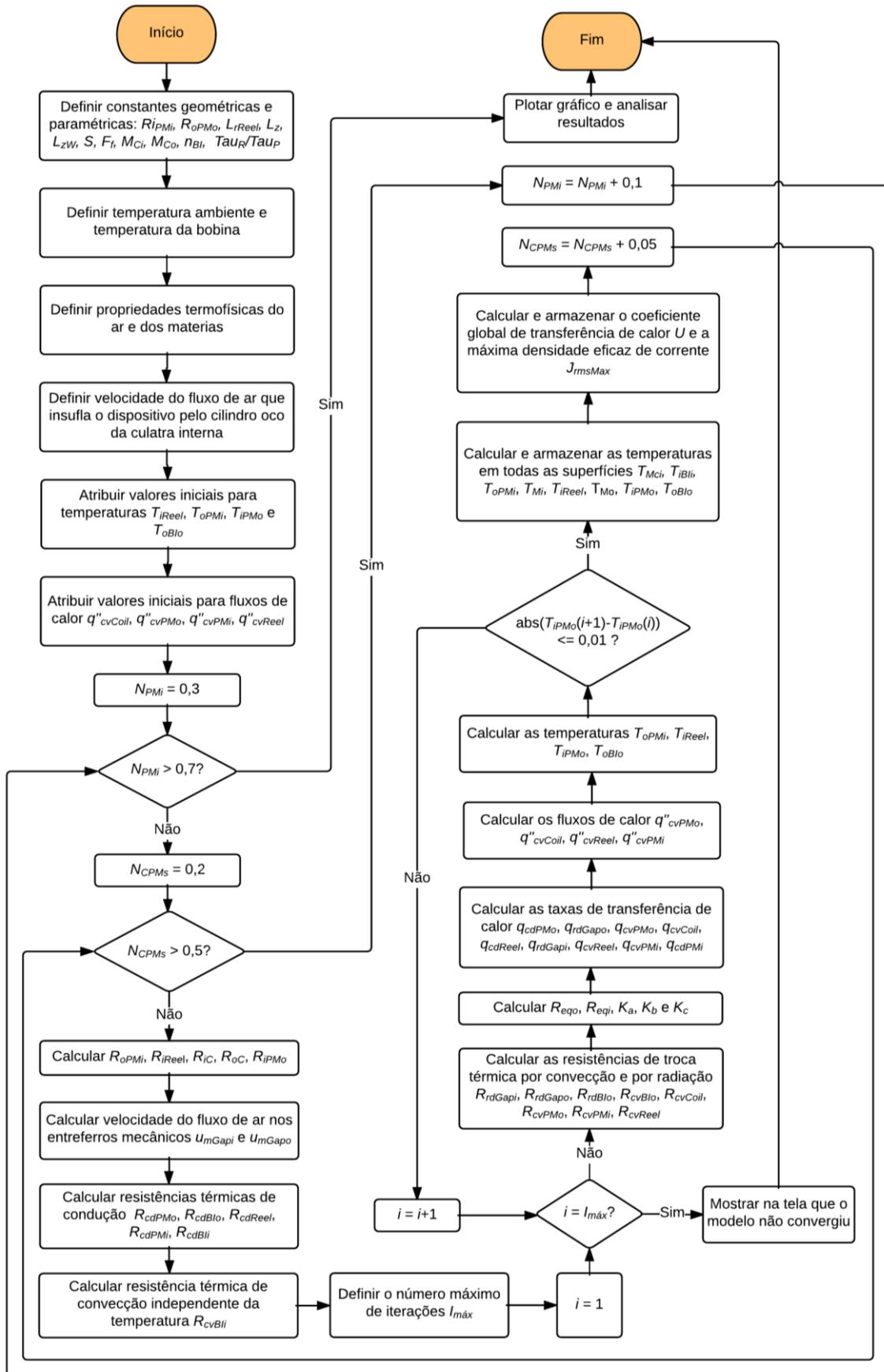


Figura 74 - Fluxograma de cálculo do modelo térmico analítico parametrizado.

Na Tabela 2 é definida a faixa para qual as variáveis paramétricas são avaliadas e o passo de cada uma delas. Então, para verificar a influência das variáveis paramétricas na distribuição térmica, definiu-se que os passos e limites de análise sejam iguais aqueles estabelecidos para o modelo eletromagnético, ou seja, aqueles dados na Tabela 12.

Para cada combinação de N_{CPMs} e N_{PMi} , os valores de R_{oPMi} , R_{iReel} , R_{iC} , R_{oC} e R_{iPMo} são computados. É importante observar que a velocidade do fluxo de ar nos entreferos mecânicos e as resistências de troca térmica dependem desses raios, logo devem ser calculados na sequência.

As resistências de troca térmica por convecção e por radiação, com exceção de R_{iBli} , dependem, além dos valores dos raios, de temperaturas como T_{iReel} , T_{oPMi} , T_{iPMo} e T_{oBlo} e de fluxos de calor como q''_{cvPMi} , q''_{cvReel} , q''_{cvCoil} e q''_{cvPMo} . Em função dessa dependência, a resolução do problema é realizada de forma iterativa. Como as temperaturas e os fluxos de calor mencionados são estimados nas etapas iniciais, é possível determinar as resistências de troca térmica por convecção e por radiação que apresentam dependência, ou seja, R_{rdGapi} , R_{rdGapo} , R_{rdBlo} , R_{cvBlo} , R_{cvCoil} , R_{cvPMo} , R_{cvPMi} e R_{cvReel} , além de R_{eqo} , R_{eqi} , k_a , k_b e k_c . Assim, com base na solução do sistema linear da equação (140) e com base nas resistências de troca térmica previamente determinadas, é possível calcular as nove incógnitas do sistema, isto é, q_{cdPMo} , q_{rdGapo} , q_{cvPMo} , q_{cvCoil} , q_{cdReel} , q_{rdGapi} , q_{cvPMi} e q_{cdPMi} .

Uma vez determinado o valor numérico das incógnitas do sistema linear pode-se atualizar o valor de T_{iReel} , T_{oPMi} , T_{iPMo} , T_{oBlo} , q''_{cvPMi} , q''_{cvReel} , q''_{cvCoil} e q''_{cvPMo} a fim de iniciar o processo iterativo, pois a partir deste resultado é que se calculam novamente os valores das resistências de troca térmica dependentes destes.

A fim de verificar a convergência, compara-se o valor da temperatura em uma determinada superfície, definida como T_{iPMo} , com o resultado prévio. Para evitar que a rotina permaneça em um *loop* infinito, no caso de não convergência, atribui-se um número máximo de iterações $I_{máx}$, definido como 100. Entretanto, em geral, observou-se convergência para todas as combinações de N_{CPMs} e N_{PMi} com menos de 10 iterações para cada caso quando o erro absoluto admitido é de 0,01 °C.

Uma vez que a convergência é atingida, calcula-se o valor das temperaturas em todas as superfícies de interesse, o coeficiente de troca térmica e a máxima densidade eficaz de corrente e se armazena estes dados. Na sequência, o valor de N_{CPMs} é incrementado com o valor do passo definido na Tabela 2. O ciclo se mantém até que os resultados para todas as combinações definidas pela variação paramétrica imposta por N_{PMi} e N_{CPMs} sejam computados.

As temperaturas médias T_{Mci} , $T_{iBlí}$, T_{oPMi} , T_{Mi} , T_{iReel} , T_{Mo} , T_{iPMo} e T_{oBlo} , em função das variáveis paramétricas N_{CPMs} e N_{PMi} , como resultado do modelo analítico, são mostradas na Figura 75. Nesta figura é possível observar que a temperatura média do ar, ao atingir a extremidade superior do cilindro oco da culatra T_{Mci} , varia entre 30,6 e 31 °C, ou seja, o ar aqueceu ligeiramente, pois se considerou que a temperatura ambiente é de 27 °C.

O ar aquece significativamente ao passar pelo entreferro mecânico interno, o que pode ser verificado na Figura 75, uma vez que a temperatura média na extremidade inferior deste entreferro mecânico T_{Mi} é aproximadamente 60 °C. Isso ocorre porque o há um gradiente significativo entre a temperatura do ar que circula pelo entreferro mecânico interno e a temperatura da superfície interna do carretel T_{iReel} a qual é de aproximadamente 72 °C.

A temperatura do ar ao deixar o atuador pelo topo, isto é, na extremidade superior do entreferro mecânico externo T_{Mo} , é de, aproximadamente, 70 °C. Embora haja um aumento na temperatura do ar em relação ao observado para T_{Mi} , a variação ao passar pelo entreferro mecânico externo não é tão significativa quanto ao passar pelo entreferro mecânico interno. Isto porque a transferência de calor é tanto maior quanto maior o gradiente de temperatura entre o ar e a superfície, sendo que, no caso do entreferro mecânico interno, há um gradiente maior, e, portanto, o ar aquece em maior proporção.

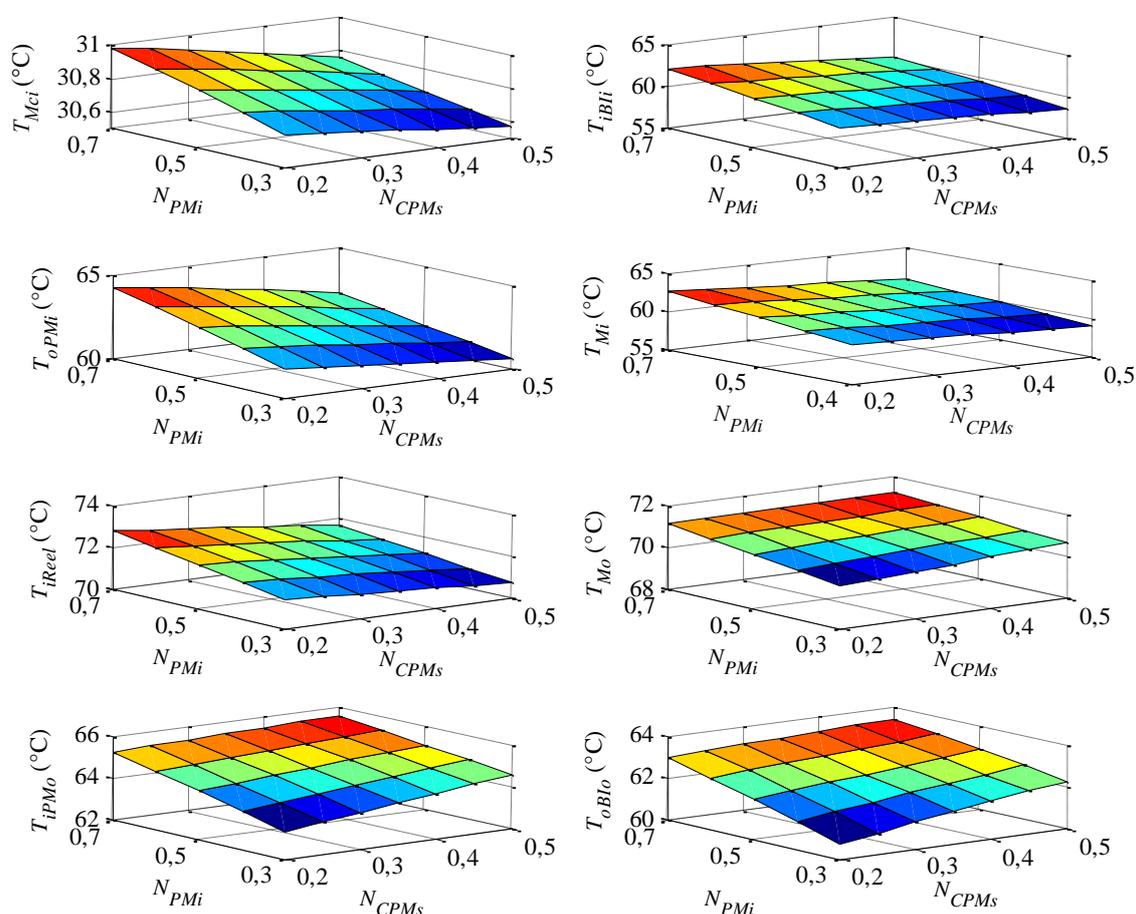


Figura 75 - Temperaturas médias em diversas superfícies do atuador em função das variáveis paramétricas N_{PMi} e N_{CPMs} , com temperatura constante na bobina igual a 80 °C e temperatura ambiente de 27 °C.

A temperatura média da superfície externa do arranjo interno de ímãs permanentes T_{oPMi} varia entre aproximadamente 60 e 65 °C, enquanto que a temperatura média da superfície interna do arranjo externo de ímãs permanentes T_{iPMo} varia entre aproximadamente 62 e 66 °C. É importante observar que as superfícies dos ímãs permanentes não aquecem somente por radiação, mas também por convecção, pois o ar aquecido que circula pelos entreferros mecânicos acaba aquecendo as superfícies dos ímãs permanentes.

Como a condutividade térmica do aço e dos ímãs permanentes é relativamente elevada, a temperatura média na superfície externa da culatra externa T_{oBLo} e na superfície interna da culatra interna T_{iBLi} são ligeiramente menores que as temperaturas da superfície interna do arranjo externo de ímãs e da superfície interna do arranjo interno de ímãs, respectivamente.

As temperaturas médias para os dois modelos, acoplado e desacoplado, tratados no Capítulo 3, e com dimensões especificadas na Tabela 6, são mostradas na Tabela 8. É possível verificar que a diferença entre os dois resultados é menor que 3%, conforme mencionado na Seção 3.16, para a condição de temperatura constante na bobina.

Tabela 8 - Temperaturas médias no atuador como resultado do modelo analítico para o atuador considerando $T_{bob} = 80$ °C para o atuador do modelo acoplado e o modelo desacoplado com dimensões conforme Tabela 6. Valores dados em graus Celsius.

Modelo	T_{Mci}	T_{iBLi}	T_{oPMi}	T_{Mi}	T_{iReel}	T_{Mo}	T_{iPMo}	T_{oBLo}
Desacoplado	30,8	60,5	62,5	60,1	71,8	71,0	65,1	62,9
Acoplado	30,8	61,3	63,4	61,8	72,3	70,9	64,8	62,6
Diferença (%)	0	1,3	1,4	2,7	0,7	0,1	0,4	0,5

Os resultados do modelo analítico e do modelo numérico em elementos finitos discutido na Seção 3.11, para as temperaturas médias da superfície dos arranjos de ímãs interno e externo são apresentados na Tabela 9. Verifica-se uma diferença percentual na ordem de aproximadamente 5% entre o resultado de simulação e o numérico, o que de certa forma é esperado, tendo em vista as simplificações que são aplicadas ao modelo analítico.

Tabela 9 - Comparação entre resultados de simulação e do modelo analítico para a temperatura média dos ímãs permanentes dos arranjos interno e externo.

Arranjo	Simulação (°C)	Analítico (°C)	Diferença (%)
Interno	66	62,5	5,3
Externo	68	65,2	4,1

Para desenvolver a metodologia de projeto apresentada no Capítulo 3, é necessário, além de conhecer as temperaturas médias nos ímãs permanentes, conhecer a densidade de corrente eficaz aplicável de forma que a máxima temperatura estipulada para a bobina não seja ultrapassada, conforme discutido na Seção 3.15. Utilizando uma metodologia análoga àquela apresentada nas seções 3.14 e 3.15, é possível determinar, a partir dos resultados do modelo térmico analítico, o coeficiente global de transferência de calor e a máxima densidade eficaz de corrente.

O coeficiente global de transferência de calor U , em função das variáveis paramétricas N_{CPMs} e N_{PMi} , é apresentado na Figura 76. Esta figura é similar a correspondente, obtida a partir de resultados do modelo numérico, mostrada na Figura 44, no que diz respeito ao formato da curva. Observa-se, no entanto, uma diferença no que diz respeito à amplitude, que é reflexo da diferença encontrada na distribuição de temperaturas, exemplificada na Tabela 9.

A máxima densidade eficaz de corrente J_{rmsMax} , como função das variáveis paramétricas N_{CPMs} e N_{PMi} , é mostrada na Figura 77. De forma análoga ao observado para U , J_{rmsMax} obtido a partir do modelo numérico e mostrado na Figura 45, apresenta forma similar quando se compara esta com a do modelo analítico, Figura 77.

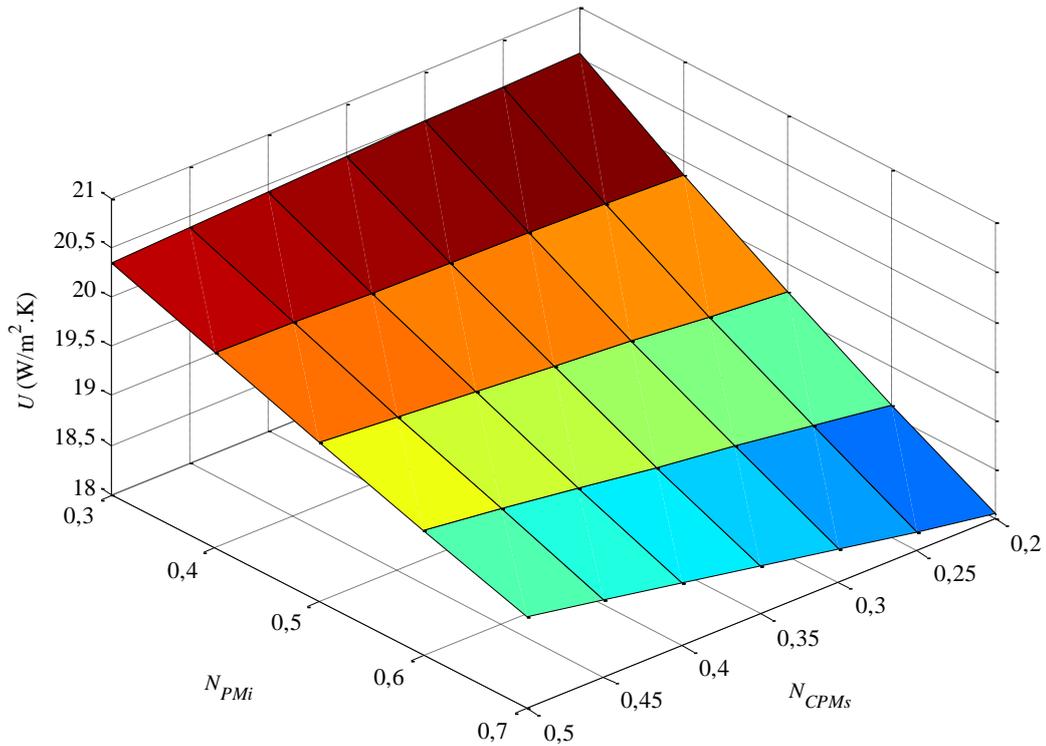


Figura 76 - Coeficiente global de transferência de calor determinado por meio do modelo térmico analítico parametrizado em função de N_{PMi} e N_{CPMs} .

Na Seção 3.24 comenta-se que o modelo desacoplado, com $N_{PMi} = 0,6$ e $N_{CPMs} = 0,4$, requer que a densidade eficaz de corrente seja de $2,75 A/mm^2$ para que a bobina permaneça com $80\text{ }^\circ C$, enquanto que para o modelo acoplado, $N_{PMi} = 0,6$ e $N_{CPMs} = 0,25$, esse valor sobe para $3,71 A/mm^2$. Estes resultados foram computados com base nos resultados do modelo numérico. A máxima densidade eficaz de corrente, computada por meio do modelo analítico, mostrada na Figura 77, resulta em $3,1 A/mm^2$ para o modelo desacoplado e $3,9 A/mm^2$ para o modelo acoplado. Essa diferença observada

entre os resultados baseados no modelo numérico e analítico também é reflexo da diferença na distribuição de temperatura observada entre os dois modelos.

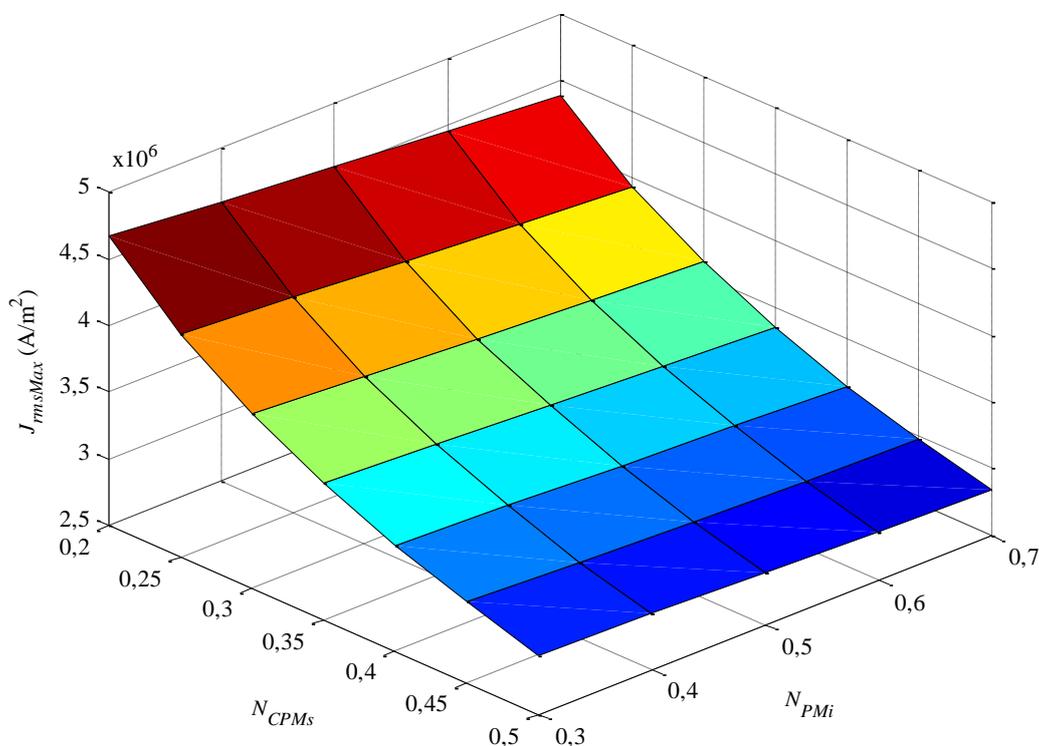


Figura 77 - Máxima densidade eficaz de corrente determinada pelo modelo térmico analítico parametrizado em função de N_{PMi} e N_{CPMs} de tal forma que a temperatura da bobina no atuador não ultrapasse $80\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Embora os resultados do modelo analítico tenham apresentado coerência e boa concordância com os resultados numéricos, neste trabalho, o modelo analítico não foi empregado no desenvolvimento da metodologia de projeto, uma vez que uma única simulação numérica foi suficiente, considerando as simplificações adotadas, para implementar a metodologia proposta.

