

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

BEN HUR BANDEIRA BOFF

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM
ATUADOR ELETROMAGNÉTICO
LINEAR TUBULAR PARA APLICAÇÃO
EM SUSPENSÃO ATIVA**

Porto Alegre
2023

BEN HUR BANDEIRA BOFF

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM
ATUADOR ELETROMAGNÉTICO
LINEAR TUBULAR PARA APLICAÇÃO
EM SUSPENSÃO 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

ORIENTADOR: Prof. Dr. Paulo Roberto Eckert

CO-ORIENTADOR: Prof. Dr. Jeferson Vieira Flores

Porto Alegre
2023

BEN HUR BANDEIRA BOFF

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM
ATUADOR ELETROMAGNÉTICO
LINEAR TUBULAR PARA APLICAÇÃO
EM SUSPENSÃO 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. Paulo Roberto Eckert, PPGEE - UFRGS
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul –
Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Renato Carlson, PPGEEL - UFSC
Doutor pela Université Toulouse III - Paul Sabatier – Toulouse, França

Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira, PPGEE - UFSM
Doutor pela Universidade Federal de Santa Maria – Santa Maria, Brasil

Prof. Dr. Aurelio Tergolina Salton, PPGEE - UFRGS
Doutor pela University of Newcastle – Newcastle, Austrália

Coordenador do PPGEE: _____
Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner

Porto Alegre, maio de 2023.

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, Celso e Lúcia, pelo apoio incondicional durante toda a minha jornada acadêmica.

À Márcia, pelo seu amor e apoio constante, e por sempre acreditar em mim.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, Paulo, pela sua orientação desde o mestrado, cujo convívio ao longo do tempo se tornou em amizade, e pelos conselhos sempre precisos e valiosos que foram essenciais para o sucesso dos trabalhos que desenvolvemos ao longo dos anos.

Ao meu coorientador, Jeferson, pela sua orientação, paciência e exemplo pessoal de organização e disciplina, que contribuíram significativamente para minha evolução pessoal e acadêmica.

Aos bolsistas de iniciação científica, Eduardo, Porto e Lucas, que fizeram parte desta jornada, pelo auxílio na parte operacional e experimental.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFRGS, PPGEE, pela oportunidade de desenvolver meus estudos e pesquisas.

Ao CNPq pela provisão da bolsa de doutorado.

*“Não há lugar para a sabedoria onde
não há paciência.”*

(Santo Agostinho)

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de procedimentos para modelagem dinâmica e controle de um atuador eletromagnético linear tubular para aplicação em sistemas de suspensão ativa. A suspensão ativa é um conceito de suspensão que utiliza um elemento ativo para inserir força no sistema e atenuar as vibrações indesejadas entre duas partes móveis. A modelagem dinâmica do atuador é desenvolvida, os parâmetros da máquina necessários neste modelo são obtidos, e a descrição é feita no espaço de estados com realimentação linearizante. Um ambiente de cossimulação entre modelo de elementos finitos, parte mecânica e acionamento, é criado para auxiliar na validação do modelo dinâmico. Este modelo também é validado em malha aberta através de ensaios experimentais que permitem avaliar o comportamento dinâmico do atuador quando submetido a diferentes referências de tensão elétrica. Partindo deste modelo, o controle de posição do atuador é desenvolvido para seguimento ou rejeição de sinais periódicos considerando variações harmônicas e componente CC, operando com e sem carga. Para alcançar este objetivo uma estratégia *multi-loop* é desenvolvida com controladores Proporcional-Integral e Proporcional-Integral-Ressonante, baseada na estratégia de controle por orientação de campo. Os parâmetros de sintonia do controlador são projetados a partir da solução de um problema de otimização com restrições na forma de desigualdades matriciais lineares. Após isso, um aparato experimental que caracteriza uma plataforma de suspensão para representar vibrações e um sistema com massa-mola-amortecedor é modelado e caracterizado em função da sua resposta em frequência para representar perfis normatizados de rodovias e outros sinais periódicos. O atuador eletromagnético linear, inserido neste aparato, forma um sistema de suspensão ativa. O controle do atuador no sistema de suspensão é realizado baseado na estratégia *skyhook*, alocação de polos e minimização da norma \mathcal{H}_∞ . Os resultados mostram que o atuador linear é capaz de atuar num sistema de suspensão ativa, garantindo seguimento da pista ou melhorando significativamente o conforto dos passageiros através da redução de aceleração na massa suspensa.