Entretanto, a modelagem analítica descrita neste capítulo pode ser igualmente empregada na metodologia térmico-eletromagnética acoplado para o projeto de um atuador eletromagnético linear de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach.

Adicionalmente, o modelo analítico proposto pode ser utilizado na implementação de otimização matemática em trabalhos futuros.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO

Este capítulo apresenta inicialmente os aspectos construtivos do protótipo. Na sequência, são fornecidos detalhes técnicos relativos à bancada de testes desenvolvida para a realização dos ensaios dinâmicos e, por fim, são apresentados os resultados experimentais de caracterização dos ímãs permanentes seguidos dos resultados experimentais de densidade de fluxo magnético no entreferro, tensão induzida de circuito aberto e força estática.

6.1 ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO PROTÓTIPO

A estrutura magnética e as dimensões do protótipo construído seguem os resultados apresentado na Tabela 6 para o modelo acoplado. No entanto, detalhes considerados relevantes para a construção do protótipo são apresentados nesta seção.

Inicialmente, destaca-se que os ímãs permanentes de magnetização radial são considerados ideais nos modelos analítico e numérico. Entretanto, conforme discutido na Seção 2.2, por se tratar de ímãs permanentes de NdFeB sinterizados, a implementação da referida magnetização é realizada por meio de segmentação em arcos do anel, seguido de magnetização paralela destes arcos. Neste trabalho, optou-se em segmentar o anel em oito arcos, justificado pelo estudo apresentado em (ECKERT; GOLTZ; FLORES FILHO, 2014). Cada arco é de 44° , assim definido para considerar uma margem de segurança em função das tolerâncias na usinagem dos ímãs e das culatras ferromagnéticas.

É importante destacar que a segmentação não se aplica aos ímãs permanentes de magnetização axial. Adicionalmente, deve-se notar que os ímãs de magnetização radial das extremidades dos arranjos interno e externo apresentam comprimento axial igual à metade dos ímãs centrais com magnetização radial, conforme discutido na Seção 3.8.

A Figura 78 mostra uma vista tridimensional em corte dos dois arranjos de quase-Halbach com as seis distintas geometrias de ímãs permanentes que compõem o atuador, sendo que estes estão identificados numericamente da seguinte forma:

- 1 - radiais centrais do arranjo externo (4 anéis de oito segmentos);
- 2 - radiais extremos do arranjo externo (2 anéis de oito segmentos);
- 3 - axiais do arranjo externo (5 anéis);
- 4 - radiais centrais do arranjo interno (4 anéis de oito segmentos);
- 5 - radiais extremos do arranjo interno (2 anéis de oito segmentos);
- 6 - axiais do arranjo interno (5 anéis).

Os ímãs permanentes foram usinados em uma máquina de eletroerosão a fio, modelo FANUC ROBOCUT α -OiD, disponível no Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia (LMEAE-UFRGS). Uma fotografia de cada um dos seis diferentes anéis, sejam eles compostos de arcos ou não, é apresentada na Figura 79. A numeração dos ímãs na Figura 79 segue a identificação definida na Figura 78.

A magnetização de todos os ímãs permanentes foi realizada com um magnetizador modelo X-Series da Magnet Physik também disponível no LMEAE. Os dois arranjos de ímãs permanentes, interno e externo, foram montados separadamente sobre as culatras ferromagnéticas.

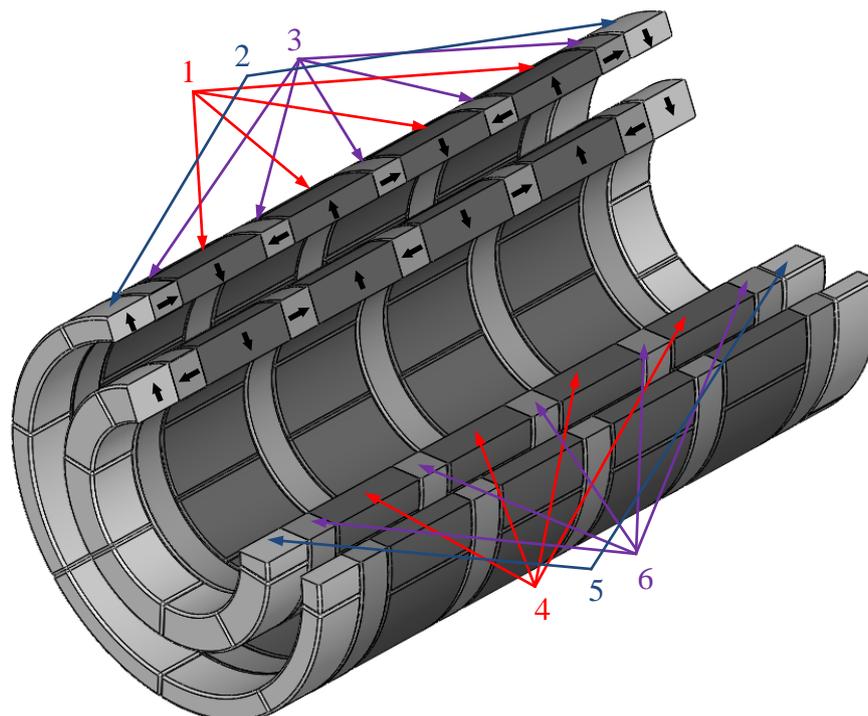


Figura 78 - Vista tridimensional em corte dos arranjos de ímãs permanentes de quase-Halbach interno e externo com identificação dos ímãs e indicação do sentido de magnetização.

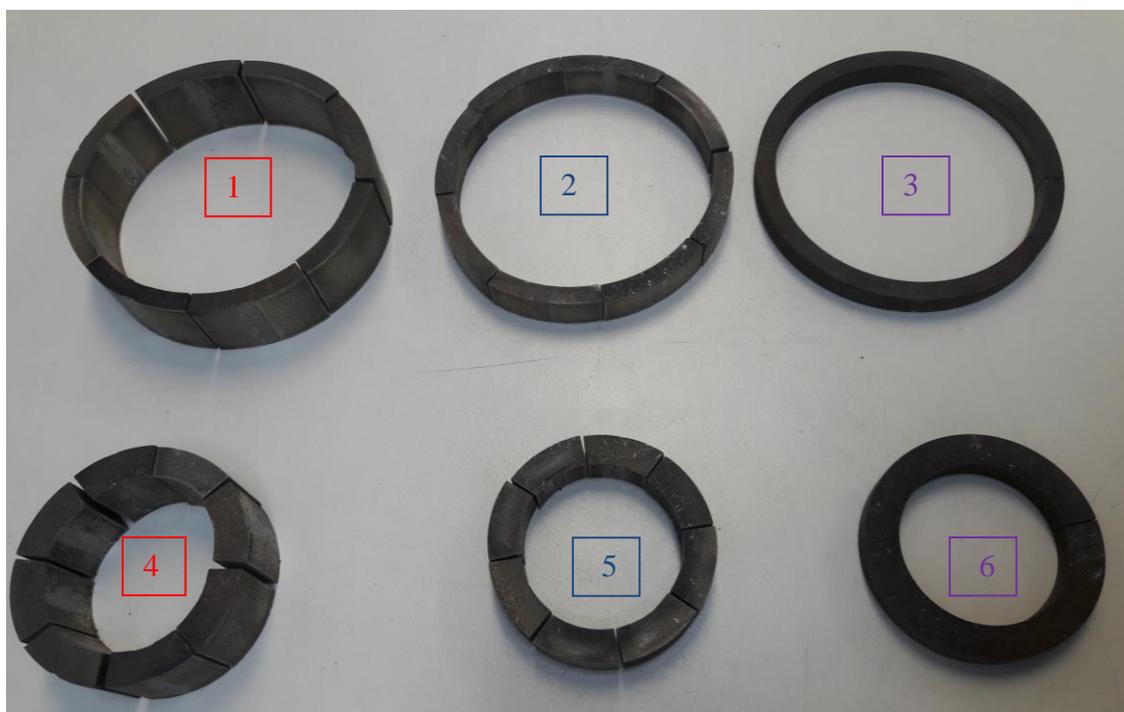


Figura 79 - Fotografia dos seis anéis de ímãs permanentes que compõem os arranjos interno e externo de quase-Halbach identificados numericamente conforme Figura 78.

A fim de fixar definitivamente os ímãs junto às suas respectivas culatras, os mesmos foram colados. Uma fotografia do arranjo interno de ímãs permanentes montado sobre a culatra interna (não visível) é mostrada na Figura 80, enquanto que uma fotografia do arranjo externo montado é mostrada na Figura 81.



Figura 80 - Fotografia do arranjo interno de quase-Halbach montado.

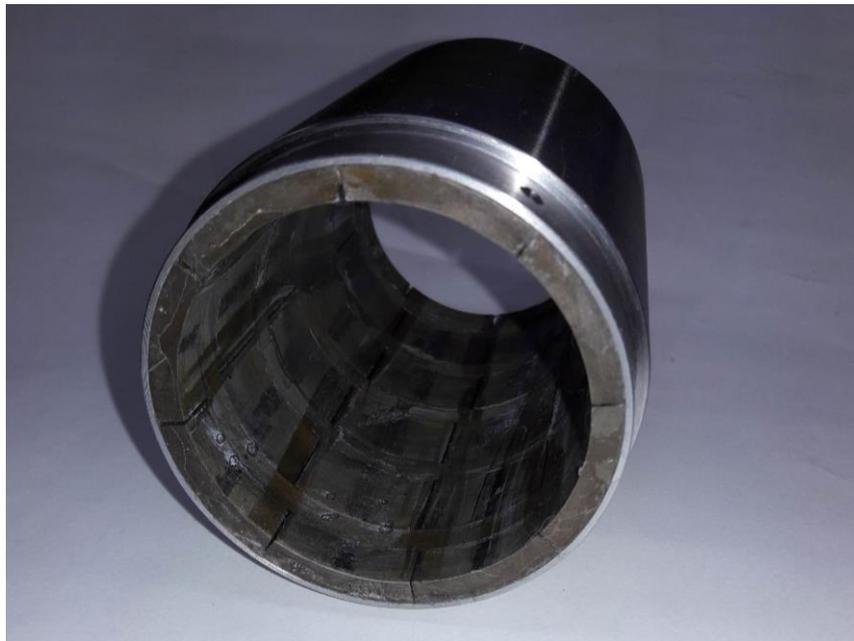


Figura 81 - Fotografia do arranjo externo de quase-Halbach montado.

A armadura trifásica do atuador, composta de 24 bobinas, sendo 8 por fase e estas conectadas em série, foi montada sobre um carretel de fibra de vidro com resina epóxi

(FVTE-G10) para proporcionar rigidez mecânica à estrutura, para viabilizar a fixação do eixo mecânico e para isolamento entre as bobinas. Uma fotografia do carretel é mostrada na Figura 82, onde é indicado o furo central para fixação do eixo mecânico, uma das aletas de separação entre as bobinas e um rasgo criado para passagem dos condutores que fazem as ligações em série das bobinas.

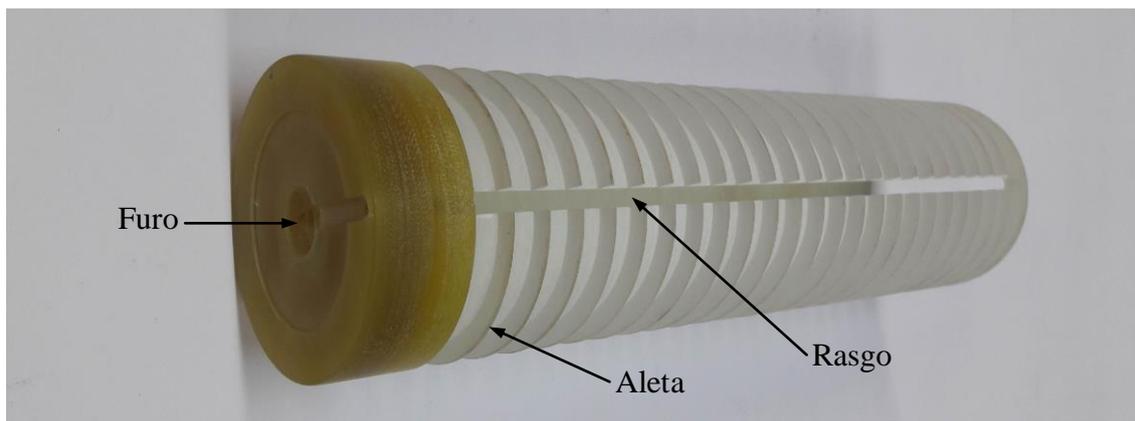


Figura 82 - Fotografia do carretel de fibra de vidro com resina epóxi FTVE-G10 usinado.

As aletas têm espessura de 0,8 mm e função de proporcionar isolamento entre as bobinas, além de facilitar o processo de bobinagem, que, por sua vez, foi também realizado no LMEAE. Uma fotografia do carretel, eixo e bobinas é mostrada na Figura 83.



Figura 83 - Fotografia da estrutura móvel do atuador, ou seja, bobina, carretel e eixo.

É importante notar que os condutores que dão acesso às fases, além do neutro, passam pelo eixo mecânico vazado. Adicionalmente, verificou-se que a massa total da estrutura mostrada na Figura 83, que representa a massa móvel do atuador, é de 1,373 kg.

Durante o projeto considerou-se a estimativa de que o fator de ocupação seria 0,6, o que, conforme exposto na Seção 3.22, seria implementado com 137 espiras de condutor AWG 24. No entanto, durante o processo de bobinagem verificou-se que o fator de ocupação prático é inferior a 0,6, uma vez que foi somente possível colocar 105 espiras por bobina, o que resulta em um fator de ocupação de 0,485.

Um dos fatores que resultou em um fator de ocupação reduzido é a existência das aletas, as quais não foram consideradas durante a execução do projeto. No entanto, a divergência entre o fator de ocupação efetivo e o fator considerado no projeto é de certa forma esperado, uma vez que não há informação prévia disponível na literatura sobre aspectos de projeto desta topologia de atuador, como há, por exemplo, para máquinas elétricas rotativas convencionais. Portanto, esse resultado pode ser utilizado como base para projetos futuros.

O alinhamento das bobinas dentro do entreferro magnético deve ser garantido por meio de elementos estruturais não magnéticos. Para este fim, foram projetadas peças de alumínio denominadas de base inferior e tampa superior. Este aspecto está indicado na Figura 84, na qual está apresentada uma vista em corte de todo o atuador. A base inferior é responsável por alinhar e deixar concêntricos os dois arranjos de ímãs permanentes, uma vez que tanto a culatra externa como a interna são fixadas nesta peça. A tampa superior, por sua vez, aloja um rolamento linear que guia o eixo e, conseqüentemente, a bobina dentro do entreferro magnético, pois esta peça é fixada

concentricamente à culatra externa, conforme pode ser visto na Figura 84. A tampa superior ainda apresenta furos para a saída de ar, uma vez que, quando aplicado um fluxo forçado de ar para resfriamento do dispositivo, o mesmo deve ser aplicado conforme indicado na Figura 70. O detalhamento de todas as peças que compõem o atuador é apresentado no Apêndice A deste trabalho.

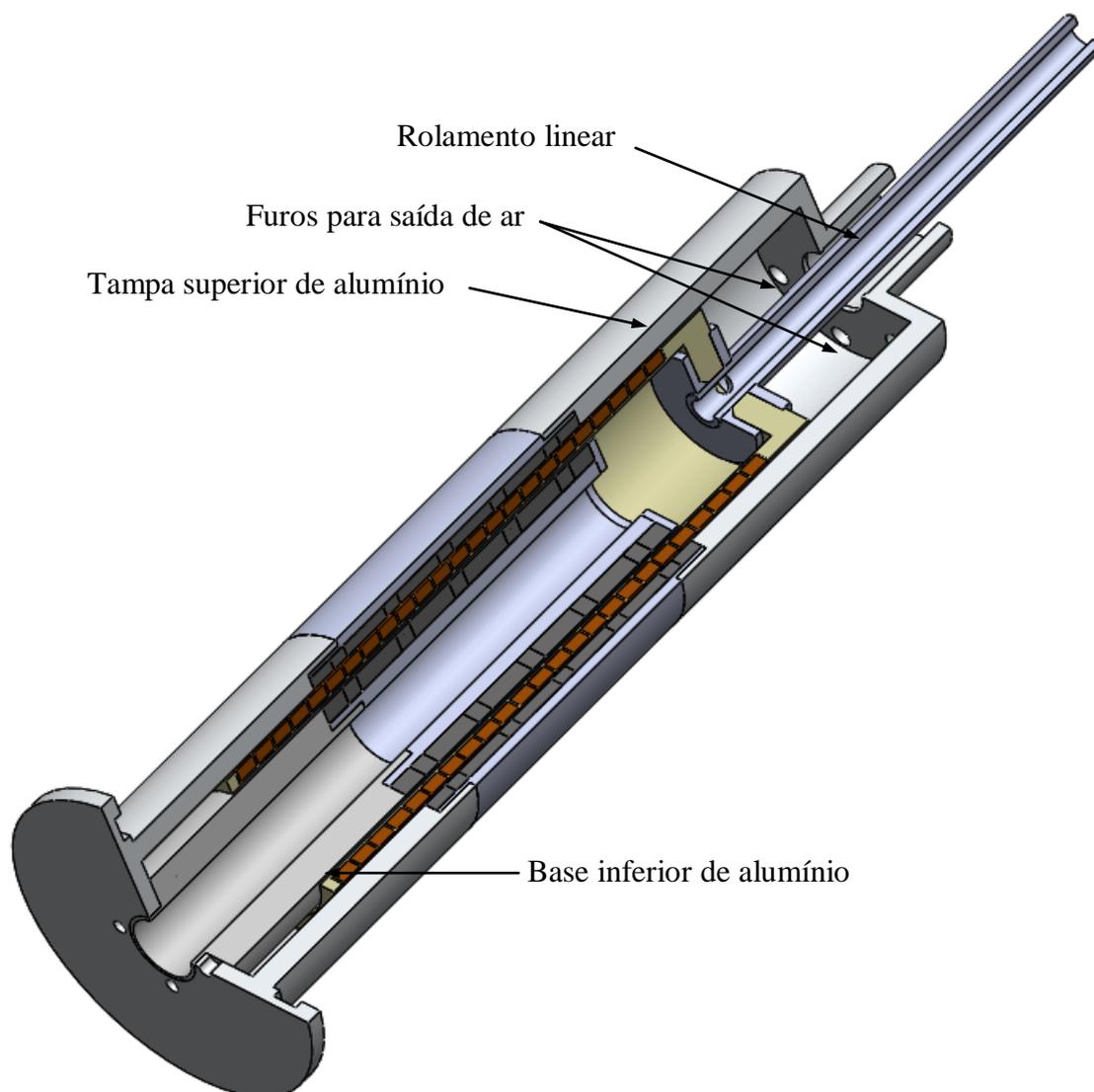


Figura 84 - Vista tridimensional em corte do atuador completo com elementos magnéticos e estruturais.

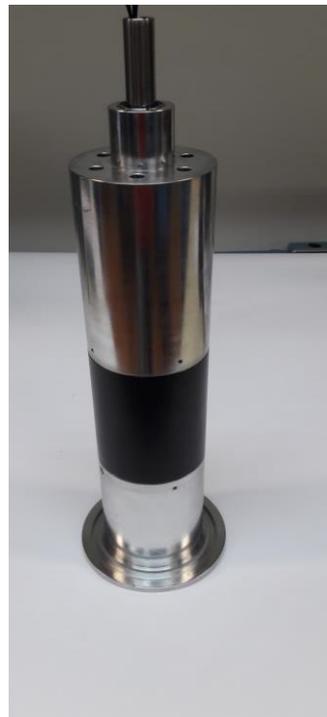
A massa total da estrutura estática do atuador, ou seja, a soma das massas da base inferior, tampa superior, culatras interna e externa, arranjos de ímãs permanentes interno e externo, além do rolamento linear é de 5,258 kg. Logo, a massa total do atuador, dada pela soma da massa móvel mais a massa estática é de 6,631 kg.

A resistência de cada uma das três fases, A, B e C, medida com um ohmímetro a quatro fios com temperatura ambiente de 25 °C, é 13,317 Ω , 13,306 Ω e 13,372 Ω , respectivamente. A pequena variação entre as resistências de fase pode ocorrer devido a uma possível variação na espessura do condutor e uma pequena variação existente no comprimento total das bobinas, uma vez que estas foram bobinadas manualmente.

Uma fotografia do atuador com a base inferior fixada às culatras para proporcionar alinhamento concêntrico entre os arranjos de ímãs permanentes e a estrutura móvel posicionada dentro desta montagem é mostra na Figura 85(a), enquanto que o atuador finalizado é mostrado na Figura 85(b).



(a)



(b)

Figura 85 - Fotografia do atuador (a) pré-montado e (b) montado.

Nessa figura é possível observar que a culatra externa está pintada com tinta na cor preto fosco. O principal objetivo da pintura é evitar corrosão da peça ferromagnética.

6.2 BANCADA PARA TESTES DINÂMICOS

A fim de viabilizar os ensaios experimentais dinâmicos, foi desenvolvida uma bancada de testes capaz de gerar vibrações controladas no Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia, da Universidade Federal do Rio Grande do Sul. A descrição e as características da bancada desenvolvida são apresentadas nesta seção.

6.2.1 Descrição da bancada

Uma fotografia da bancada de testes com indicação dos elementos que a constituem é apresentado na Figura 86. Esta bancada é constituída por uma estrutura vertical guiada por três eixos lineares, de aproximadamente 1,7 m, acoplados a rolamentos lineares fixados à base e à massa móvel de forma a limitar o movimento em uma única direção. A base é fixada a um fuso de esferas recirculantes que tem o seu eixo acoplado a um servomotor com freio, modelo SWA712-25-20F, marca WEG®.

A Figura 87 mostra um esquema da interação entre os principais elementos da bancada. Neste esquema é indicado que o servomotor é controlado por um servoconversor, modelo SCA06D24P0T2 WEG®, que é capaz de controlar de forma precisa a velocidade angular do motor, com base em um sinal elétrico de referência. Este sinal é gerado por meio de uma placa de controle em tempo real da marca

dSPACE®, modelo DS1104, que, por sua vez, é conectada diretamente à placa mãe de um computador. A aquisição de sinais dos sensores de posição, de velocidade e de aceleração do sistema é realizada com a mesma placa, pois esta possui conversores Analógico-Digitais (AD) e Digitais-Analógicos (DA) integrados.

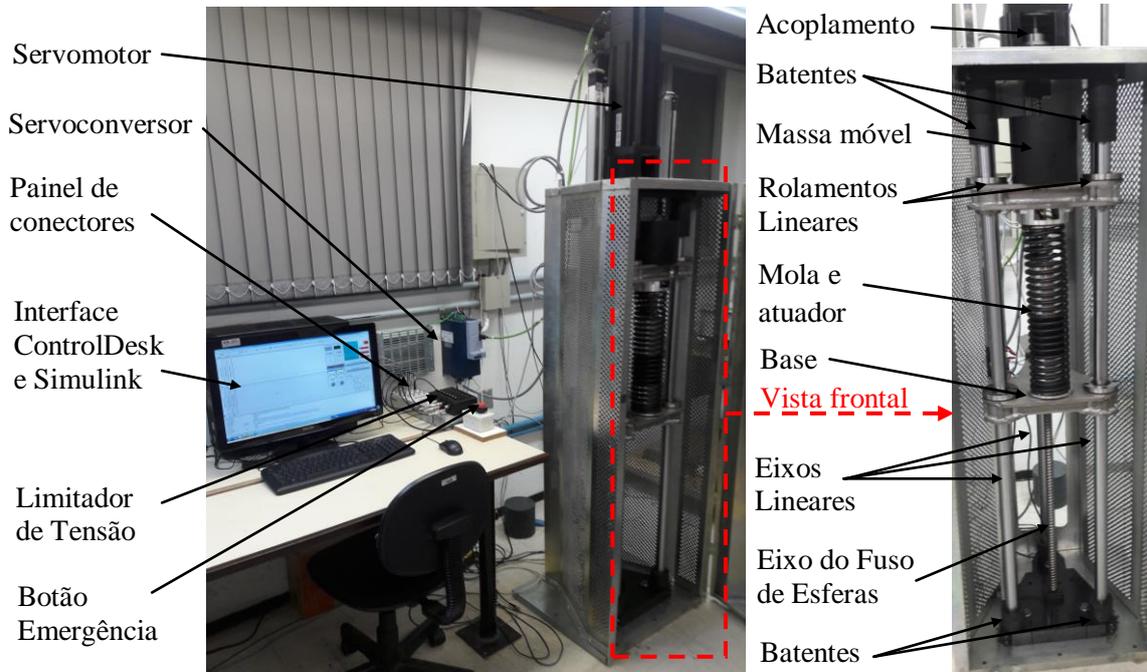


Figura 86 - Fotografia com indicação de elementos constituintes da bancada de testes construída para realizar os ensaios de vibração harmônica forçada com excitação de base.

A interface homem-máquina se dá por meio do *software* ControlDesk da dSPACE®, que permite criar um ambiente de instrumentação virtual para acessar resultados em tempo real e permite alterar parâmetros do sinal de referência da excitação de base. A manipulação dos sinais de entrada e saída (I/O) é programada em ambiente Simulink/Matlab®, compilada e vinculada à interface criada no *software* ControlDesk, conforme indicado no esquemático da Figura 87.



Figura 87 - Esquemático da interação entre os principais elementos constituintes da bancada de testes.

Dentre os elementos acessórios da bancada, identificados na Figura 86, pode-se citar: um botão de emergência, instalado a fim de possibilitar uma parada instantânea do sistema em caso de necessidade; um limitador de tensão eletrônico de proteção da placa DS1104 que limita o sinal de entrada em 10,8 V; um painel de conectores da marca dSPACE para conexão dos sinais de I/O com a placa DS1104; e batentes para amortecer eventuais choques mecânicos entre a base ou a massa móvel com os elementos estruturais da bancada.

6.2.2 Características da bancada

Os limites de operação da bancada, dados em função das especificações nominais do servomotor, restringem o sinal de excitação mecânica da base e a massa móvel do sistema. Segundo as informações técnicas disponibilizadas pelo fabricante, o servomotor apresenta velocidade angular nominal de 2000 rpm e conjugado nominal de 25 Nm. A curva conjugado por velocidade é praticamente constante, ou seja,

independentemente da velocidade. O servomotor é capaz de produzir um conjugado de aproximadamente 25 Nm (WEG SA, 2014).

O fuso de esferas recirculantes tem relação de 10 mm por rotação. Com isso, é possível determinar a velocidade angular do motor em função da velocidade da excitação da base, uma vez que a velocidade da excitação de base, $\dot{x}_i(t)$, considerando a relação imposta pelo fuso de esferas em função da velocidade angular do motor $n_m(t)$, em rpm, é dada por

$$\dot{x}_i(t) = n_m(t) \left[\frac{\text{rot}}{\text{min}} \right] \left[\frac{1 \text{ min}}{60 \text{ s}} \right] 0.01 \left[\frac{\text{m}}{\text{rot}} \right] = \frac{n_m(t)}{6000} \left[\frac{\text{m}}{\text{s}} \right]. \quad (147)$$

Considerando que a excitação de base é harmônica, ou seja, que a posição da base em função do tempo $x_i(t)$ varia conforme a função $x_i(t) = X_i \text{sen}(2\pi f_m t)$, onde X_i é a amplitude do sinal e f_m é a frequência mecânica do sinal, pode-se estabelecer uma relação entre a velocidade angular do servomotor necessária para obter a excitação de base desejada, dada por

$$n_m(t) = 12000\pi f_m X_i \cos(2\pi f_m t). \quad (148)$$

Impondo a velocidade angular nominal do servomotor como limite de operação, tem-se que

$$f_m = \frac{1}{6\pi X_i}. \quad (149)$$

A partir de (149), pode-se estabelecer um domínio para a relação f_m e X_i de forma que a velocidade angular nominal do motor não seja ultrapassada. Este domínio é a região abaixo da curva mostrada na Figura 88.

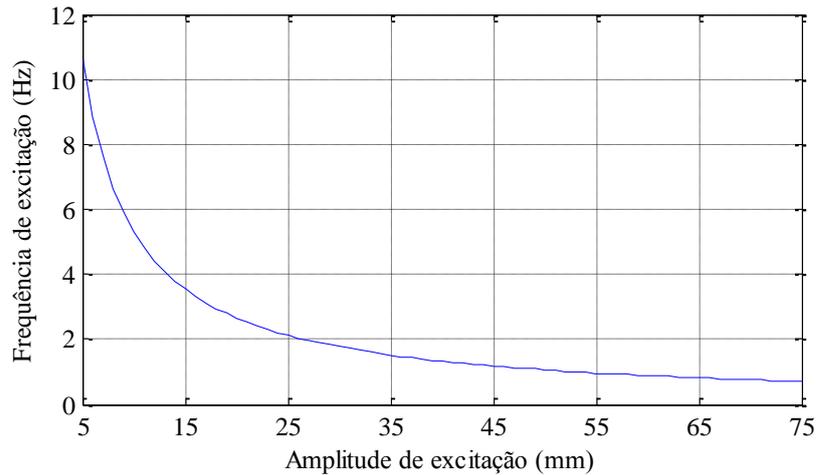


Figura 88 - Relação entre frequência de excitação e amplitude de excitação que representa a restrição imposta em função da velocidade angular nominal do servomotor considerando uma excitação harmônica.

Outro parâmetro importante a ser considerado é o conjugado que o servomotor deve exercer no eixo para excitar a carga através do fuso de esferas recirculantes. O conjugado requerido para produzir um movimento vertical ascendente $T_a(t)$ pode ser determinado pela expressão

$$T_a(t) = \left[m_t \ddot{x}_i(t) + \frac{(m_t \ddot{x}_i(t) + R)(\mu_c \pi d_m + A)}{(\pi d_m - \mu_c A)} \right] \frac{d_m}{2}, \quad (150)$$

onde m_t é a massa total sustentada pelo fuso de esferas, $\ddot{x}_i(t)$ é a aceleração imposta pelo sinal de excitação de base, R é a força de resistência (dado pela soma da força peso mais a força de atrito dos rolamentos lineares com as guias), μ_c é o coeficiente de atrito do fuso de esferas, d_m é o diâmetro médio da rosca do fuso de esferas e A é o passo do fuso de esferas (GALDINO, 2014).

Se o movimento vertical for descendente, o conjugado $T_{de}(t)$ pode ser determinado através da expressão

$$T_{de}(t) = \left[m_t \ddot{x}_i(t) + \frac{(m_t \ddot{x}_i(t) + R)(\mu_c \pi d_m - A)}{(\pi d_m + \mu_c A)} \right] \frac{d_m}{2}. \quad (151)$$

O movimento ascendente exige maior conjugado, portanto, o limite de massa da bancada deve ser estipulado em função do movimento ascendente. Considerando uma excitação harmônica e os dados técnicos do fuso de esferas, modelo DFUR2510 T4N C07 (KALATEC AUTOMAÇÃO, 2014), a região abaixo da superfície apresentada na Figura 89 representa o limite de massa total da plataforma em função de X_i e f_m , considerando como conjugado máximo o valor nominal do servomotor, isto é, 25 Nm.

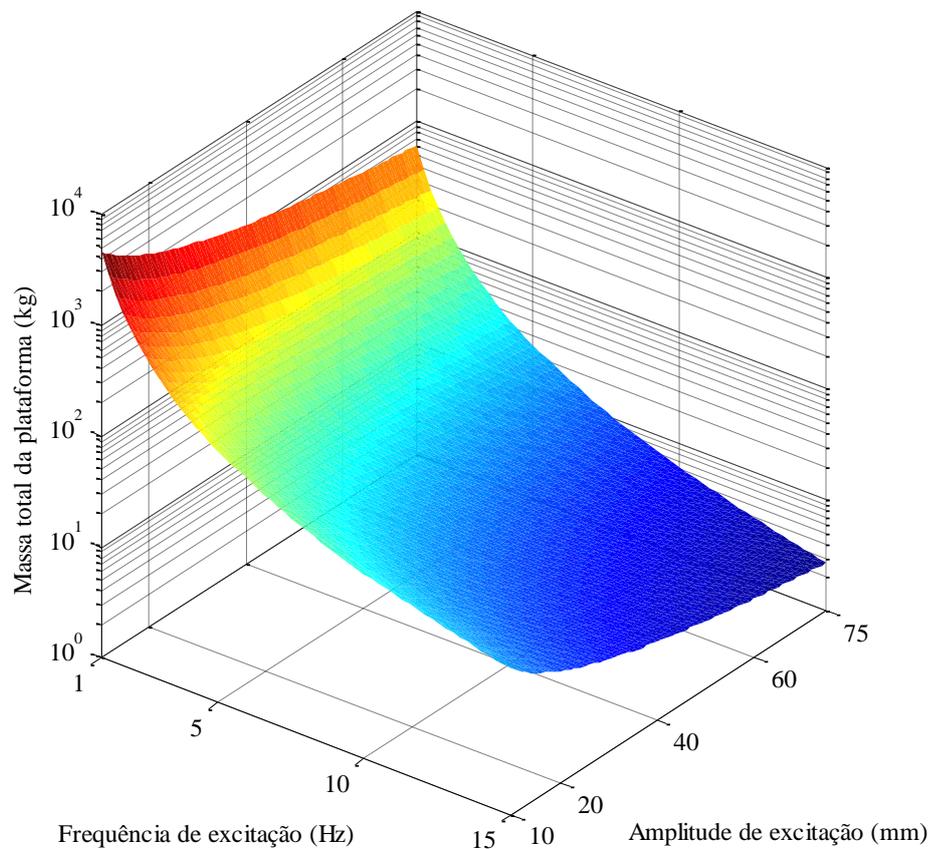


Figura 89 - Limite de massa da plataforma imposto pelo conjugado nominal do servomotor em função da frequência de excitação e da amplitude de excitação.

Este resultado desconsidera o atrito entre os rolamentos lineares e os seus respectivos eixos e considera o sistema rígido. Se as simplificações mencionadas não forem aplicadas, um pequeno aumento no conjugado dinâmico poderá ser observado, o

que requer que seja imposta uma pequena margem de segurança aos limites estabelecidos pela curva.

Embora, segundo a Figura 89, valores elevados de massa são aplicáveis, chegando a aproximadamente 3 toneladas para $f_m = 1$ Hz e $X_i = 10$ mm, deve-se ressaltar que este limite é estabelecido apenas considerando o conjugado do servomotor. Não foram, por exemplo, considerados limites de carregamento da estrutura, pois, para o estudo realizado neste trabalho não serão empregados níveis altos de carregamento.

6.3 CARACTERIZAÇÃO DOS ÍMÃS PERMANENTES

No período em que a metodologia de projeto do atuador foi desenvolvida, utilizou-se as características dos ímãs permanentes fornecidas por catálogos de fabricantes. No entanto, uma vez que os mesmos estavam disponíveis, pode-se realizar ensaios de caracterização. Assim, caracterizou-se os ímãs permanentes empregados para a construção do atuador em função da temperatura com o histeresímetro, modelo Permagraph da Magnet Physik, disponível no LMEAE. Este histeresímetro é acompanhado de um magnetizador, modelo EP5, que tem polos de aquecimento, modelo PT 200, os quais permitem aquecer os ímãs permanentes e caracterizá-los na temperatura desejada até um valor máximo de 200 °C. A temperatura é imposta por meio de um sistema de controle realimentado, uma vez que a temperatura dos polos de aquecimento é medida com um termopar, modelo TH-J, que é posicionado dentro de um dos polos de aquecimento, conforme mostra a Figura 90.

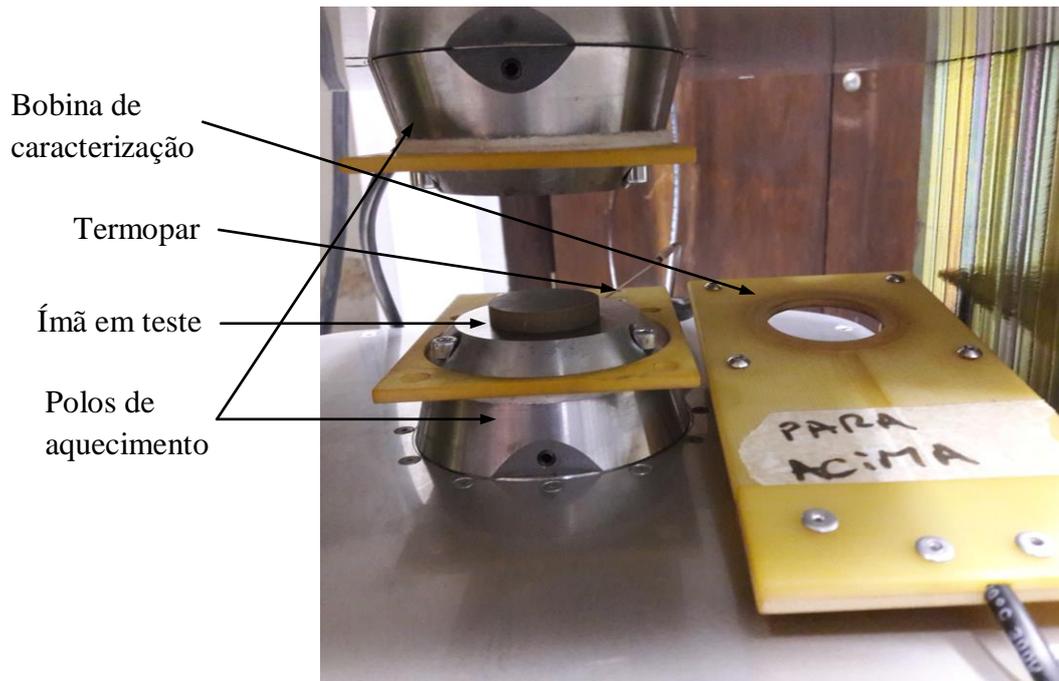


Figura 90 - Fotografia do instrumento de caracterização do ímã permanente em função da temperatura.

O ímã permanente testado, mostrado na Figura 90, é uma amostra do mesmo material que foi empregado para construir o protótipo. A amostra, em formato cilíndrico, apresenta diâmetro de 35,38 mm e altura de 6,54 mm. Uma bobina de caracterização envolve o ímã permanente em teste durante o ensaio. Esta bobina, modelo JHT-40-4, identificada na Figura 90, também suporta uma temperatura de até 200 °C.

Embora exista a possibilidade de realizar ensaios com temperaturas de até 200 °C, o fabricante dos ímãs permanentes recomenda que a temperatura de operação dos mesmos não seja superior a 80 °C. Portanto, este foi o limite de temperatura imposto. O resultado dos ensaios, ou seja, a curva *BH* no segundo quadrante, para temperaturas de 25 °C, 50 °C, 60 °C, 70 °C e 80 °C, pode ser visualizado na Figura 91.

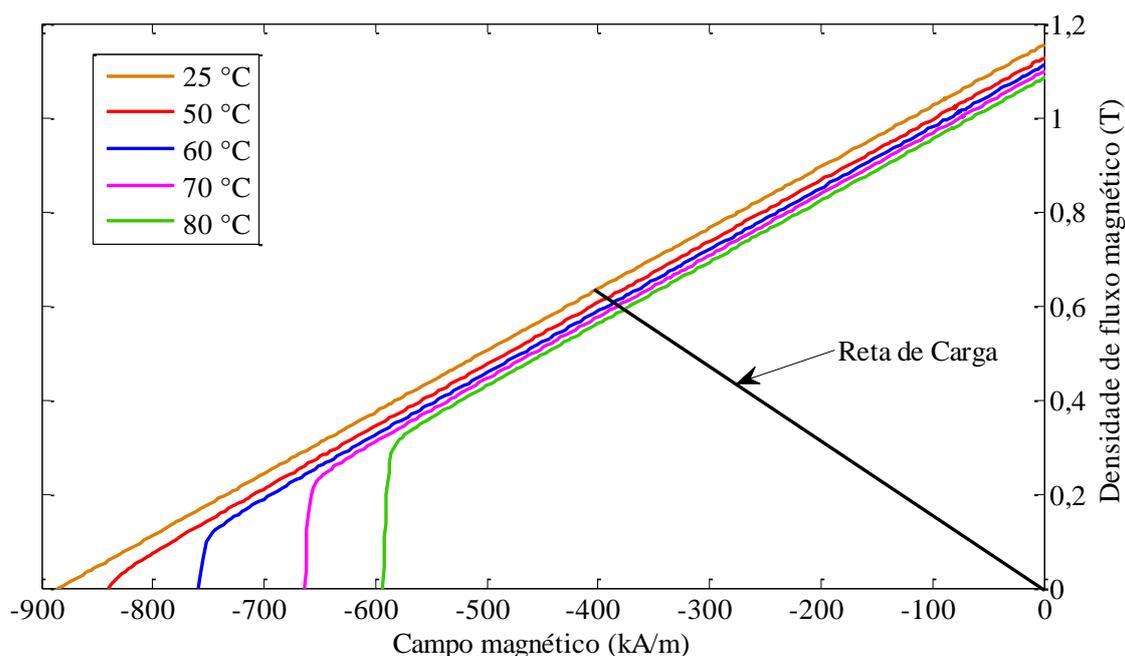


Figura 91 - Resultado da curva BH no segundo quadrante para diferentes temperaturas dos ímãs permanentes empregados na construção do protótipo.

Inicialmente, observou-se que a densidade de fluxo residual e o campo coercitivo à temperatura ambiente, ou seja, a 25 °C, diferem ligeiramente dos valores assumidos no projeto, apresentados na Subseção 3.5.1. No projeto assumiu-se $B_r = 1,23$ T e $H_c = -890$ kA/m, enquanto que os resultados experimentais foram $B_r = 1,157$ T e $H_c = -882$ kA/m. Na Figura 91 ainda é mostrada a reta de carga do circuito magnético que permite determinar o ponto de operação dos ímãs permanentes. Nesta figura pode-se observar que os ímãs permanentes não serão sujeitos à desmagnetização, uma vez que no ponto de operação o campo magnético é inferior ao campo coercitivo dos ímãs permanentes, inclusive para na condição onde a temperatura de operação é de 80 °C. A densidade de fluxo nos ímãs permanentes quando o dispositivo opera com densidade de corrente eficaz nominal pode também ser observada na Figura 53, que confirma que o ponto de operação dos ímãs permanentes é aproximadamente aquele dado pela interseção da reta de carga e a curva BH dos ímãs permanentes.

Adicionalmente, avaliou-se B_r e H_c em função da temperatura, conforme mostrado no gráfico da Figura 92. Os pontos no gráfico representam os valores obtidos experimentalmente. A partir destes dados avaliou-se o coeficiente de decréscimo do B_r e de H_c em função da temperatura por meio de uma curva de ajuste linear, conforme indicado pelas linhas contínuas no gráfico da Figura 92. O coeficiente angular das curvas de B_r e H_c é $-0,0013$ e $-0,0054$, respectivamente. Portanto, $\alpha_{B_r} = 0,0013$, e $\alpha_{H_c} = 0,0054$. Na Seção 3.13 considerou-se que seja, $\alpha_{B_r} = 0,0012$, e $\alpha_{H_c} = 0,0070$, conforme sugerido pelo fabricante (CIBAS SRL., 2015).