Palavras-chave: Atuador eletromagnético, Controle de posição, Desigualdades matriciais lineares, Modelagem dinâmica, Suspensão ativa.

ABSTRACT

This work presents the development of procedures for dynamic modeling and control of a linear tubular electromagnetic actuator for application in active suspension systems. Active suspension is a concept of suspension that uses an active element to insert force into the system and reduces undesirable vibrations between two moving parts. The dynamic modeling of the actuator is developed, the machine parameters necessary for this model are obtained, and the state-space description is made using feedback linearization. A co-simulation environment between the finite element model, mechanical part, and drive is created to improve the validation process of the dynamic model. This model is also validated in open-loop through experimental tests that allow the evaluation of the dynamic behavior of the actuator when subjected to different excitation voltages. Based on this model, the actuator position control is developed for tracking or rejecting periodic signals considering harmonic content and DC component, operating with load and no load. To achieve this goal, a multi-loop strategy is developed with Proportional-Integral and Proportional-Integral-Resonant controllers, based on the field-oriented control strategy. The controller tuning parameters are designed from the solution of an optimization problem with constraints in the form of linear matrix inequalities. After that, an experimental apparatus featuring a suspension platform to represent vibrations and a mass-spring-damper system is modeled and characterized in terms of its frequency response to represent normalized road profiles and other periodic signals. The linear electromagnetic actuator, placed into this apparatus, creates an active suspension system. The actuator control in the suspension system is performed based on the skyhook strategy, pole allocation, and minimization of the \mathcal{H}_∞ norm. The results show that the linear actuator can operate to ensure tracking of references, or significantly improve passenger comfort by isolating the sprung mass of vibrations.

Keywords: Active suspension, Dynamic modeling, Electromagnetic actuator, Linear matrix inequalities, Position control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 –	Diagrama representativo da divisão da tese em etapas.	27
Figura 2 –	Sistemas de suspensão (a) passiva, (b) semiativa e (c) ativa.	30
Figura 3 –	Suspensão ativa hidráulica da fabricante <i>Clearmotion</i>	32
Figura 4 –	Suspensão ativa hidráulica da fabricante <i>Mercedes-Benz</i>	33
Figura 5 –	Suspensão ativa pneumática da fabricante <i>Vibracoustic</i>	34
Figura 6 –	Protótipo de suspensão ativa eletromagnética testada em um veículo da fabricante <i>BMW</i>	35
Figura 7 –	Topologias de atuadores eletromagnéticos aplicados em sistemas de suspensão ativa.	37
Figura 8 –	Protótipo de atuador eletromagnético com motor CC rotativo e fuso. .	37
Figura 9 –	Vista da seção transversal de um motor linear CC sem escovas.	38
Figura 10 –	Aparato experimental para teste de suspensão ativa veicular, aplicando um atuador linear de relutância.	39
Figura 11 –	Vista longitudinal da estrutura de um motor linear de relutância. . . .	39
Figura 12 –	Atuador síncrono de ímãs permanentes com ranhuras e bobina móvel.	40
Figura 13 –	Atuador síncrono de ímãs permanentes sem ranhuras e bobina fixa. .	41
Figura 14 –	Atuador síncrono de ímãs permanentes com arranjo quase-Halbach. .	41
Figura 15 –	Vista da seção de um atuador tubular síncrono de ímãs permanentes com duplo arranjo quase-Halbach.	42
Figura 16 –	Diagrama ilustrativo do processo de transformação de coordenadas trifásicas (<i>abc</i>) para coordenadas síncronas (<i>dq</i>), baseado nas transformadas de Clarke e Park.	45
Figura 17 –	Diagrama das possibilidades de cossimulação envolvendo MATLAB e o conjunto de módulos do <i>software</i> ANSYS.	48
Figura 18 –	Diagrama das classificações de controle disponíveis para suspensão ativa.	51
Figura 19 –	Curva representando o objetivo do sistema de suspensão de acordo com a variação do amortecimento de vibrações.	56
Figura 20 –	Tipos de sinais de entrada (perturbação) típicos em sistemas de suspensão.	56
Figura 21 –	Interface gráfica do programa de caracterização de rodovias contendo a (a) sinal de amplitude da rodovia analisada no domínio espacial, (b) sua função PSD e (c) suavização, e (d) sua caracterização de acordo com a norma ISO 8608.	57
Figura 22 –	Vista tridimensional isométrica em corte da estrutura eletromagnética do atuador linear tubular de bobina móvel com duplo arranjo de Halbach.	64