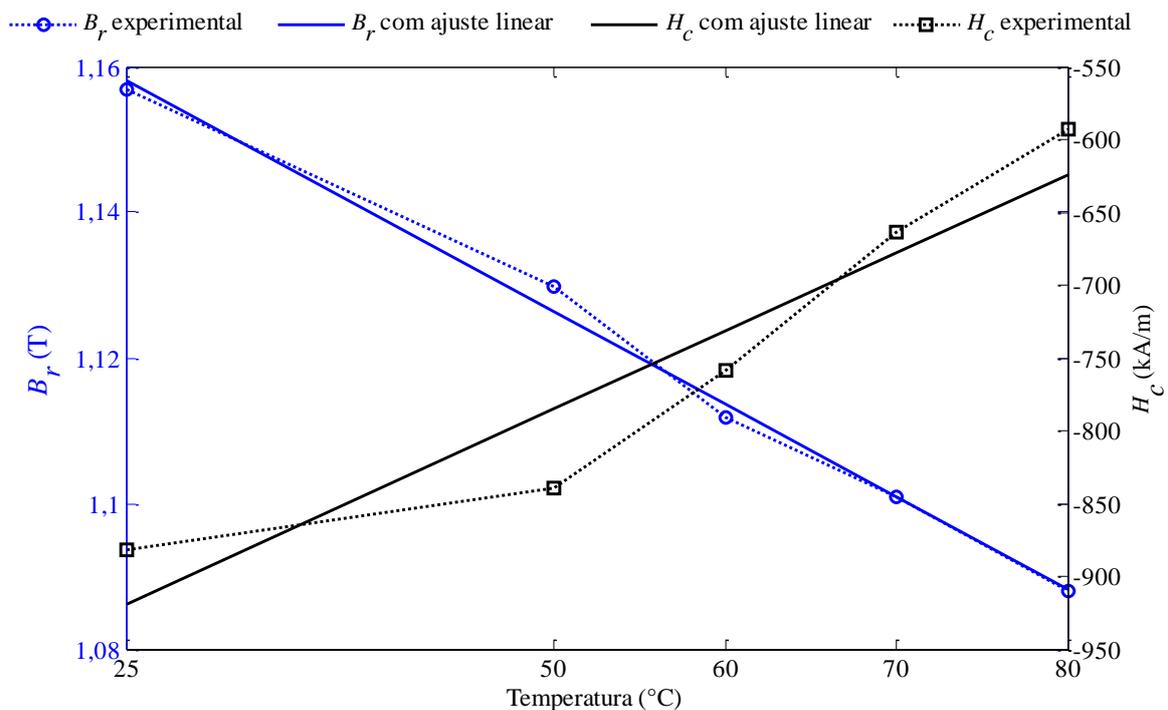


Figura 92 - Densidade de fluxo residual e campo coercitivo dos ímãs permanentes empregados na construção do protótipo obtidos experimentalmente e curva de ajuste linear determinada com base nos dados experimentais.

Esses coeficientes são importantes, pois permitem determinar o ponto de operação dos ímãs permanentes em função da temperatura, conforme discutido na Seção 3.13. É

necessário ressaltar que, se os dados experimentais estivessem disponíveis no período em que a metodologia de projeto foi desenvolvida, estes deveriam ser utilizados ao invés dos dados disponibilizados por fabricantes.

6.4 DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO PRODUZIDA PELOS ÍMÃS PERMANENTES

A medição experimental da componente radial da densidade de fluxo foi realizada no entreferro magnético com uma ponteira transversa de Efeito Hall em um *setup* montado conforme mostrado na Figura 93. A ponteira transversa utilizada é a de modelo HS-TGB5-104020 da Magnet Physik, e o condicionador de sinal é o de modelo FH55 do mesmo fabricante.

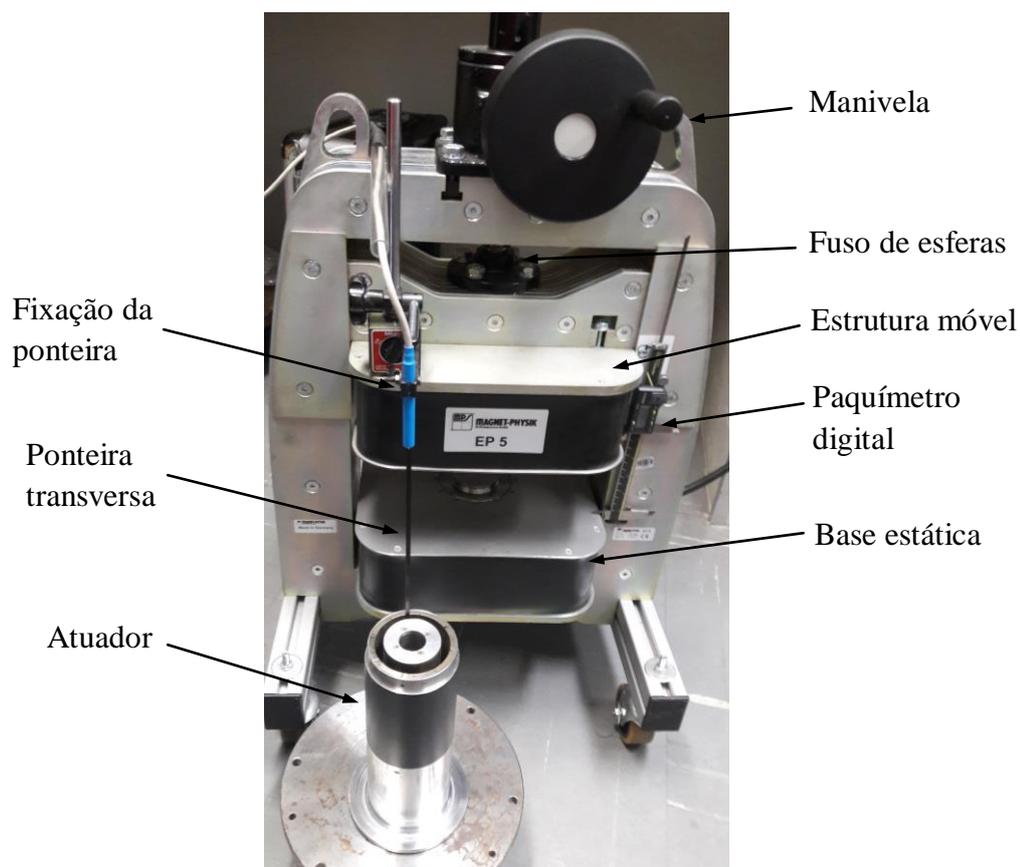


Figura 93 - Setup para medição da densidade de fluxo magnético produzida pelos ímãs permanentes no entreferro magnético.

Conforme mostrado na Figura 93, o atuador encontra-se parcialmente montado para permitir a realização das medidas de densidade de fluxo, ou seja, encontra-se sem a tampa superior de alumínio e sem a armadura. Assim, é possível posicionar a ponteira no entreferro magnético. A ponteira foi posicionada para variar a sua posição axialmente no entreferro magnético médio, isto é, na distância radial de 29,2 mm.

O *setup* foi montado em uma estrutura que permite variar a posição da ponteira axialmente por meio de um fuso de esferas ajustável através de uma manivela. A posição da ponteira dentro do entreferro foi medida com um paquímetro digital fixado entre uma base estática e uma estrutura móvel do equipamento, conforme mostrado na Figura 93.

O resultado da componente radial da densidade de fluxo magnético, obtida a uma distância que corresponde ao comprimento axial de um passo polar com centro posicionado na face dos ímãs radiais centrais, medida com passo de 0,5 mm, é mostrado na Figura 94. Esta medição foi realizada à temperatura ambiente de 25 °C.

Adicionalmente, na Figura 94 são mostradas curvas de densidade de fluxo magnético obtidas a partir dos modelos analítico e numérico. É importante ressaltar que os dois modelos foram realimentados de forma que as características dos ímãs permanentes empregados na construção do atuador e caracterização dos mesmos descritos na Seção 6.2, fossem levadas em conta. Em suma, isso representa que a densidade de fluxo residual foi redefinida nos modelos como 1,157 T ao invés de 1,23 T e o campo coercitivo foi redefinido com -882 kA/m ao invés de -890 kA/m. O modelo analítico não emprega diretamente o campo coercitivo, conforme pode ser constatado no Capítulo 4, no entanto, utiliza a permeabilidade relativa μ_r , que é calculada por meio da equação

$$\mu_r = \frac{B_r}{\mu_0 |H_c|}. \quad (152)$$

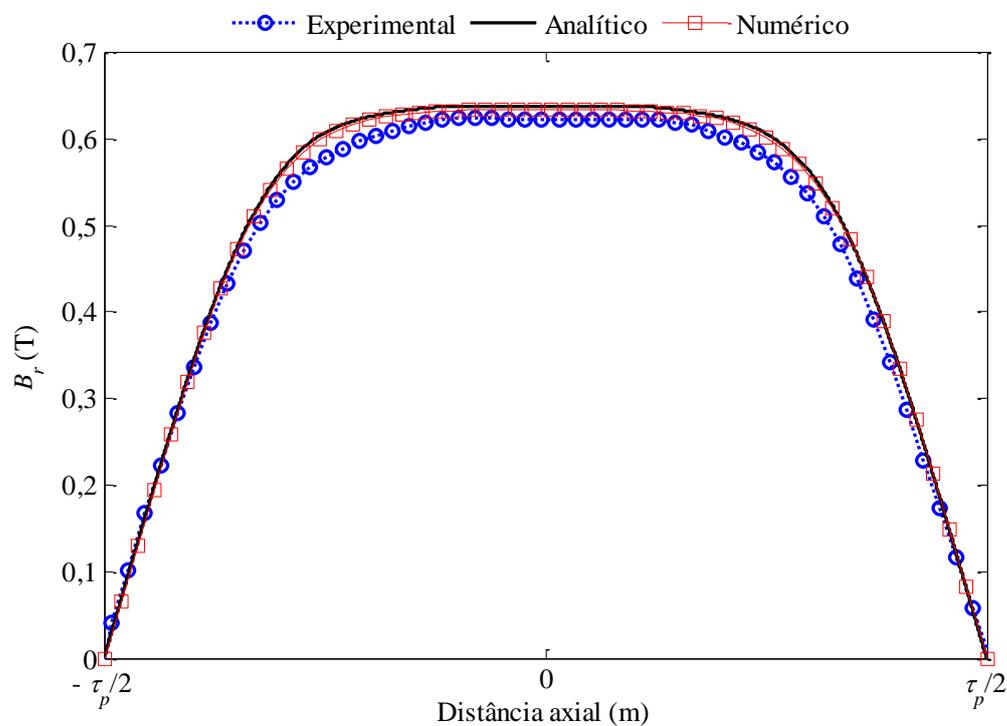


Figura 94 - Componente radial da densidade de fluxo magnético no entreferro magnético médio em função da distância axial obtida experimentalmente, e por meio dos modelos analítico e numérico com curva de operação dos ímãs ajustados de acordo com os resultados de caracterização dos mesmos.

Na Figura 94 é possível observar que existe uma boa concordância entre os resultados dos modelos e o resultado experimental da densidade de fluxo magnético, especialmente no que diz respeito ao formato de onda. Uma pequena diferença é observada na amplitude máxima, sendo a diferença percentual de 1,3% para o modelo numérico e 2,1% para o modelo analítico, conforme detalhado na Tabela 10. Essa diferença aumenta quando for utilizado o valor médio da densidade de fluxo determinada para um passo polar, uma vez que o resultado experimental é 4,8% e 6,9% menor em relação aos modelos numérico e analítico, respectivamente.

Tabela 10 - Comparação dos resultados da densidade de fluxo magnético no entreferro.

Grandeza	Experimental	Numérico (Diferença percentual em relação ao experimental)	Analítico (Diferença percentual em relação ao experimental)
B_r pico	0,625 T	0,633T (1,3%)	0,638 T (2,1%)
B_r médio	0,469 T	0,492 T (4,8%)	0,502 T (6,9%)

É importante ressaltar que os modelos analítico e numérico consideram magnetização radial dos ímãs permanentes, enquanto que o protótipo foi concebido com 8 arcos de ímãs permanentes magnetizados paralelamente. Conforme discutido em (ECKERT; GOLTZ; FLORES FILHO, 2014), essa técnica não reduz significativamente a densidade de fluxo total, entretanto é esperada uma redução no valor médio de B_r no entreferro de 2 a 4%. Adicionalmente, os anéis foram construídos com arcos de 44° , o que representa uma redução total do anel de 8° , ou seja, uma redução do volume total do anel de 2,22%. O emprego de segmentação e magnetização paralela e a redução do volume total dos ímãs que compõem o anel de magnetização radial justificam a pequena diferença encontrada entre o experimental e os modelos.

6.5 TENSÃO INDUZIDA

A tensão induzida a vazio é empregada na metodologia de projeto do atuador para definir o número de espiras por bobina e o condutor a ser empregado, conforme discutido nas seções 3.21 a 3.23 deste trabalho. Complementarmente, a modelagem analítica da tensão induzida é desenvolvida neste trabalho na Seção 4.2.

A fim de validar os resultados obtidos a partir dos modelos, realizou-se ensaios da tensão induzida a vazio. É importante destacar que, para fins de comparação, os

modelos foram realimentados com dados obtidos experimentalmente, ou seja, com o número de espiras igual a 105 por bobina e com os resultados de caracterização dos ímãs permanentes, isto é, com $B_r = 1,157$ T e $H_c = -882$ kA/m.

Para a realização dos ensaios experimentais instalou-se o atuador na bancada de testes apresentada na Seção 6.2. Neste ensaio, a estrutura definida como massa móvel na Figura 86 foi mantida estática, o eixo fixado a uma célula de carga e esta fixada ao eixo do atuador, conforme mostra a Figura 95. A célula de carga não é utilizada para realizar medições no ensaio de tensão induzida a vazio, sendo, no entanto, utilizada para realizar ensaio de força estática.

A base inferior de alumínio do atuador é fixada à base móvel da bancada de forma que o movimento controlado da base móvel gera a variação de posição entre o estator e o elemento móvel do atuador.

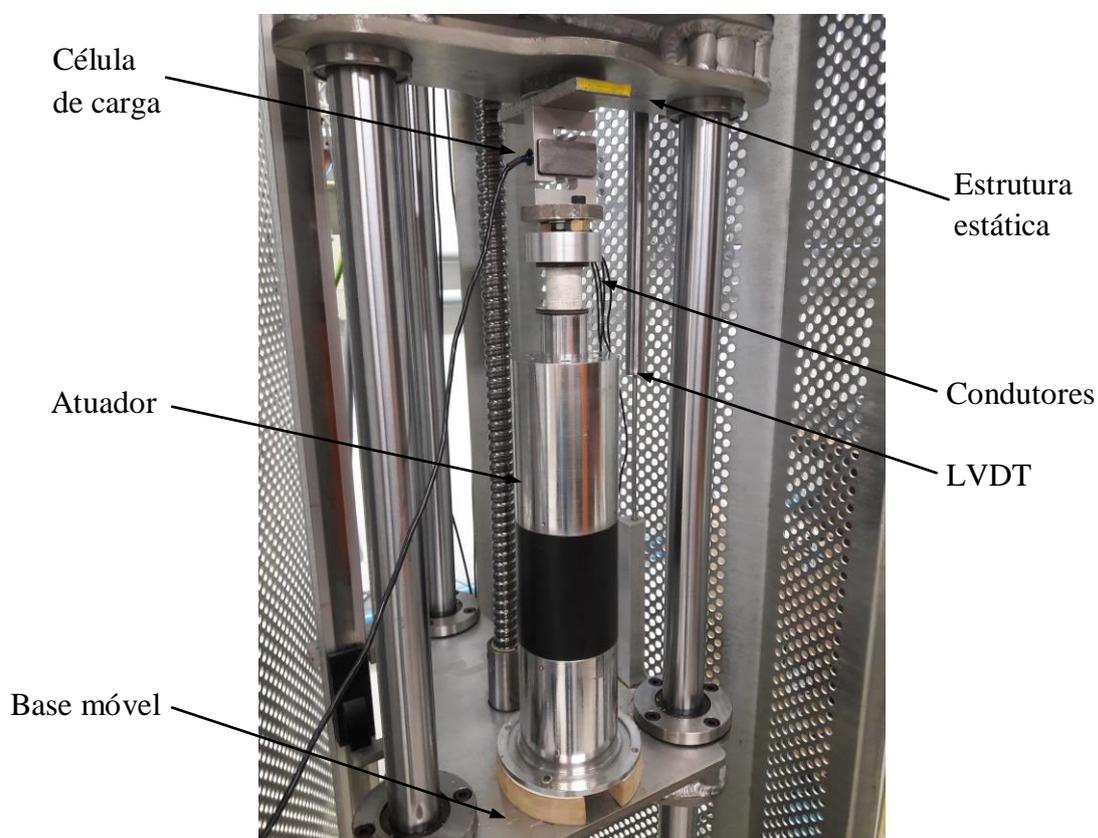


Figura 95 - Bancada para ensaios de tensão induzida a vazio.

O LVDT é instalado para medir a posição absoluta da base móvel, conforme indicado na Figura 95. Os condutores indicados nessa figura são os terminais das fases do atuador, ou seja, as fases A, B e C além do condutor neutro. As medições de tensão induzida foram realizadas com um osciloscópio digital modelo Tektronix DPO 2014B.

O resultado da tensão induzida por fase para uma excitação de base senoidal com frequência de 2 Hz e amplitude de 25 mm é mostrado na Figura 96 e na Figura 97. Na Figura 96, o resultado experimental é comparado com o do modelo analítico, enquanto que, na Figura 97 o mesmo resultado experimental é comparado com o modelo numérico. Nas duas figuras é possível observar que há boa concordância quanto ao formato de onda, verifica-se, porém, que a amplitude do sinal obtido experimentalmente é ligeiramente inferior ao obtido através dos modelos. Essa pequena diferença é reflexo da diferença encontrada na densidade de fluxo magnético nos entreferros, discutido na Seção 6.3.

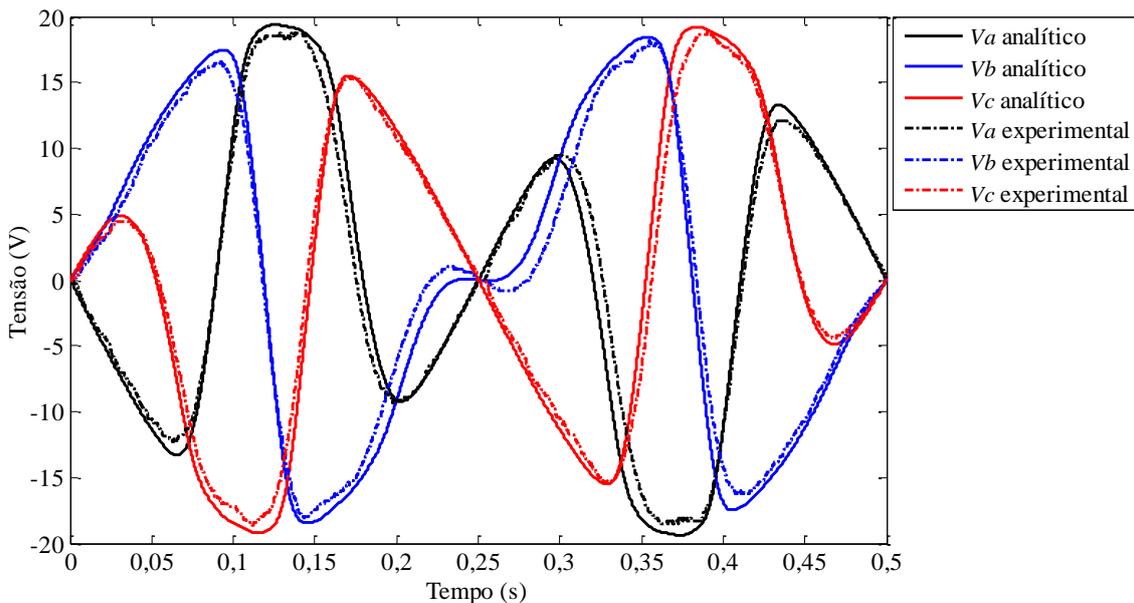


Figura 96 - Resultado experimental e analítico da tensão induzida a vazio com velocidade entre estator e elemento móvel de $v_r = 4\pi 0,025 \text{sen}(4\pi t)$.

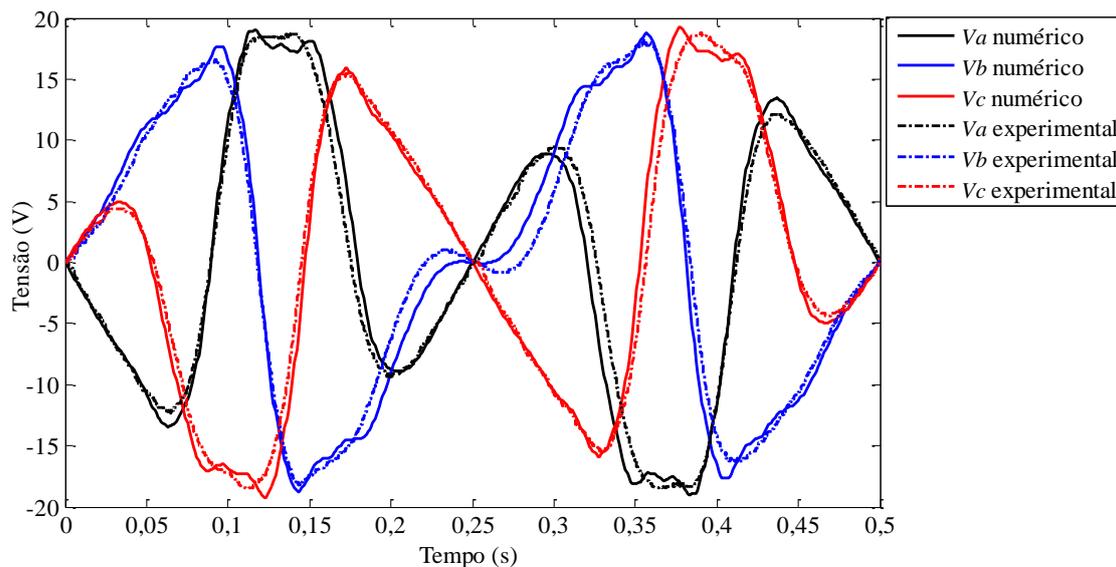


Figura 97 - Resultado experimental e numérico da tensão induzida a vazio com velocidade entre estator e elemento móvel de $v_r = 4\pi 0,025 \text{sen}(4\pi t)$.

A comparação entre o resultado experimental e os modelos no que diz respeito aos valores de pico e aos valores eficazes (*rms*) da tensão induzida por fase é sumarizada na Tabela 11. Nesta tabela é possível observar que a maior diferença percentual encontrada para o valor de pico é de 3,7%, enquanto que este valor aumenta para 8,2% quando se trata do valor eficaz, o que corresponde à mesma ordem de grandeza das diferenças percentuais encontradas para a densidade de fluxo magnético.

Tabela 11 – Comparação dos resultados de tensão induzida a vazio por fase para uma velocidade entre estator e elemento móvel de $v_r = 4\pi 0,025 \text{sen}(4\pi t)$.

Grandeza	Experimental	Numérico (Diferença percentual em relação ao experimental)	Analítico (Diferença percentual em relação ao experimental)
<i>Va</i> pico	18,70 V	19,03 V (1,8%)	19,39 V (3,7%)
<i>Vb</i> pico	18,20 V	18,78 V (3,2%)	18,45 V (1,4%)
<i>Vc</i> pico	18,80 V	19,20 V (2,1%)	19,20 V (2,1%)
<i>Va</i> rms	10,50 V	10,89 V (3,7%)	11,23 V (6,9%)
<i>Vb</i> rms	10,98 V	11,44 V (4,2%)	11,88 V (8,2%)
<i>Vc</i> rms	10,73 V	11,01 V (2,6%)	11,43 V (6,5%)

6.6 FORÇA ESTÁTICA

A força axial produzida pelo atuador é um dos principais requisitos de projeto do dispositivo, portanto a medição desta e a sua comparação com os resultados obtidos com os modelos é um critério indispensável a ser validado.

Embora na Figura 95 seja mostrada uma bancada montada com célula de carga, não se utilizou esta para fins de validação, pois se verificou durante os ensaios que uma pequena folga mecânica existente entre a castanha e o fuso de esferas da bancada resulta em uma histerese na medição de força e assim prejudica a avaliação dos resultados. Alternativamente, realizou-se as medidas experimentais de força estática com uma máquina de ensaios modelo INSTRON 3382, disponível no Laboratório de Materiais Poliméricos (LaPol) da UFRGS, destinada à realização de ensaios mecânicos.

Uma fotografia da bancada de testes parcialmente montada para a realização dos ensaios é mostrada na Figura 98. A máquina de ensaios é automatizada, de forma que a posição da estrutura móvel, indicada na figura, e a força medida por meio de uma célula de carga são adquiridas automaticamente e visualizados em um *software* dedicado.

Para a realização dos ensaios de força estática, fixou-se a base inferior de alumínio do atuador à estrutura estática da máquina de ensaios, indicada na Figura 98, e o eixo do atuador à célula de carga. A célula de carga instalada na máquina de ensaios permite a realização de medidas de tração e compressão. A velocidade, o sentido e o limite de deslocamento da estrutura móvel é programável, sendo que, para a realização dos ensaios, definiu-se uma velocidade de 20 mm/min e um deslocamento máximo igual a dois passos polares do atuador, ou seja, 53,28 mm. Embora seja imposta uma velocidade constante de 20 mm/min, pode-se considerar que o ensaio é

aproximadamente estático, uma vez que a tensão induzida devido a essa velocidade é desprezível. Sobretudo, impondo uma velocidade constante na ordem definida, é possível realizar medidas de força com um passo inferior a 0,1 mm, pois a máquina de ensaios faz dez aquisições por segundo.

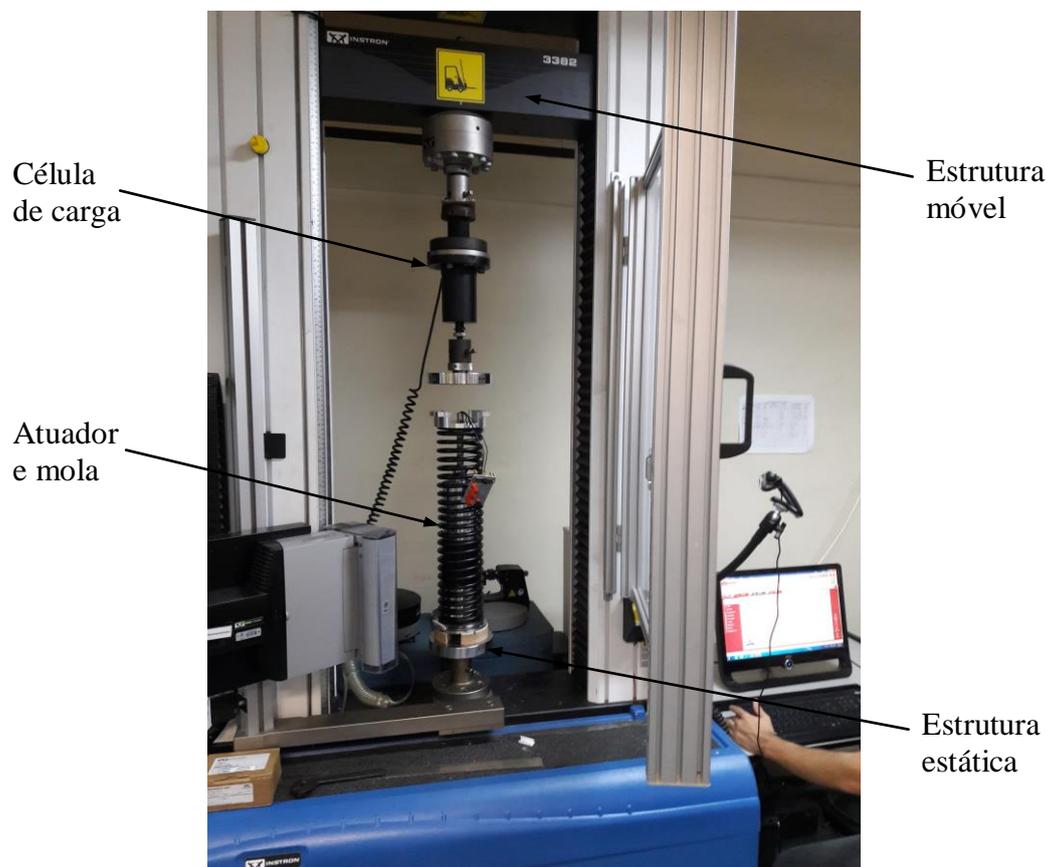


Figura 98 - Bancada para ensaio de força estática.

A fim de avaliar se não há problemas relativos à construção de uma fase específica e para fins de validação, ou seja, para comparar com os resultados obtidos na Subseção 4.3.1, realizou-se medidas de força estática em função da posição para as três fases independentemente. Para isso, aplica-se uma corrente contínua a cada uma das fases e mede-se a força variando a posição relativa entre estator e elemento móvel. Neste caso, espera-se que a força seja de mesma amplitude, mas de sentido oposto para

um deslocamento relativo de um passo polar. Espera-se ainda, que a força apresente a mesma amplitude e sentido para dois passos polares, pois isso representa um ângulo elétrico de 360 graus. É importante notar que a técnica de aplicar corrente contínua e variar a posição permite validar os resultados, e não requer que seja conhecida a posição relativa exata entre estator e elemento móvel para aplicar uma corrente alternada em quadratura que produza os campos em quadratura.

Os resultados experimentais para uma corrente contínua aplicada entre os terminais da respectiva fase e o neutro de 1,0 A, comparados com o modelo analítico são mostrados na Figura 99, enquanto que na Figura 100 as curvas são comparadas com os resultados do modelo numérico. É importante destacar que os resultados obtidos a partir dos modelos analítico e numérico foram realimentados com os dados experimentais de caracterização dos ímãs permanentes e com densidades de corrente nas áreas de seção das bobinas que corresponde à corrente de 1,0 A aplicada experimentalmente, ou seja, $2,36 \text{ A/mm}^2$.

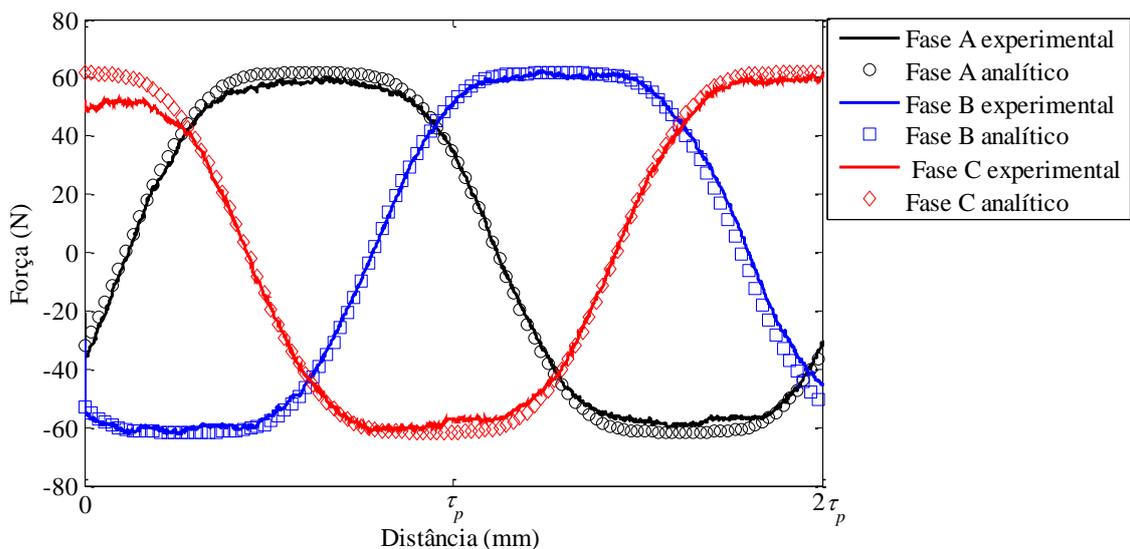


Figura 99 - Força estática produzida em função da alimentação das fases A, B e C, obtida experimentalmente e a partir do modelo analítico em função da posição relativa entre estator e elemento móvel para uma corrente contínua de 1,0 A.

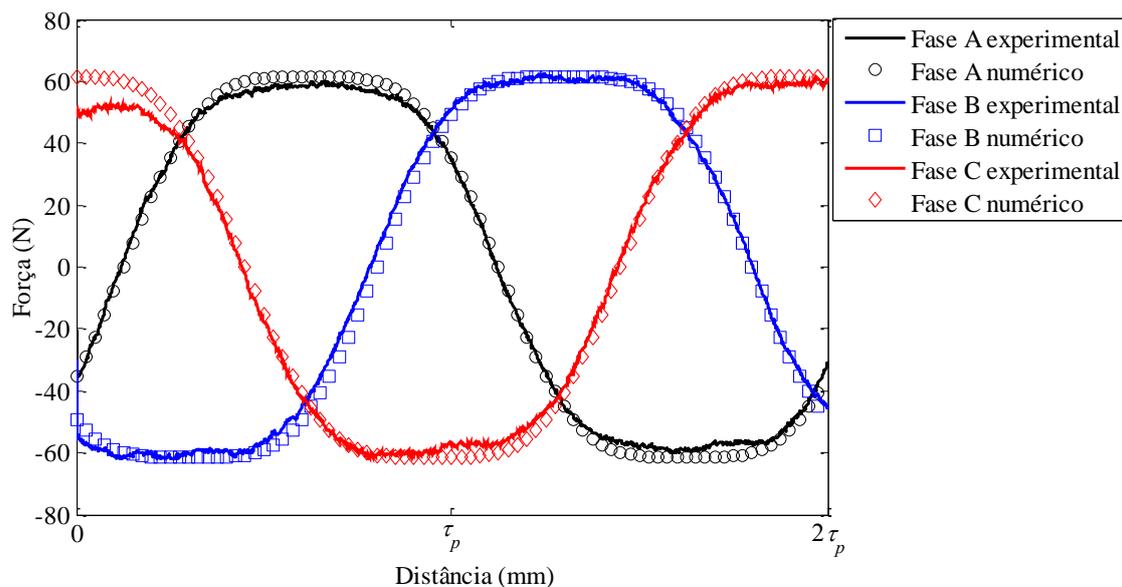


Figura 100 - Força estática produzida em função da alimentação das fases A, B e C, obtida experimentalmente e a partir do modelo numérico em função da posição relativa entre estator e elemento móvel para uma corrente contínua de 1,0 A.

Adicionalmente, realizou-se ensaios aplicando corrente entre duas fases, o que corresponde a um acionamento trifásico em um ângulo elétrico no qual duas fases apresentam corrente elétrica igual em amplitude, mas em sentido opostos e a outra fase apresenta corrente nula. O valor de pico da força obtida neste caso representa a condição na qual a posição relativa entre estator e elemento móvel resulta em campos produzidos pelos ímãs permanentes e pelas bobinas em quadratura. Portanto, se o acionamento é realizado de tal forma que o ângulo elétrico da corrente varia de acordo com a posição de forma a manter os campos em quadratura, o valor da força é praticamente constante com valor igual ao valor de pico obtido com o ensaio aplicando corrente constante, conforme discutido na Subseção 4.3.2.

Os resultados experimentais obtidos para uma corrente contínua aplicada entre as duas fases de 1,0 A são mostrados na Figura 101, comparando estes com resultados obtidos a partir do modelo analítico, e na Figura 102, comparando estes com resultados obtidos a partir do modelo numérico. É importante notar ainda que a corrente eficaz

correspondente é igual a $2/\sqrt{6}$ vezes o valor da corrente aplicada, ou seja, a corrente de 1,0 A aplicada nos ensaios apresentados na Figura 101 e na Figura 102 corresponde a uma corrente eficaz de aproximadamente 0,816 A.

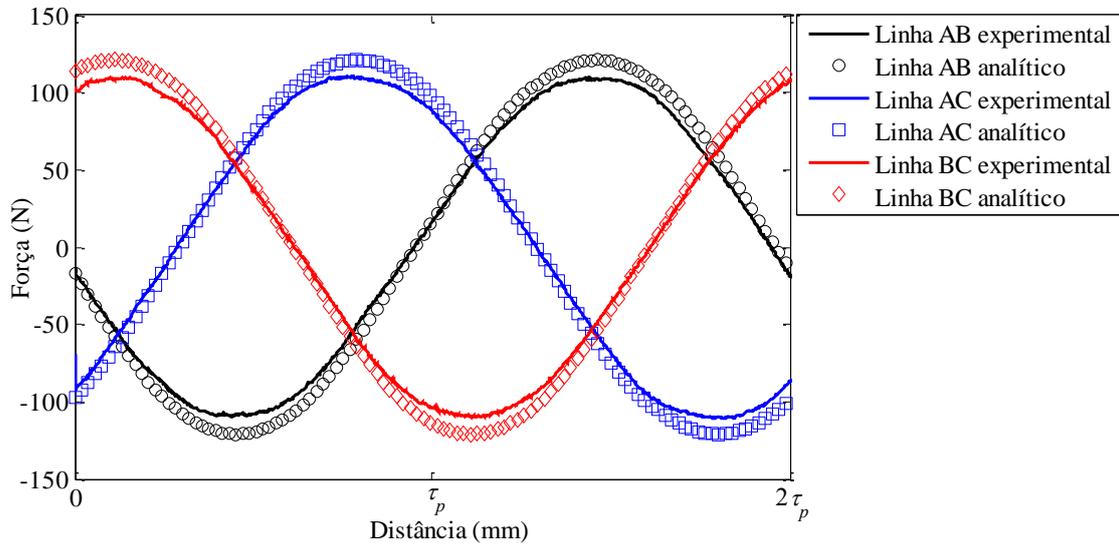


Figura 101 - Força estática obtida experimentalmente e a partir do modelo analítico em função da posição relativa entre estator e elemento móvel para uma corrente contínua de 1,0 A aplicada entre duas fases e com a terceira fase com corrente nula.

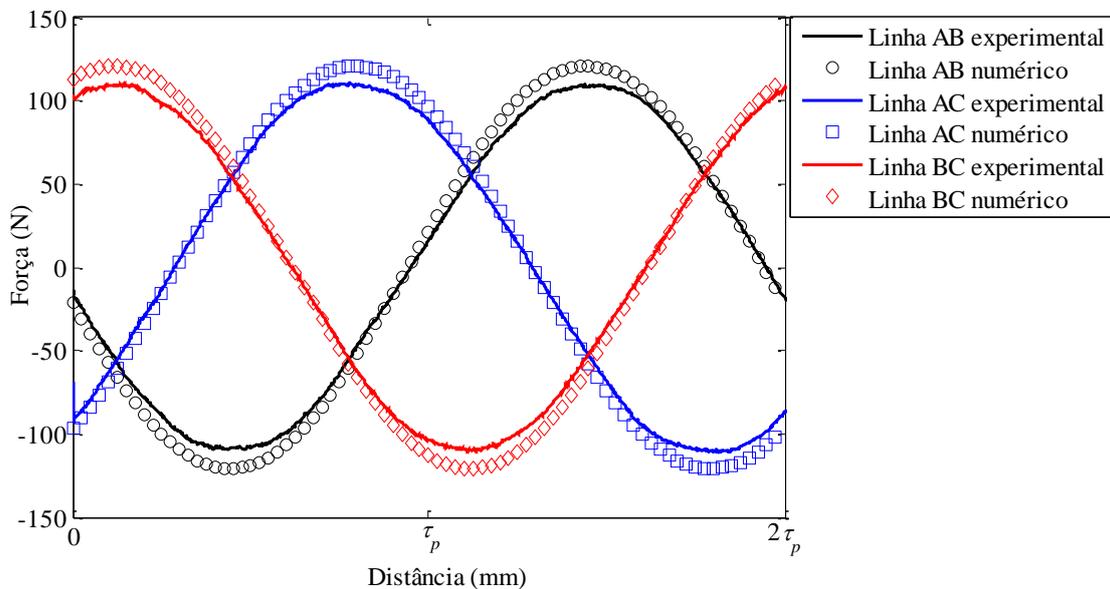


Figura 102 - Força estática obtida experimentalmente e a partir do modelo numérico em função da posição relativa entre estator e elemento móvel para uma corrente contínua de 1,0 A aplicada entre duas fases e com a terceira fase com corrente nula.

É possível observar que há boa concordância entre os resultados experimentais e os resultados obtidos a partir dos modelos no que diz respeito ao formato de onda, tanto para o caso em que uma fase é alimentada, como para o caso em que duas fases são alimentadas. A Tabela 12 sumariza os dados de força estática, no que diz respeito à comparação entre valores máximos e eficazes observados. Nesta tabela é possível observar que os resultados obtidos a partir dos modelos analítico e numérico são invariantes para a mesma condição de ensaio, o que é esperado.

A diferença percentual observada entre o resultado experimental para o caso de força produzida por uma fase individual é de no máximo 2,1% para o modelo numérico e de 2,5% para o modelo analítico. Entretanto, esses números sobem para 9,8% e 10,3%, respectivamente, para o caso de alimentação entre duas fases. Quando se trata dos valores eficazes da força, as diferenças percentuais máximas entre o resultado experimental para o numérico e analítico sobem para 5,1% e 5,3%, respectivamente, no caso da força produzida por uma fase, enquanto que essas diferenças aumentam para 10,8% e 11,2%, respectivamente, quando a alimentação é realizada entre duas fases.

As diferenças percentuais entre o resultado experimental e o resultado obtido a partir dos modelos para a força estática são semelhantes às aquelas encontradas para a tensão induzida, e são justificadas, em grande parte, da mesma forma, ou seja, devido ao emprego de magnetização paralela e segmentação dos ímãs permanentes, além da ligeira redução do volume total dos ímãs de magnetização radial, conforme discutido na Seção 6.1. Estes aspectos não são considerados nos modelos analítico e numérico, pois estes são modelos bidimensionais.

Tabela 12 - Comparação dos resultados de força estática por fase e com alimentação entre duas fases para uma corrente contínua de 1 A.

Grandeza	Experimental	Numérico (Diferença percentual em relação ao experimental)	Analítico (Diferença percentual em relação ao experimental)
$F_{Fa\ pico}$	60,2 N	61,5 N (2,1%)	61,7 N (2,5%)
$F_{Fb\ pico}$	62,4 N	61,5 N (-1,4%)	61,7 N (-1,1%)
$F_{Fc\ pico}$	61,4 N	61,5 N (-0,2%)	61,7 N (0,5%)
$F_{Lab\ pico}$	109,7 N	120,5 N (9,8%)	121,0 N (10,3%)
$F_{Lac\ pico}$	110,9 N	120,5 N (8,6%)	121,0 N (9,1%)
$F_{Lbc\ pico}$	110,0 N	120,5 N (9,5%)	121,0 N (10,0%)
$F_{Fa\ rms}$	47,4 N	49,8 N (5,1%)	49,9 N (5,3%)
$F_{Fb\ rms}$	49,2 N	49,8 N (1,2%)	49,9 N (1,4%)
$F_{Fc\ rms}$	47,5 N	49,8 N (4,8%)	49,9 N (5,0%)
$F_{Lab\ rms}$	77,2 N	85,6 N (10,8%)	85,9 N (11,2%)
$F_{Lac\ rms}$	79,0 N	85,6 N (8,3%)	85,9 N (8,7%)
$F_{Lbc\ rms}$	78,6 N	85,6 N (8,9%)	85,9 N (9,3%)

A força em função da corrente eficaz também foi avaliada para o caso experimental e comparada com os resultados dos modelos numérico e analítico. Para obter estes resultados considerou-se a condição de operação na qual duas fases são alimentadas e uma delas encontra-se com corrente nula, sendo que a posição relativa entre estator e elemento móvel foi mantida fixa na condição em que o campo produzido pelos ímãs permanentes e pelas bobinas está em quadratura.

A Figura 103 mostra as curvas de força em função da corrente eficaz de alimentação. Conforme pode ser observado, as curvas provenientes dos modelos analítico e numérico estão praticamente sobrepostas. A inclinação das curvas permite obter a relação força por corrente eficaz, sendo esta de 147,6 N/Arms para o modelo numérico e 148,3 N/Arms para o modelo analítico, enquanto que experimentalmente

obteve-se uma relação de 134,8 N/Arms. Isso representa uma diferença percentual entre o resultado experimental de força por corrente eficaz e os resultados obtidos a partir dos modelos numérico e analítico de aproximadamente 9,4% e 10,0%, respectivamente.

É importante destacar ainda que até a faixa de corrente avaliada, que representa uma densidade de corrente nos condutores de $8,77 \text{ A/mm}^2$, não houve sinais de saturação ou efeito da reação da armadura, uma vez que a relação N/Arms se manteve praticamente invariante dentro do intervalo avaliado.