Figura 23 – Conexão das bobinas da armadura do atuador no (a) diagrama elétrico e (b) vista bidimensional axissimétrica indicando a disposição geométrica de cada uma das bobinas.	66
Figura 24 – Vista bidimensional axissimétrica do atuador, indicando a (a) posição inicial do deslocamento e (b) posição final do deslocamento.	66
Figura 25 – Vista tridimensional do atuador eletromagnético linear tubular com duplo arranjo de Halbach, ilustrando sua composição mecânica estrutural.	67
Figura 26 – Vista bidimensional axissimétrica do atuador linear tubular com duplo arranjo de quase-Halbach na posição de eixo em quadratura, mostrando as linhas principais de fluxo das fases A e B quando essas bobinas estão excitadas, e as linhas de fluxo magnético produzidas pelos arranjos de ímãs.	68
Figura 27 – Vista bidimensional axissimétrica do modelo em elementos finitos da estrutura eletromagnética do atuador, com a parte móvel na posição central. Os materiais considerados no modelo são indicados.	72
Figura 28 – Resultados numéricos de tensão induzida nas fases A, B e C quando o atuador é submetido a uma velocidade mecânica de 1 m/s.	75
Figura 29 – Resultados numéricos (Num) e experimentais (Exp) para a componente radial de densidade de fluxo magnético $B_r(z)$ em função da posição axial, no meio do entreferro.	76
Figura 30 – Resultados numéricos (Num) e experimentais (Exp) de força axial F_{AB} em função da posição axial, com excitação entre duas fases (A e B) enquanto a terceira (C) está aberta.	77
Figura 31 – Diagrama de cossimulação: acionamento elétrico, modelo eletromagnético e parâmetros mecânicos.	79
Figura 32 – Circuito de acionamento do motor utilizando inversor fonte de tensão trifásico com modulação SPWM.	80
Figura 33 – Resultados numéricos de i_q para FTC e VSI em malha aberta para $v_q = 10$	81
Figura 34 – Diagrama experimental das (a) conexões do acionamento e instrumentação e (b) bancada experimental desenvolvida para execução dos testes experimentais no protótipo.	82
Figura 35 – Resultados analíticos, numéricos e experimentais para (a) corrente de eixo direto e (b) quadratura, (c) velocidade, e (d) posição para $v_d = 0$, e $v_q = 10$ V, em um tempo de teste de 0,15 s.	84
Figura 36 – Resultados analíticos, numéricos e experimentais para (a) corrente de eixo direto e (b) quadratura, (c) velocidade, e (d) posição para $v_d = 0$ e $v_q = 5 \cdot \text{sen}(2\pi 10t) + 5$ V, em um tempo de teste de 0,35 s.	85
Figura 37 – Resultados analíticos, numéricos e experimentais para (a) corrente de eixo direto e (b) quadratura, (c) velocidade, e (d) posição para $v_d = 0$ e v_q uma onda triangular de 0 a 10 V com 10 Hz, em um tempo de teste de 0,35 s.	86
Figura 38 – Estrutura de controle proposta.	94
Figura 39 – Diagrama de blocos de um sistema genérico em malha fechada com realimentação unitária.	95
Figura 40 – Região do plano complexo que satisfaz as condições do posicionamento de polos (D-estabilidade).	100