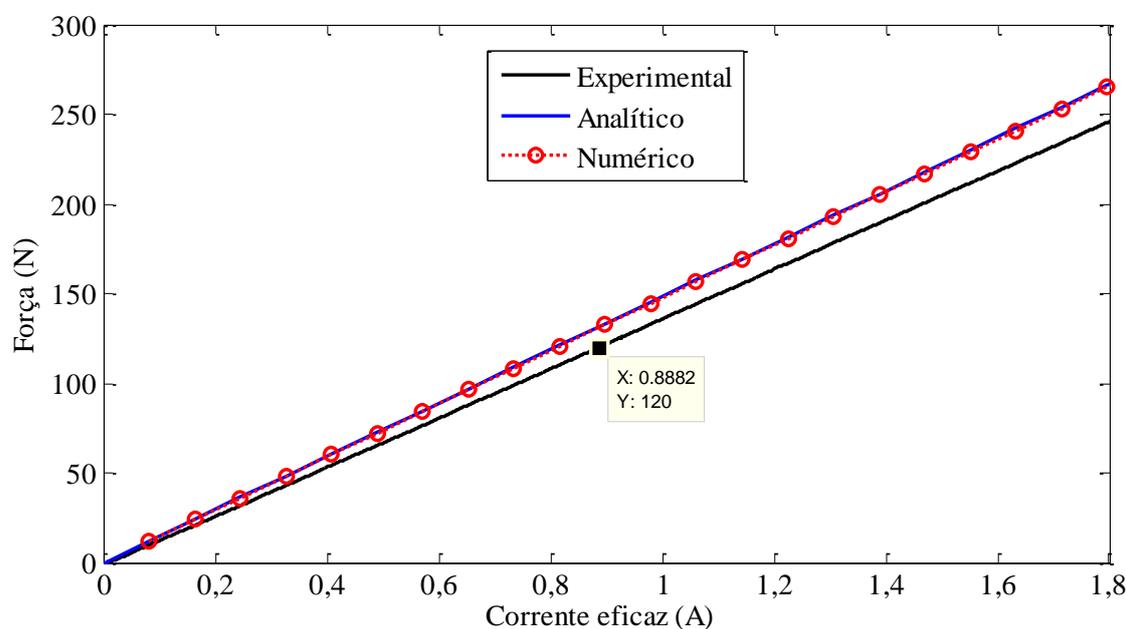


Figura 103 - Força axial em função da corrente eficaz de alimentação produzida pelo atuador para obtida experimentalmente e a partir dos modelos numérico e analítico.

Para atingir a especificação de projeto em termos de força, ou seja, 120 N, é necessário que o atuador opere com uma corrente eficaz de 0,88 A, o que representa uma densidade de corrente eficaz no condutor de aproximadamente $4,33 \text{ A/mm}^2$. Conforme discutido na Seção 3.24, a especificação deveria ser atingida com uma densidade de corrente de $3,71 \text{ A/mm}^2$ nos condutores. A necessidade de operar com densidade de corrente mais elevada se dá pelo fato de que o fator de ocupação prático é

inferior ao considerado durante o projeto e porque os ímãs permanentes empregados na construção do atuador também apresentam características de desempenho inferior às consideradas durante o projeto, conforme discutido na Seção 6.2. Estes dois fatores contribuem para exigir que o atuador opere com uma densidade de corrente nos condutores superior àquela estimada no Capítulo 3 para atingir a especificação de força.

Contudo, com o aumento da densidade de corrente eficaz para $4,33 \text{ A/mm}^2$ e com a diminuição do fator de ocupação para 0,485, as perdas ôhmicas nas bobinas aumentam ligeiramente, o que deve resultar em um aumento na temperatura de operação das bobinas. A partir da equação (54) é possível estimar que a temperatura de operação para esta condição de operação passa a ser de aproximadamente $85 \text{ }^\circ\text{C}$, o que está acima do limite estipulado no projeto, mas que é suportado pelo dispositivo, uma vez que o condutor utilizado é classe H e a temperatura média de operação dos ímãs ficará inferior a $80 \text{ }^\circ\text{C}$.

Alternativamente, para atingir a temperatura de operação de $80 \text{ }^\circ\text{C}$ nas bobinas, a densidade de corrente não deve ser superior a $4,12 \text{ A/mm}^2$, o que resulta em uma força axial de 114 N. Embora este valor esteja abaixo da especificação definida na Subseção 3.3.4, é importante observar que o valor de 120 N é intencionalmente superdimensionado para considerar possíveis variações que ocorram no protótipo ou mesmo no sistema. Em suma, entende-se que o protótipo projetado atende aos requisitos de projeto tanto no que diz respeito à força produzida como curso e atende à restrição de máxima temperatura de operação. A validação experimental do modelo térmico é meta de um trabalho futuro no âmbito de pesquisa no qual este trabalho se insere.

7 CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho aborda as etapas do desenvolvimento de um atuador eletromagnético para aplicação em suspensão semiativa e ativa. Para tanto, foi realizada uma pesquisa sobre o estado da arte no que diz respeito à suspensão eletromagnética e das topologias de atuadores sugeridas na literatura. Além disso, no presente trabalho é apresentado o estado da arte com relação às metodologias de projeto e modelagens térmica e eletromagnética de atuadores lineares.

A partir da revisão bibliográfica, identificou-se as características desejáveis de um atuador eletromagnético linear para aplicação em sistemas de suspensão mecânica. Baseado nessa análise, sugeriu-se, de forma inovadora, a aplicação de uma topologia de atuador eletromagnético de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach como uma alternativa com potenciais vantagens, uma vez que esta apresenta alta densidade de força, ausência de força de relutância, baixa ondulação de força e reduzida massa móvel.

Ainda, com base na revisão bibliográfica, constatou-se que há pouco material disponível no que diz respeito à metodologia de projeto de atuadores eletromagnéticos lineares que consideram acoplamento eletromagnético-térmico, especialmente metodologias dedicadas à aplicação em sistemas de suspensão. Portanto, a principal contribuição deste trabalho foi o desenvolvimento de uma metodologia de projeto de atuador eletromagnético linear, apresentada de forma concisa em um fluxograma. Desta forma, permite projetar um atuador que atenda aos requisitos de um dado sistema de suspensão no qual se pretende empregar um atuador eletromagnético para operar em modo semiativo ou ativo.

A fim de validar a metodologia proposta desenvolveu-se todos os passos do método com um estudo de caso que foi concebido a partir da construção de uma plataforma de testes desenvolvida durante este trabalho para gerar vibrações controladas. O estudo de caso considerado é um sistema mecânico oscilatório com excitação harmônica de base com um grau de liberdade com valores aproximados de massa sísmica de 20 kg, constante elástica da mola de 3158 N/m, e, conseqüentemente, frequência natural de 2 Hz.

A partir dos dados do sistema e do sinal de excitação da base, desenvolveu-se equações analíticas que permitem determinar os requisitos de força eficaz e curso do atuador para o mesmo operar em modo passivo e ativo, considerando que, para o último caso, um sistema de controle *skyhook* seja empregado. Os requisitos do atuador para operar no sistema semiativo foram determinados a partir de simulação numérica, pois se trata de um sistema não linear e a obtenção de expressões analíticas torna-se demasiadamente complexa. Com base neste estudo, estimou-se que o atuador deveria apresentar uma força eficaz nominal em regime de 120 N com curso de 80 mm.

Uma vez definidos os requisitos do atuador, passou-se para as etapas de desenvolvimento da metodologia, utilizando o atuador de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach como estudo de caso. A etapa de modelagem da metodologia proposta foi então desenvolvida com um modelo eletromagnético numérico parametrizado baseado em um passo polar do dispositivo. Este modelo considera restrições dimensionais aplicadas aos raios externo e interno da estrutura ativa e tem como objetivo de projeto elevada densidade de força e reduzida ondulação de força. É importante destacar que a ideia de realizar o estudo paramétrico do atuador com um

único passo polar reduz o tempo de processamento das simulações dada a dimensão reduzida deste e permite determinar o volume ativo total que o dispositivo deve apresentar baseado no resultado de densidade de força para este modelo.

A partir da definição do volume ativo do atuador, criou-se uma estratégia para determinar o número de polos do atuador, o comprimento ativo e o comprimento total do atuador. Esta etapa permite o desenvolvimento de uma topologia preliminar que atende aos requisitos iniciais de projeto, mas que não considera restrições térmicas e efeitos da temperatura sobre os materiais. Portanto, construiu-se um modelo térmico que permite obter resultados de distribuição de temperatura no dispositivo considerando que a temperatura dos enrolamentos não deve ultrapassar o valor máximo de 80 °C. A partir desta simulação, determinou-se a temperatura de operação dos ímãs permanentes e, conseqüentemente, o efeito da temperatura sobre o desempenho destes, além de determinar a corrente eficaz máxima aplicável em função das variáveis de parametrização que leva as bobinas a operar com a temperatura imposta como limite, ou seja, 80 °C.

A metodologia proposta sugere que uma nova análise paramétrica seja conduzida depois de obtidos os resultados da simulação térmica a fim de determinar novas dimensões que melhor atendam aos objetivos de projeto. Uma constatação importante obtida a partir desta análise é que as topologias otimizadas considerando efeitos de temperatura diferem substancialmente das topologias otimizadas que consideram somente fenômenos eletromagnéticos. Além disso, a análise acoplada permite determinar níveis máximos de densidade de corrente e permite definir o valor nominal para operação em regime sem que sejam ultrapassados os limites térmicos tanto nas bobinas como nos ímãs permanentes.

Embora a metodologia proposta tenha sido implementada com modelos numéricos, verificou-se que estes podem ser substituídos por modelos analíticos se os mesmos representarem adequadamente o comportamento do dispositivo. Portanto, desenvolveu-se modelos eletromagnético e térmico que foram validados com base na comparação com os resultados obtidos a partir dos modelos numéricos. O desenvolvimento dos modelos analíticos aplicados ao atuador de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach representam contribuições adicionais deste trabalho.

Por fim, com o intuito de validar experimentalmente a metodologia proposta, desenvolveu-se um protótipo conforme determinado pelo estudo de caso aplicando a metodologia. Uma descrição detalhada das etapas de construção foi apresentada seguida de medições experimentais de caracterização de ímãs permanentes, medição de densidade de fluxo magnético no entreferro, de tensão induzida a vazio e de força estática.

Os resultados experimentais, de forma geral, têm boa concordância com os modelos numérico e analítico em todos os aspectos. No entanto, verificou-se que os resultados experimentais são ligeiramente inferiores aos resultados obtidos pelos dos modelos. A razão para esta constatação é, essencialmente, o fato de que se empregou ímãs permanentes segmentados com magnetização paralela na construção do protótipo ao invés de ímãs com magnetização radial ideal, conforme assumido nos modelos. A técnica de segmentação e magnetização paralela aplicada a ímãs permanentes sinterizados de NdFeB de alto produto energético em formato de anel é uma alternativa que foi estudada durante o desenvolvimento deste trabalho e é, portanto, outra contribuição derivada a partir deste estudo.

Ainda sobre os resultados experimentais, verificou-se que o fator de ocupação obtido experimentalmente foi de 0,485 ao invés de 0,6, conforme considerado no projeto. Além disso, os ímãs permanentes caracterizados também apresentam densidade de fluxo residual, campo coercitivo e coeficiente de temperatura diferentes daqueles assumidos durante o projeto. Para fins de comparação entre resultados experimentais e de modelos, realimentou-se os modelos com os dados de desempenho dos ímãs permanentes e de fator de ocupação obtidos experimentalmente. Assim, foi possível verificar a concordância entre os resultados das diferentes fontes, ou seja, experimental, numérica e analítica.

Embora as diferenças entre os resultados experimentais e obtidos por meio dos modelos sejam justificáveis, verificou-se que para o atuador atender ao requisito de força, ou seja, 120 N, este deve operar com densidade de corrente eficaz superior à definida no projeto, ou seja, $4,33 \text{ A/mm}^2$ ao invés de $3,71 \text{ A/mm}^2$. No entanto, este aumento de densidade de corrente eficaz de operação leva o dispositivo a operar com temperatura acima da máxima estipulada. Para operar dentro do limite de temperatura estipulado, a densidade de corrente deve ser de $4,12 \text{ A/mm}^2$, o que resulta em uma força axial de 114 N. Com esta constatação fica evidente a importância de conhecer preliminarmente as características magnéticas dos materiais que serão empregados na construção dos atuadores, assim como estimar o fator de ocupação prático, se resultados empíricos não estão disponíveis, a fim de considerar estes dados no projeto.

Em suma, a metodologia de projeto proposta mostrou-se eficaz para desenvolvimento de um atuador para suspensão eletromagnética semiativa e ativa, uma vez que a partir desta metodologia foi possível desenvolver um atuador de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach que atende às especificações de projeto e atende a restrições dimensionais e térmicas estipuladas. Tal metodologia é uma ferramenta

importante que pode servir como base para o desenvolvimento de atuadores lineares tubulares ou cilíndricos e os seus conceitos gerais podem ser aplicados a uma ampla variedade de topologias de atuadores.

Este trabalho representa a etapa inicial de um projeto que tem potencial para ser significativamente ampliado e aprofundado. A construção da bancada de testes e o protótipo do atuador podem servir de base para dar continuidade a uma série de estudos complementares no que diz respeito à modelagem de atuadores, desenvolvimento de atuadores para aplicação em suspensão ativa e semiativa, controle aplicado e regeneração de energia a partir de vibração. Portanto, sugere-se os seguintes trabalhos futuros:

- implementar a metodologia proposta por meio dos modelos analíticos desenvolvidos e substituir o estudo paramétrico por um método de otimização matemática para encontrar uma topologia otimizada de forma automática;

- realizar a validação experimental do modelo térmico desenvolvido neste trabalho com monitoramento das temperaturas médias na bobina e nos ímãs permanente e implantar um sistema de fluxo forçado de ar, conforme assumido nos modelos;

- elaborar um modelo térmico que permita considerar a transferência de calor no dispositivo sem que haja fluxo forçado de ar, mas que considere o dispositivo selado e a transferência de calor dependa do fluxo de ar produzido pelo movimento relativo entre estator e elemento móvel;

- desenvolver um sistema de operação em modo semiativo que permita regenerar a energia proveniente do sistema de vibração e armazenar esta em sistemas compostos por supercapacitores e baterias;

- implantar um sistema de controle vetorial aplicado ao atuador eletromagnético de bobina móvel com duplo arranjo de quase-Halbach para seguimento de referência a fim de implementar técnicas de controle ativo;

- realizar ensaios dinâmicos do sistema de suspensão ativo e semiativo *skyhook*, com a finalidade de validar o método proposto no que diz respeito à determinação dos requisitos do atuador;

- aplicar outras técnicas de controle ativo e semiativo, diferente da *skyhook*, ao sistema de suspensão com atuador eletromagnético e considerar sinais de vibração não harmônicos, sejam eles determinísticos, ou não determinísticos;

- determinação das características dinâmicas do atuador para obtenção da resposta em frequência do mesmo.

REFERÊNCIAS

- ABRAMOWITZ, M.; STEGUN, I. A. **Handbook of mathematical functions**: with formulas, graphs, and mathematical tables. New York: Dover Publications, 1970.
- AHMADIAN, M.; PARE, C. A. A Quarter-Car Experimental Analysis of Alternative Semiactive Control Methods. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, Lancaster, v. 11, n. 8, p. 604–612, Aug. 2000.
- ALLEYNE, A.; HEDRICK, J. K. Nonlinear adaptive control of active suspensions. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, New York, v. 3, n. 1, p. 94–101, Mar. 1995.
- ALLOTTA, B.; PUGI, L.; BARTOLINI, F. Design and Experimental Results of an Active Suspension System for a High-Speed Pantograph. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, New York, v. 13, n. 5, p. 548–557, Oct. 2008.
- ALVARENGA, B.; CHABU, I.; CARDOSO, J. R. Thermal characterization of long electrical devices-application to a tubular linear induction motor. In: INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE, 2003, Madison. **Proceedings...** New York: IEEE, 2003. p. 938-942.
- ANSYS INC. **Fluent 12.1**: in Workbench User's Guide. 2009. Disponível em: <<http://orange.engr.ucdavis.edu/Documentation12.1/121/FLUENT/flwb.pdf>>. Acesso em: 15 Mar. 2015.
- ANSYS INC. **Multiphysics**. 2015. Disponível em: <<http://www.ansys.com/Products/Multiphysics>>. Acesso em: 20 Mar. 2015.
- BAUMAL, A. E.; MCPHEE, J. J.; CALAMAI, P. H. Application of genetic algorithms to the design optimization of an active vehicle suspension system. **Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering**, Dordrecht, v. 163, n. 1-4, p. 87–94, Sept. 1998.
- BEJAN, A. **Convection Heat Transfer**. 4th ed. New York: Wiley, 2013.
- BERGMAN, T. L. et al. **Fundamentals of Heat and Mass Transfer**. 7th ed. New York: Wiley, 2011.
- BHANDARI, V.; SUBRAMANIAN, S. C. Development of an electronically controlled pneumatic suspension for commercial vehicles. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER, CONTROL AND EMBEDDED SYSTEMS, 2010. Allahabad. **Proceedings...** New York: IEEE, 2010. p. 1-6.
- BIANCHI, N. Analytical field computation of a tubular permanent-magnet linear motor. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 36, n. 5, p. 3798–3801, Sept. 2000.
- BIANCHI, N. et al. Tubular linear permanent magnet motors: an overall comparison. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 39, n. 2, p. 466–475, Mar. 2003.

BIRAL, F. et al. Modelling, control and design of heavy duty suspension systems. In: INTERNATIONAL WORKSHOP ON ADVANCED MOTION CONTROL, 10., 2008, Trento. **Proceedings...** New York: IEEE, 2008. p. 771-776.

BOGLIETTI, A. et al. Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 56, n. 3, p. 871–882, Mar. 2009.

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

BOLDEA, I.; NASAR, S. **Linear Electric Actuators and Generators**. New York: Cambridge University Press, 1997.

BOSE LTD. **Bose Suspension System**. Disponível em: <<https://www.bose.co.uk/GB/en/automotive/innovations/suspension-system/>>. Acesso em: 10 Mar. 2012.

CAO, J.; LIU, H.; BROWN, D. J. State of the Art in Vehicle Active Suspension Adaptive Control Systems Based on Intelligent Methodologies. **IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems**, New York, v. 9, n. 3, p. 392–405, Sept. 2008.

ÇENGEL, Y. A.; GHAJAR, A. J. **Heat and Mass Transfer: Fundamentals & Applications**. 5th ed. New York: MacGraw-Hill, 2014.

CHEN, S. A. et al. Development of a control method for an electromagnetic semi-active suspension reclaiming energy with varying charge voltage in steps. **International Journal of Automotive Technology**, Buckinghamshire, v. 16, n. 5, p. 765–773, 27 Oct. 2015.

CHEN, Y. Skyhook Surface Sliding Mode Control on Semi-Active Vehicle Suspension System for Ride Comfort Enhancement. **Engineering**, Winston-Salem, v. 01, n. 01, p. 23–32, 2009.

CIBAS SRL. **NdFeB: Neodymium Iron Boron**. 2013. (Datasheet). Disponível em: <http://www.cibas.it/documents/NdFeB_Datasheet_201309.pdf>. Acesso em: 15 Oct. 2015.

CLARK, R. E.; HOWE, D.; JEWELL, G. W. The influence of magnetization pattern on the performance of a cylindrical moving-magnet linear actuator. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 36, n. 5, p. 3571–3574, Sept.. 2000.

D'AMATO, F. J.; VIASSOLO, D. E. Fuzzy control for active suspensions. **Mechatronics**, Amsterdam, v. 10, n. 8, p. 897–920, Dec. 2000.

DONG, X. et al. Comparative research on semi-active control strategies for magneto-rheological suspension. **Nonlinear Dynamics**, Amsterdam, v. 59, n. 3, p. 433–453, 4 Feb. 2010.

EBRAHIMI, B.; KHAMESEE, M. B.; GOLNARAGHI, M. F. Feasibility study of an electromagnetic shock absorber with position sensing capability. In: ANNUAL CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS, 34., 2008, Orlando. **Proceedings...** New York: IEEE, 2008. p. 2988 - 2991.

ECKERT, P. R. et al. Design Methodology of a Dual-Halbach Array Linear Actuator with Thermal-Electromagnetic Coupling. **Sensors**, Basel, v. 16, n. 3, p. 1–28, Mar. 2016.

ECKERT, P. R. **Estudo e desenvolvimento de um atuador linear para suspensão eletromagnética ativa**. 2012. 143 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia) - Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2012.

ECKERT, P. R.; GOLTZ, E. C.; FLORES FILHO, A. F. Analysis of the Effects of Magnetization Pattern on Slotless Tubular Linear Actuators. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC FIELDS IN MECHATRONICS, ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING, 16., 2013, Ohrid. **Proceedings...** Skopje: Cyril and Methodius University, 2013. 6 p.

ECKERT, P. R.; GOLTZ, E. C.; FLORES FILHO, A. F. Influence of Segmentation of Ring-Shaped NdFeB Magnets with Parallel Magnetization on Cylindrical Actuators. **Sensors**, Basel, v. 14, n. 7, p. 13070–87, Jan. 2014.

ECKERT, P. R.; GOLTZ, E. C.; FLORES FILHO, A. F. Design Aspects of a Linear Tubular Moving-Coil Actuator With Dual Quasi-Halbach Arrays In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTROMAGNETIC FIELDS IN MECHATRONICS, ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING, 17., 2015, Valência. **Proceedings...** Valência: Universitat Politècnica de València, 2015. 8 p.

ECKERT, P. R.; WILTUSCHNIG, I. P.; FLORES FILHO, A. F. Design Aspects of Quasi-Halbach Arrays Applied to Linear Tubular Actuators. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON LINEAR DRIVES FOR INDUSTRY APPLICATIONS, 10., 2015, Aachen. **Proceedings...** Aachen: Institute of Electrical Machines, 2015.

EKORU, J. E. D.; DAHUNSI, O. A.; PEDRO, J. O. PID control of a nonlinear half-car active suspension system via force feedback. In: AFRICON, 2011, Livingstone. **Proceedings...** New York: IEEE, 2011. p. 1-6.

ENCICA, L. et al. Electromagnetic and Thermal Design of a Linear Actuator Using Output Polynomial Space Mapping. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 44, n. 2, p. 534–542, Mar. 2008.

EVERS, W. J. et al. Controlling active cabin suspensions in commercial vehicles. In: AMERICAN CONTROL CONFERENCE, 2009, St. Louis. **Proceedings...** New York: IEEE, 2009. p. 683-688.

EZETA, J. H.; MANDOW, A.; CERESO, A. G. Los Sistemas de Suspensión Activa y Semiactiva: Una Revisión. **Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI**, Barcelona, v. 10, n. 2, p. 121–132, Apr. 2013.

FÉLIX-HERRÁN, L. C. et al. Modeling and Control for a Semi-active Suspension with a Magnetorheological Damper Including the Actuator Dynamics. In: **ELECTRONICS, ROBOTICS AND AUTOMOTIVE MECHANICS CONFERENCE**, 2008, Morelos. **Proceedings...** New York: IEEE, 2008. p. 338-343.

FENOTECH LTDA. **Fibra de Vidro com Resina Epóxi FTVE-G10**. Disponível em: <<http://www.fenotech.com.br/produtos/tve-techglass.php>>. Acesso em: 2 May. 2015.

FERREIRA, A. et al. Design and Comparison of Two Actuators for Elevator Electromagnetic Active Suspension. **INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON LINEAR DRIVES FOR INDUSTRY APPLICATIONS**, 8., 2011, Eindhoven. **Proceedings...** Eindhoven: Eindhoven University of Technology, 2011.

FISCHER, D.; ISERMANN, R. Mechatronic semi-active and active vehicle suspensions. **Control Engineering Practice**, Amsterdam, v. 12, n. 11, p. 1353–1367, Nov. 2004.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR., C.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas: com introdução à eletrônica de potência**. Porto Alegre: Bookman, 2006.

GALDINO, L. Cálculo da rotação, do torque e da potência de motores elétricos para transmissão por parafusos de potência. **Revista Acadêmica Augusto Guzzo**, São Paulo, v. 14, p. 215–227, 2014.

GUGLIELMINO, E. et al. **Semi-active Suspension Control**. London: Springer London, 2008.

GUPTA, A. et al. Design of electromagnetic shock absorbers. **International Journal of Mechanics and Materials in Design**, Berlin, v. 3, n. 3, p. 285–291, 22, May 2007.

GYSEN, B. L. J. et al. Analytical and Numerical Techniques for Solving Laplace and Poisson Equations in a Tubular Permanent-Magnet Actuator: Part I. Semi-Analytical Framework. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 44, n. 7, p. 1751–1760, July 2008a.

GYSEN, B. L. J. et al. Analytical and Numerical Techniques for Solving Laplace and Poisson Equations in a Tubular Permanent Magnet Actuator: Part II. Schwarz–Christoffel Mapping. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 44, n. 7, p. 1761–1767, July 2008b.

GYSEN, B. L. J. et al. Design Aspects of an Active Electromagnetic Suspension System for Automotive Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 45, n. 5, p. 1589–1597, Sept. 2009.

GYSEN, B. L. J. et al. General Formulation of the Electromagnetic Field Distribution in Machines and Devices Using Fourier Analysis. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 46, n. 1, p. 39–52, Jan. 2010a.

- GYSEN, B. L. J. et al. Active Electromagnetic Suspension System for Improved Vehicle Dynamics. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, New York, v. 59, n. 3, p. 1156–1163, Mar. 2010b.
- GYSEN, B. L. J. et al. Efficiency of a regenerative direct-drive electromagnetic active suspension. In: VEHICLE POWER AND PROPULSION CONFERENCE, 2010, Lille. **Proceedings...** New York: IEEE, 2010c. p. 1-6.
- GYSEN, B. L. J. et al. Efficiency of a Regenerative Direct-Drive Electromagnetic Active Suspension. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, New York, v. 60, n. 4, p. 1384–1393, May 2011a.
- GYSEN, B. L. J. et al. 3-D Analytical and Numerical Modeling of Tubular Actuators With Skewed Permanent Magnets. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 47, n. 9, p. 2200–2212, Sept. 2011b.
- HALBACH, K. Design of permanent multipole magnets with oriented rare earth cobalt material. **Nuclear Instruments and Methods**, Amsterdam, v. 169, n. 1, p. 1–10, Feb.. 1980.
- HOLMAN, J. P. **Heat Transfer**. 10th ed. New York: McGraw-Hill, 2009.
- HROVAT, D. Survey of Advanced Suspension Developments and Related Optimal Control Applications. **Automatica**, Tarrytown, v. 33, n. 10, p. 1781–1817, Oct. 1997.
- HUANG, X. et al. Temperature Calculation for Tubular Linear Motor by the Combination of Thermal Circuit and Temperature Field Method Considering the Linear Motion of Air Gap. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 61, n. 8, p. 3923–3931, Aug. 2014.
- HUANG XUZHEN et al. Calculation and Experimental Study on Temperature Rise of a High OverLoad Tubular Permanent Magnet Linear Motor. **IEEE Transactions on Plasma Science**, New York, v. 41, n. 5, p. 1182–1187, May 2013.
- JAMES C. SMIT; CHEOK, K. C.; HUANG, N. Optimal Parametric Control of a Semi-Active Suspension System Using Neural Networks. In: AMERICAN CONTROL CONFERENCE, 1992, Chicago. **Proceedings...** New York: IEEE, 1992. p. 963-967.
- JASTRZEBSKI, R. P.; HYNYNEN, K. M.; SMIRNOV, A. Control of Active Magnetic Suspension. **Mechanical Systems and Signal Processing**, London, v. 24, n. 4, p. 995–1006, May 2010.
- JI XINJIE; LI SHENGJIN. Design of the fuzzy-PID controller for new vehicle active suspension with electro-hydrostatic actuator. In: CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 4., 2009, Xi'an. **Proceedings...** New York: IEEE, 2009. p. 3724-3727.
- JIANWEI, Y. et al. Fuzzy-PID Control System Simulation of the Semi-active Vehicle Suspension. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON DIGITAL

MANUFACTURING & AUTOMATION, 2010, ChangSha. **Proceedings...** New York: IEEE, 2010. p. 772-775.

JONES, W. D. Easy Ride: Bose Corp. uses speaker technology to give cars adaptive suspension. **IEEE Spectrum**, New York, v. 42, n. 3, p. 12–14, Mar. 2005.

KALATEC AUTOMAÇÃO. **Fusos de Esferas**. Disponível em: <<http://www.kalatec.com.br/dfur-2510-t4n>>. Acesso em: 5 May. 2014.

KARNOPP, D. Permanent Magnet Linear Motors Used as Variable Mechanical Dampers for Vehicle Suspensions. **Vehicle System Dynamics**, London, v. 18, n. 4, p. 187–200, Jan. 1989.

KARNOPP, D.; CROSBY, M. J.; HARWOOD, R. A. Vibration Control Using Semi-Active Force Generators. **Journal of Engineering for Industry**, Bellingham, v. 96, n. 2, p.619-626, 1974.

KING, A. C.; BILLINGHAM, J.; OTTO, S. R. **Differential Equations: Linear, Nonlinear, Ordinary Partial**. New York: Cambridge University Press, 2003.

KLAUSNER, A.; YANKOWSKI, A. P. **Electromagnetic shock absorber**. US 3941402 A. 2 Mar. 1976. Disponível em: <<http://www.google.com/patents/US3941402>>. Acesso em: 15 jun. 2013.

KORKMAZ, S. A review of active structural control: challenges for engineering informatics. **Computers & Structures**, Berlin, v. 89, n. 23-24, p. 2113–2132, Dec. 2011.

KRUCKEMEYER, W. C.; BUCHANAN JR., H. C.; FANNIN, W. V. **Rotational actuator for vehicle suspension damper**. US 4644200 A, 17 Feb. 1987. Disponível em: <<http://www.google.com/patents/US4644200A>>. Acesso em: 15 jun. 2013.

KUBOTA, T.; NAIKI, T. Novel mobility system with active suspension for planetary surface exploration In: AEROSPACE CONFERENCE, 2011, Big Sky. **Proceedings...** New York: IEEE, 2011. p. 1-9.

LAN, K. J.; YEN, J. Y.; KRAMAR, J. A. Sliding mode control for active vibration isolation of a long range scanning tunneling microscope. **Review of Scientific Instruments**, Woodbury, v. 75, n. 11, p. 316–319, 2004.

LIN, J. et al. Active suspension system based on linear switched reluctance actuator and control schemes. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, New York, v. 62, n. 2, p. 562–572, Feb. 2013.

LIN, J. et al. Adaptive sliding mode technique-based electromagnetic suspension system with linear switched reluctance actuator. **IET Electric Power Applications**, Stevenage, v. 9, n. 1, p. 50–59, 1 Jan. 2015.

LIU, Y. **Semi-active damping control for vibration isolation of base disturbances**. 2004. 193 p. Thesis (Doctoral) – Institute of Sound and Vibration Research, University of Southampton, 2004.

LONG, Z. et al. A New Strategy of Active Fault-tolerant Control for Suspension System of Maglev Train In: **INTERNATIONAL CONFERENCE ON AUTOMATION AND LOGISTICS**, 2007, Jinan. **Proceedings...** New York: IEEE, 2007. p. 88-94.

LÓPEZ, S. M. R. **Desenvolvimento de um Sistema de Controle para Suspensões Ativas de Elevadores de Alto Desempenho**. 2007. 120 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia) - Programa de Pós Graduação em Engenharia Mecânica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2007.

MAIORANA, J. **Active Suspension Simulation Through Software Interfacing**. Thesis (Master of Science) – Department of Mechanical, Automotive & Materials Engineering, University of Windsor, 2004.

MARTINS, I. et al. Electromagnetic hybrid active-passive vehicle suspension system. In: **VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE**, 49., 1999, Houston. **Proceedings...** New York: IEEE, 2007. p. 2273-2277.

MARTINS, I. et al. Permanent-magnets linear actuators applicability in automobile active suspensions. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, New York, v. 55, n. 1, p. 86–94, Jan. 2006.

MEESEN, K. J. et al. General Formulation of Fringing Fields in 3-D Cylindrical Structures Using Fourier Analysis. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 48, n. 8, p. 2307–2323, Aug. 2012.

MEESEN, K. J.; PAULIDES, J. J. H.; LOMONOVA, E. A. Analysis of 3-D Effects in Segmented Cylindrical Quasi-Halbach Magnet Arrays. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 47, n. 4, p. 727–733, Apr. 2011.

METALCORTE. **Tabela de Fios Esmaltados**: catálogo. 2005. Disponível em: <http://www.ufrgs.br/lmeae/arquivos_manuais/fios/fios.pdf>. Acesso em: 15 Apr. 2005.

MONTAZERI-GH, M.; SOLEYMANI, M. Investigation of the Energy Regeneration of Active Suspension System in Hybrid Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 57, n. 3, p. 918–925, Mar. 2010.

MURTY, B. V. **Electric, variable damping vehicle suspension**. US 4815575 A. 28 Mar. 1989. Disponível em: <<http://www.google.com/patents/US4815575>>. Acesso em: 16 jun. 2013.

PAULIDES, J. J. H. et al. Design Considerations for a Semi-Active Electromagnetic Suspension System. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 42, n. 10, p. 3446–3448, Oct. 2006.

PEREIRA, L. A. et al. General Model of a Five-Phase Induction Machine Allowing for Harmonics in the Air Gap Field. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v. 21, n. 4, p. 891–899, Dec. 2006.

PYRHONEN, J.; JOKINEN, T.; HRABOVCOVA, V. **Design of Rotating Electrical Machines**. Chichester: John Wiley & Sons, 2008.

RAJAMANI, R. **Vehicle Dynamics and Control**. Boston, MA: Springer US, 2012.

RAO, S. S. **Mechanical Vibrations**. 5th ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2010.

ROSS, J.; THEODORE, C. **Suspension dampening for a surface support vehicle by magnetic means**. US 3842753 A. 22 Oct. 1974. Disponível em: <<https://www.google.com/patents/US3842753>>. Acesso em: 16 jun. 2013.

SADIKU, M. N. O. **Elements of Electromagnetics**. 4th ed. New York: Oxford University Press, 2007.

SARAMI, S. **Development and Evaluation of a Semi-active Suspension System for Full Suspension Tractors**. 2009. 230 p. Thesis (Doctoral) – Verkehrs und Maschinensysteme, Technischen Universität Berlin, 2009.

SAVARESI, S. et al. **Semi-active suspension control design for vehicles**. Amsterdam: Elsevier, 2010.

SIMPSON, N.; WROBEL, R.; MELLOR, P. H. A multi-physics design methodology applied to a high-force-density short-duty linear actuator. In: ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2014, Pittsburgh. **Proceedings...** New York: IEEE, 2014. p. 5168-5175.

SPELTA, C. et al. Control of magnetorheological dampers for vibration reduction in a washing machine. **Mechatronics**, Amsterdam, v. 19, n. 3, p. 410–421, Apr. 2009.

STRIBRSKY, A. et al. Energy recuperation in automotive active suspension systems with linear electric motor. In: MEDITERRANEAN CONFERENCE ON CONTROL & AUTOMATION, 2007, Athens. **Proceedings...** New York: IEEE, 2007. p. 1-5.

THE MATHWORKS INC. **Matlab User Help**. 2012. Disponível em: <<http://www.mathworks.com/help/matlab/>>. Acesso em: 15 nov. 2015.

VAGIA, M. (Ed.). **PID Controller Design Approaches: theory, Tuning and Application to Frontier Areas**. Rijeka: InTech, 2012.

VESE, I. C.; MARGINETTI, F.; RADULESCU, M. M. Multiphysics Approach to Numerical Modeling of a Permanent-Magnet Tubular Linear Motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 57, n. 1, p. 320–326, Jan. 2010.

WANG, J. et al. Comparative studies of linear permanent magnet motor topologies for active vehicle suspension. In: VEHICLE POWER AND PROPULSION CONFERENCE, 2008, Harbin. **Proceedings...** New York: IEEE, 2008. p. 1-6.

WANG, J. et al. Design of a linear permanent magnet motor for active vehicle suspension. In: INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE, 2009, Miami. **Proceedings...**-New York: IEEE, 2009. p. 585-591.

WANG, J. et al. Design and Control of a Linear Electromagnetic Actuator for Active Vehicle Suspension. In: MEYER, G.; VALLDORF, J. (Eds.). **Advanced Microsystems for Automotive Applications 2010: Smart Systems for Green Cars and Safe Mobility**. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2010. p. 311–323.

WANG, J.; HOWE, D. Design Optimization of Radially Magnetized, Iron-Cored, Tubular Permanent-Magnet Machines and Drive Systems. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 40, n. 5, p. 3262–3277, Sept. 2004.

WANG, J.; HOWE, D. Tubular Modular Permanent-Magnet Machines Equipped With Quasi-Halbach Magnetized Magnets — Part I : Magnetic Field Distribution, EMF, and Thrust Force. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 41, n. 9, p. 2470–2478, 2005a.

WANG, J.; HOWE, D. Tubular modular permanent-magnet machines equipped with quasi-Halbach magnetized magnets-part I: magnetic field distribution, EMF, and thrust force. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 41, n. 9, p. 2470–2478, Sept. 2005b.

WANG, J.; HOWE, D. Tubular modular permanent-magnet machines equipped with quasi-Halbach magnetized magnets-part II: armature reaction and design optimization. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 41, n. 9, p. 2479–2489, Sept. 2005c.

WANG, J.; JEWELL, G. W.; HOWE, D. A general framework for the analysis and design of tubular linear permanent magnet machines. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 35, n. 3, p. 1986–2000, May 1999.

WANG, J.; WANG, W. Testing and experimental characterization of a linear permanent magnet actuator for active vehicle suspension In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS, 2011, Beijing. **Proceedings...** New York: IEEE, 2011. p. 1-7.

WANG, J.; WANG, W.; ATALLAH, K. A Linear Permanent-Magnet Motor for Active Vehicle Suspension. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, New York, v. 60, n. 1, p. 55–63, Jan. 2011.

WEEKS, D. A. et al. The Design of an Electromagnetic Linear Actuator for an Active Suspension. **SAE Technical Paper**, Washington, v. 1999, n. 724, p. 1–13, Mar. 1999.

WEG SA. **Manual Servomotor SWA**. Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-servoconversor-sca06-50022905-catalogo-portugues-br.pdf>>. Acesso em: 10 May 2014.

XU, J.; FEI, J. Neural network predictive control of vehicle suspension. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INFORMATION SCIENCE AND

ENGINEERING, 2., 2010, Hangzhou. **Proceedings...** New York: IEEE, 2010. p. 1319-1322.

XUE, X. D. et al. Study of art of automotive active suspensions. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS SYSTEMS AND APPLICATIONS, 4., 2011, Hong Kong. **Proceedings...** New York: IEEE, 2011. p. 1-7.

XUE, X. D. et al. Investigation on parameters of automotive electromagnetic active suspensions. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS SYSTEMS AND APPLICATIONS, 4., 2011, Hong Kong. **Proceedings...** New York: IEEE, 2011. p. 1-5.

YAGIZ, N. et al. Sliding modes control of active suspensions. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INTELLIGENT CONTROL, 12., 1997, Istanbul. **Proceedings...** New York: IEEE, 1997. p. 349-353.

YAMASHITA, M. et al. Application of H_{∞} control to active suspension systems. **Automatica**, Tarrytown, v. 30, n. 11, p. 1717–1729, Nov. 1994.

YAN, L. et al. Magnetic field modeling of linear machines with double-layered Halbach arrays. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON FLUID POWER AND MECHATRONICS, 2011, Beijing. **Proceedings...** New York: IEEE, 2011. p. 1-6.

YAN, L. et al. Magnetic Field of Tubular Linear Machines with Dual Halbach Array. **Progress in Electromagnetics Research**, Champaign, v. 136, p. 283–299, 2013a.

YAN, L. et al. Force formulation of tubular linear machines with dual Halbach array. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2013, Taipei. **Proceedings...** New York: IEEE, 2013b. p. 1-6.

YAN, L. et al. A tubular linear machine with dual Halbach array. **Engineering Computations**, Bingley, v. 31, n. 2, p. 177–200, 2014a.

YAN, L. et al. Armature Reaction Field and Inductance of Coreless Moving-Coil Tubular Linear Machine. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 61, n. 12, p. 6956–6965, Dec. 2014b.

YU, B. et al. Thermal Analysis of a Novel Cylindrical Transverse-Flux Permanent-Magnet Linear Machine. **Energies**, Basel, v. 8, n. 8, p. 7874–7896, 30 July 2015.

ZHANG, Y. et al. Experimental verification of energy-regenerative feasibility for an automotive electrical suspension system. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON VEHICULAR ELECTRONICS AND SAFETY, 2007, Beijing. **Proceedings...** New York: IEEE, 2007. p. 1-5.

ZHANG, Z. et al. Direct Instantaneous Force Control With Improved Efficiency for Four-Quadrant Operation of Linear Switched Reluctance Actuator in Active Suspension System. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, New York, v. 61, n. 4, p. 1567–1576, May 2012.

ZHOU, H. et al. Remedial operation of five-phase tubular fault-tolerant linear PM actuator for active electromagnetic suspension In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS (ICEMS), 17., 2014, Hangzhou. **Proceedings...** New York: IEEE, 2014. p. 1562-1565.

ANEXO - CARACTERÍSTICAS MAGNÉTICAS DO AÇO 1010

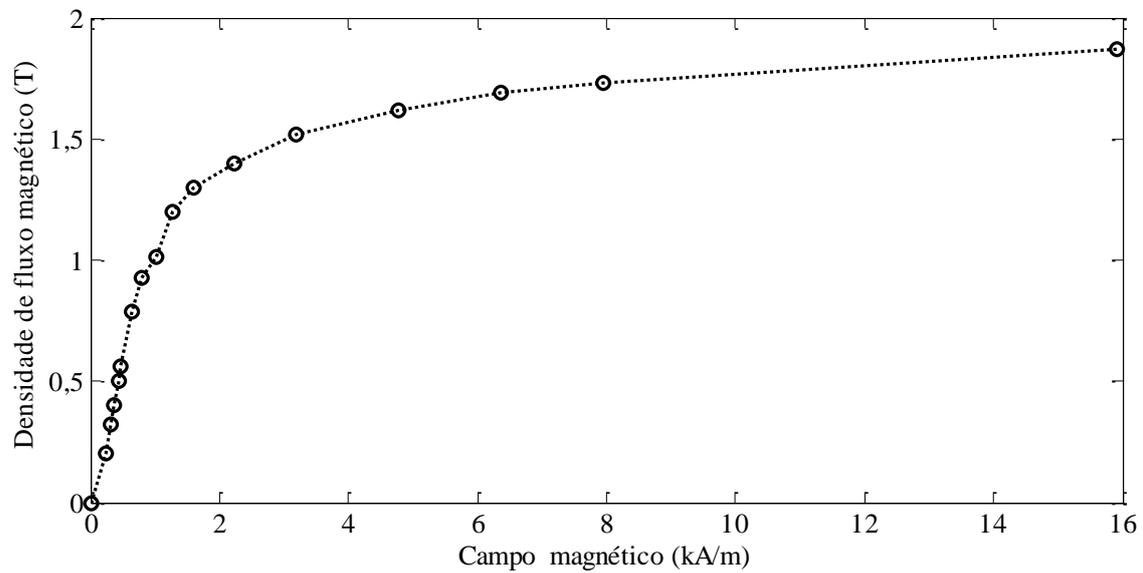
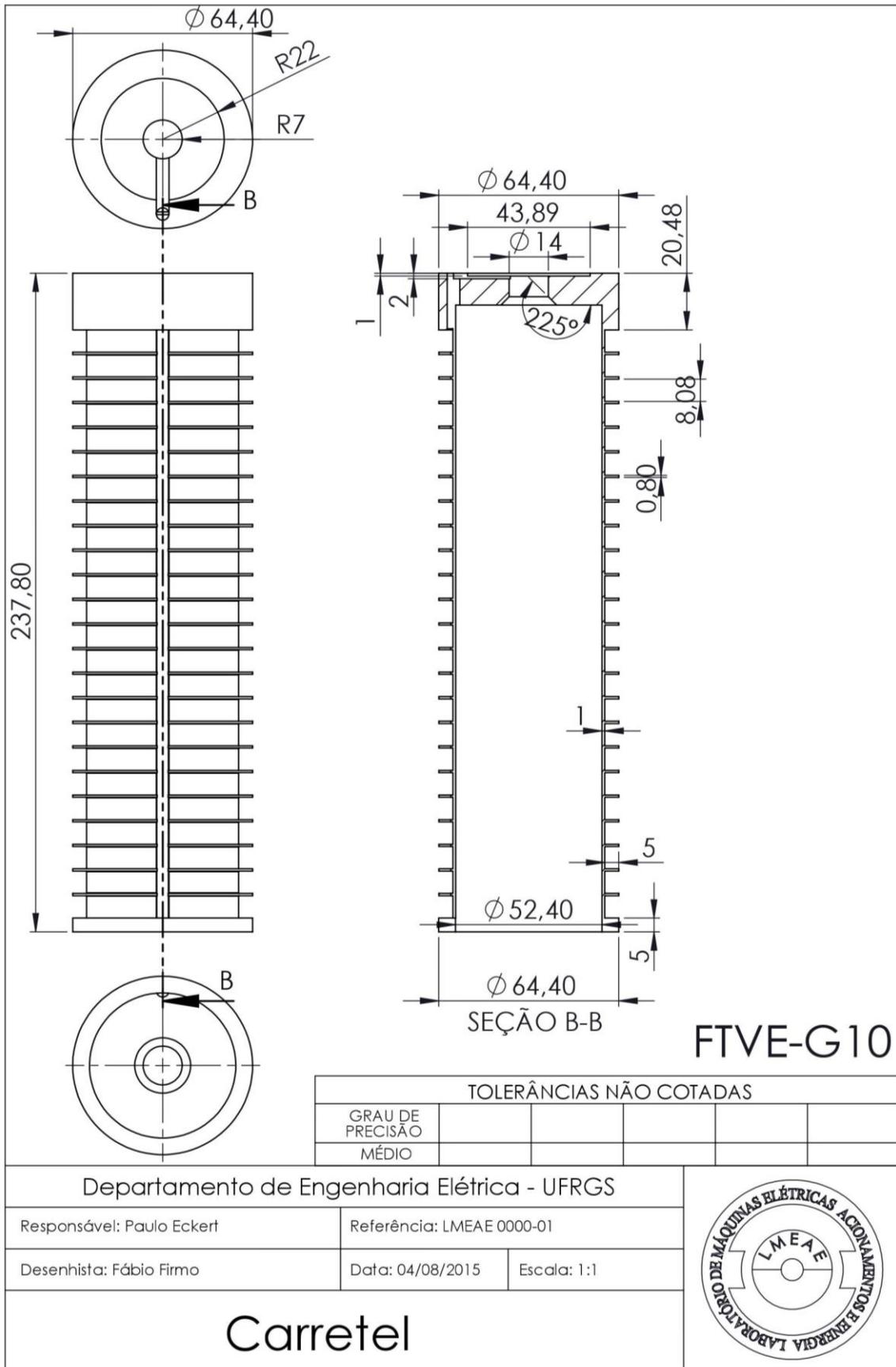


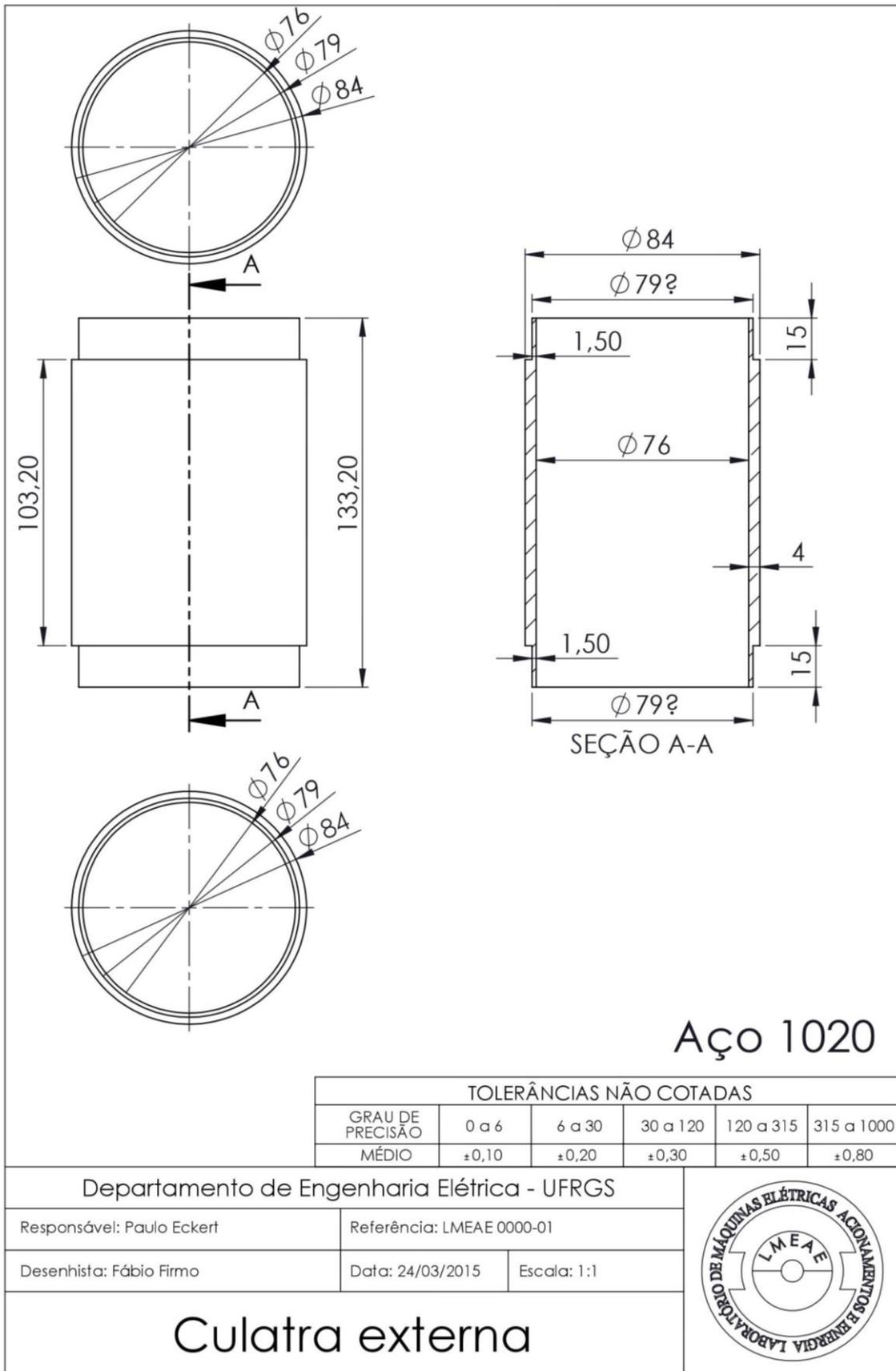
Figura A - Curva de magnetização inicial do aço 1010. Adaptado de (ANSYS INC., 2015).

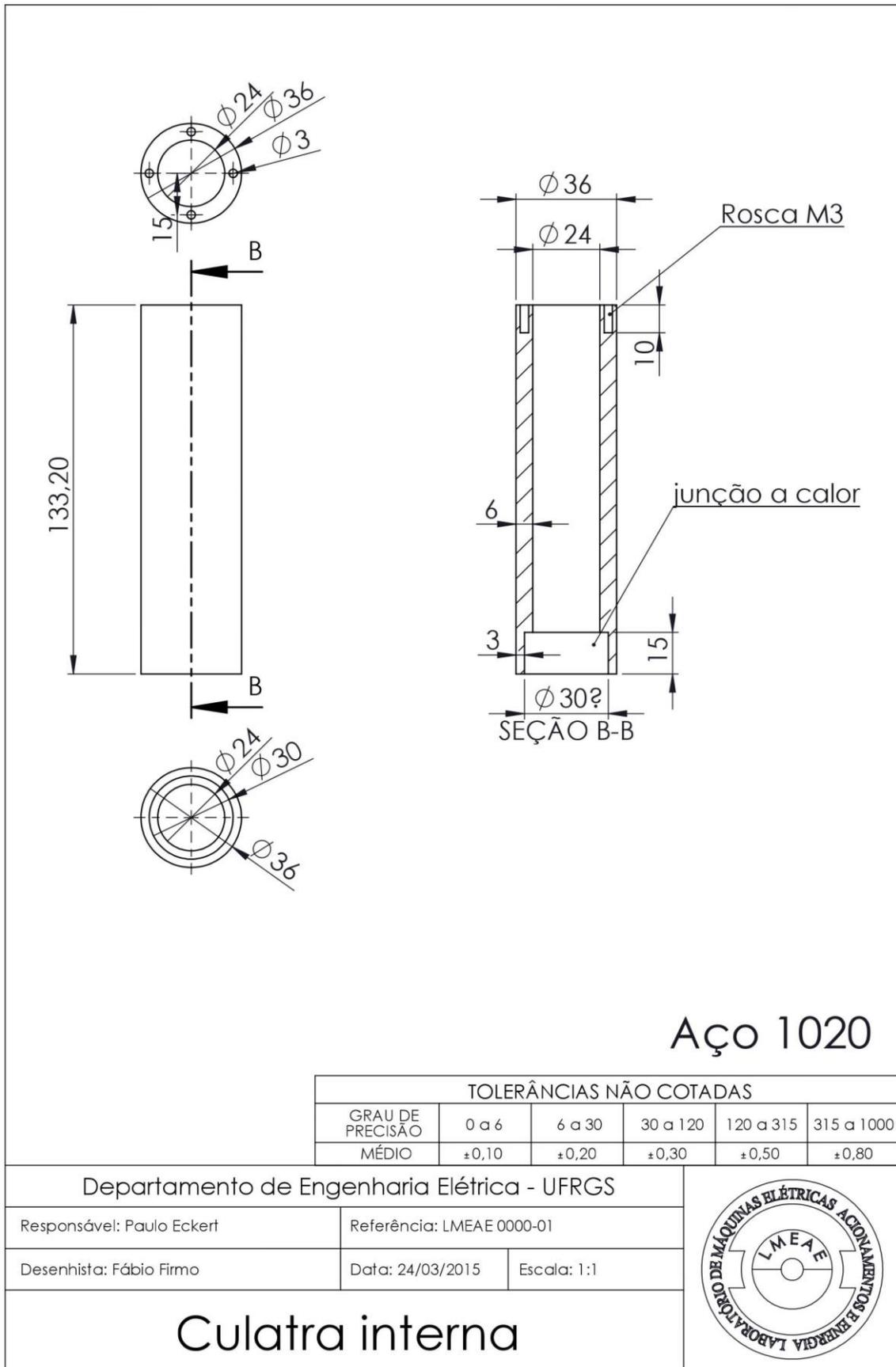
Tabela A - Dados da densidade de fluxo magnético B versus campo magnético H para compor a curva de magnetização inicial do aço 1010. Adaptado de (ANSYS INC., 2015).

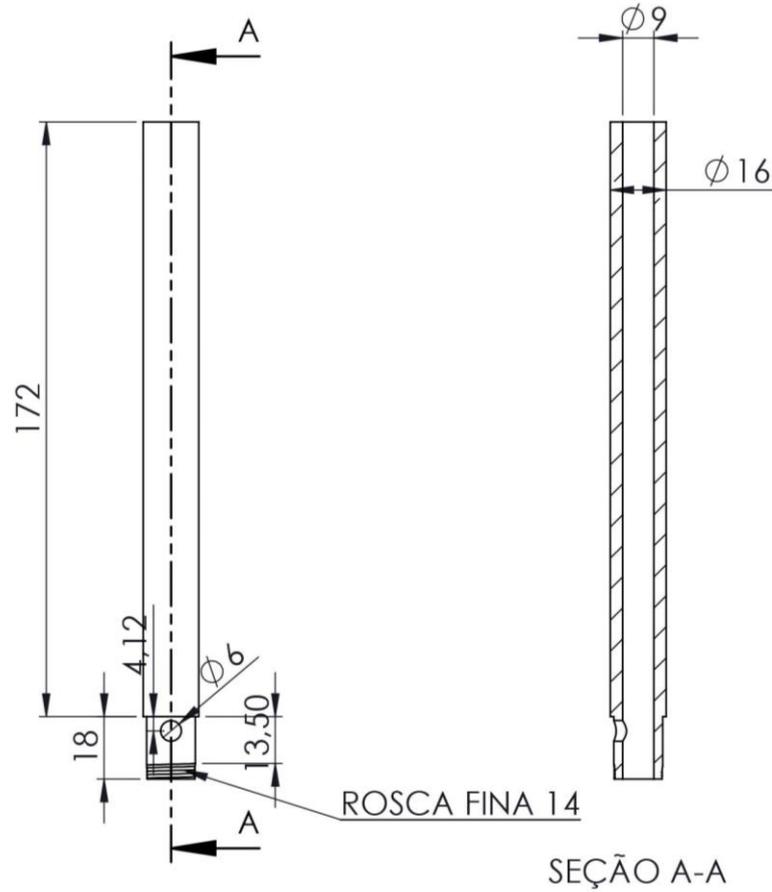
B (T)	0	0,20	0,32	0,40	0,50	0,56	0,79	0,93	1,01	1,20	1,30	1,40	1,52	1,62	1,69	1,73	1,87
H (kA/m)	0	0,24	0,32	0,36	0,44	0,48	0,64	0,80	1,01	1,27	1,59	2,23	3,18	4,77	6,37	7,95	15,9

APÊNDICE - DESENHOS MECÂNICOS DAS PEÇAS QUE CONSTITUEM O
ATUADOR









Aço inoxidável

TOLERÂNCIAS NÃO COTADAS					
GRAU DE PRECISÃO	0 a 6	6 a 30	30 a 120	120 a 315	315 a 1000
MÉDIO	$\pm 0,10$	$\pm 0,20$	$\pm 0,30$	$\pm 0,50$	$\pm 0,80$

Departamento de Engenharia Elétrica - UFRGS

Responsável: Paulo Eckert

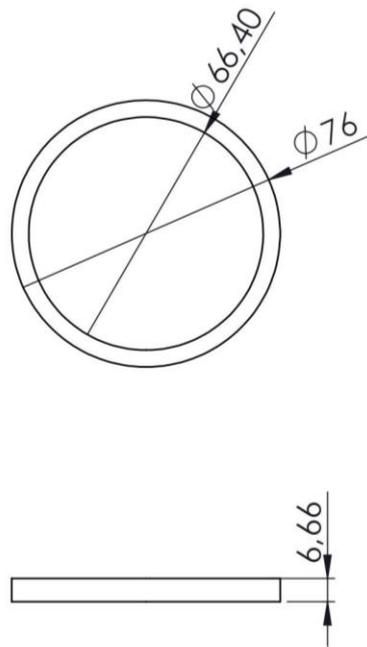
Referência: LMEAE 0000-01

Desenhista: Fábio Firmo

Data: 24/03/2015

Eixo





TOLERÂNCIAS NÃO COTADAS					
GRAU DE PRECISÃO	0 a 6	6 a 30	30 a 120	120 a 315	315 a 1000
MÉDIO	±0,10	±0,20	±0,30	±0,50	±0,80

Departamento de Engenharia Elétrica - UFRGS

Responsável: Paulo Eckert

Referência: LMEAE 0000-01

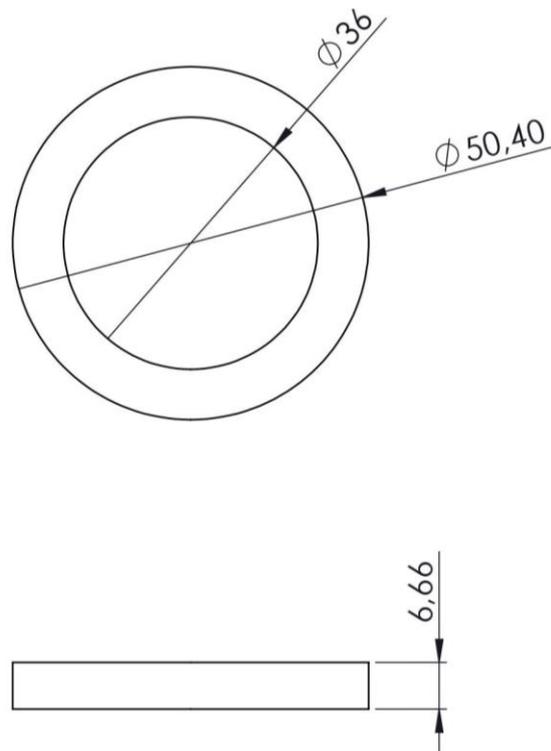
Desenhista: Fábio Firmo

Data: 24/03/2015

Escala: 1:1



Ímã axial externo



TOLERÂNCIAS NÃO COTADAS					
GRAU DE PRECISÃO	0 a 6	6 a 30	30 a 120	120 a 315	315 a 1000
MÉDIO	$\pm 0,10$	$\pm 0,20$	$\pm 0,30$	$\pm 0,50$	$\pm 0,80$

Departamento de Engenharia Elétrica - UFRGS

Responsável: Paulo Eckert

Referência: LMEAE 0000-01

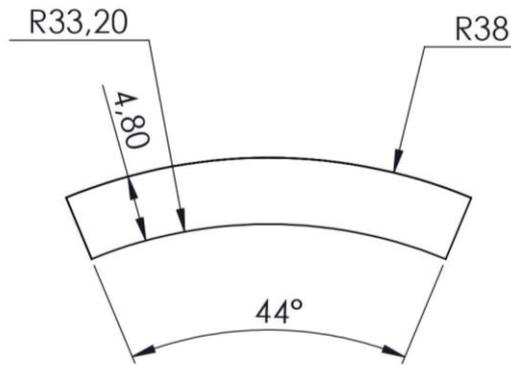
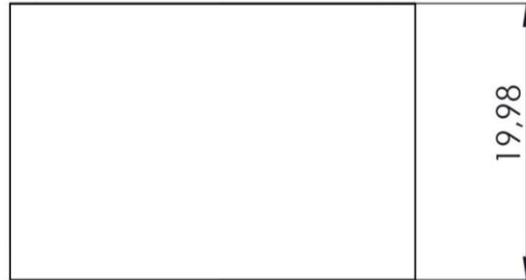
Desenhista: Fábio Firmo

Data: 24/03/2015

Escala: 1:1

Ímã axial interno





TOLERÂNCIAS NÃO COTADAS					
GRAU DE PRECISÃO	0 a 6	6 a 30	30 a 120	120 a 315	315 a 1000
MÉDIO	±0,10	±0,20	±0,30	±0,50	±0,80

Departamento de Engenharia Elétrica - UFRGS

Responsável: Paulo Eckert

Referência: LMEAE 0000-01

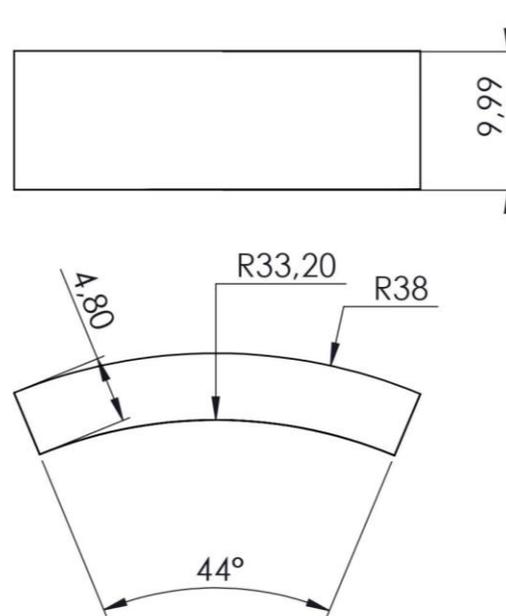
Desenhista: Fábio Firmo

Data: 24/03/2015

Escala: 1:1

Ímã radial externo central





TOLERÂNCIAS NÃO COTADAS					
GRAU DE PRECISÃO	0 a 6	6 a 30	30 a 120	120 a 315	315 a 1000
MÉDIO	±0,10	±0,20	±0,30	±0,50	±0,80

Departamento de Engenharia Elétrica - UFRGS

Responsável: Paulo Eckert

Referência: LMEAE 0000-01

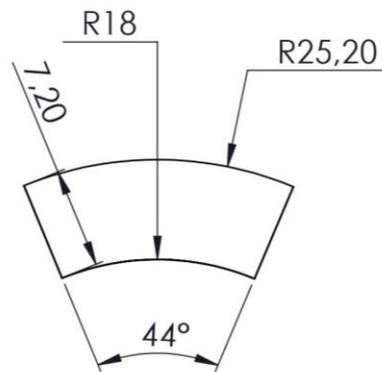
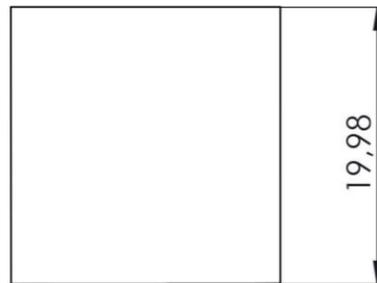
Desenhista: Fábio Firmo

Data: 24/03/2015

Escala: 1:1

Ímã radial externo extremo





TOLERÂNCIAS NÃO COTADAS					
GRAU DE PRECISÃO	0 a 6	6 a 30	30 a 120	120 a 315	315 a 1000
MÉDIO	±0,10	±0,20	±0,30	±0,50	±0,80

Departamento de Engenharia Elétrica - UFRGS

Responsável: Paulo Eckert

Referência: LMEAE 0000-01

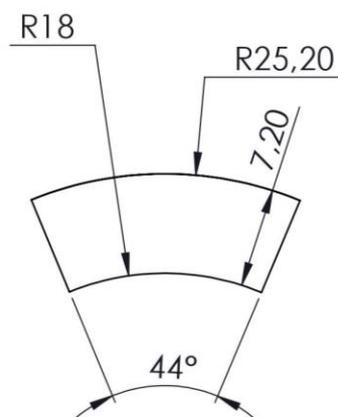
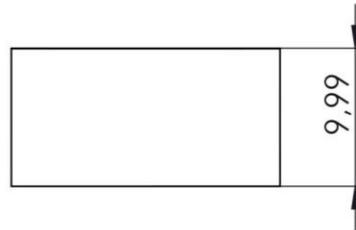
Desenhista: Fábio Firmo

Data: 24/03/2015

Escala: 1:1

Ímã radial interno central





TOLERÂNCIAS NÃO COTADAS					
GRAU DE PRECISÃO	0 a 6	6 a 30	30 a 120	120 a 315	315 a 1000
MÉDIO	±0,10	±0,20	±0,30	±0,50	±0,80

Departamento de Engenharia Elétrica - UFRGS

Responsável: Paulo Eckert

Referência: LMEAE 0000-01

Desenhista: Fábio Firmo

Data: 24/03/2015

Escala: 1:1

Ímã radial interno extremo