Figura 41 – Diagrama experimental das (a) conexões do acionamento e instrumentação, (b) protótipo do atuador tubular linear colocado na bancada de testes para validação experimental, e (c) configuração da força de carga.	102
Figura 42 – Ambiente de simulação desenvolvido em MATLAB/Simulink.	103
Figura 43 – Resultados experimentais de (a) posição do atuador, (b) erro de seguimento de posição, tensões (c) e correntes (d) de eixo-direto e em quadratura, para o caso 1.	107
Figura 44 – Resultados experimentais de (a) posição do atuador, (b) erro de seguimento de posição, tensões (c) e correntes (d) de eixo-direto e em quadratura, para o caso 2.	108
Figura 45 – Resultados experimentais de (a) posição do atuador, (b) erro de seguimento de posição, tensões (c) e correntes (d) de eixo-direto e em quadratura, para o caso 3.	109
Figura 46 – Resultados experimentais de (a) posição do atuador, (b) erro de seguimento de posição, tensões (c) e correntes (d) de eixo-direto e em quadratura, para o caso 4.	110
Figura 47 – Resultados experimentais de (a) posição do atuador, (b) erro de seguimento de posição, tensões (c) e correntes (d) de eixo-direto e em quadratura, para o caso 5.	111
Figura 48 – Plataforma de suspensão com o atuador inserido.	115
Figura 49 – Modelo da plataforma de suspensão ativa com um grau de liberdade.	117
Figura 50 – Diagrama de corpo livre da massa suspensa contida no modelo considerando a plataforma de suspensão com um grau de liberdade.	117
Figura 51 – Vista frontal do atuador colocado na plataforma de suspensão ativa: completa, em corte e com a massa suspensa destacada.	120
Figura 52 – Validação experimental do sistema dinâmico da bancada em relação ao modelo numérico obtido para uma entrada do tipo degrau.	121
Figura 53 – Validação experimental do sistema dinâmico da bancada em relação ao modelo numérico obtido para uma entrada do tipo senoidal.	121
Figura 54 – Diagrama de blocos do processo de ensaios da suspensão ativa.	122
Figura 55 – Aparato experimental para ensaios da suspensão ativa.	123
Figura 56 – Resultados experimentais de seguimento da referência de posição da base inferior da plataforma em função do tempo para as entradas de rodovias (ISO 8608) do tipo (a) A–100 km/h, (b) B–80 km/h, (c) B–60 km/h, (d) C–30 km/h e (e) D (20 km/h).	127
Figura 57 – Resposta em frequência da (a) referência e (b) resposta da base inferior da plataforma de suspensão para uma rodovia (ISO 8608) do tipo A (100 km/h).	128
Figura 58 – Resposta em frequência da (a) referência e (b) resposta da base inferior da plataforma de suspensão para uma rodovia (ISO 8608) do tipo B (80 km/h).	128
Figura 59 – Resposta em frequência da (a) referência e (b) resposta da base inferior da plataforma de suspensão para uma rodovia (ISO 8608) do tipo B (60 km/h).	129
Figura 60 – Resposta em frequência da (a) referência e (b) resposta da base inferior da plataforma de suspensão para uma rodovia (ISO 8608) do tipo C (30 km/h).	129

Figura 61 – Resposta em frequência da (a) referência e (b) resposta da base inferior da plataforma de suspensão para uma rodovia (ISO 8608) do tipo D (20 km/h).	130
Figura 62 – Diagrama com a representação do sistema contemplando o modelo dinâmico do atuador e do sistema de suspensão.	132
Figura 63 – Diagrama dos tipos de controladores ensaiados no sistema de suspensão ativa.	134
Figura 64 – Diagrama do sistema de suspensão ativa utilizando controlador do tipo <i>skyhook</i> e PI.	136
Figura 65 – Diagrama do sistema de suspensão ativa utilizando controlador com ganhos calculados através de LMIs.	138
Figura 66 – Resultados experimentais do ensaio de transmissibilidade de (a) deslocamento, (b) aceleração e (c) velocidade para todos os controles ativos, em função da razão da frequência de ressonância do sistema.	141
Figura 67 – Resposta de amplitude da base superior (massa suspensa) considerando o controle $MHinf_2$ para uma excitação periódica senoidal na base inferior com 100 % de amplitude.	142
Figura 68 – Resultados experimentais do ensaio de transmissibilidade avaliando a (a) deflexão máxima da suspensão e o (b) valor eficaz de aceleração da massa suspensa para todos os controles ativos, em função da razão da frequência de ressonância do sistema.	143
Figura 69 – Resultados experimentais com excitação senoidal avaliando parâmetros elétricos do atuador como tensão eficaz e máxima, e corrente eficaz e máxima para todos os controles ativos, em função da razão da frequência de ressonância do sistema.	144
Figura 70 – Análise de deslocamento do acionamento MH2 em função da frequência para uma rodovia (a) A–100 km/h, (b) B–80 km/h, (c) B–60 km/h e (d) C–30 km/h.	146
Figura 71 – Análise de deslocamento do acionamento CP2 em função da frequência para uma rodovia (a) A–100 km/h, (b) B–80 km/h, (c) B–60 km/h e (d) C–30 km/h.	147
Figura 72 – Análise de aceleração do acionamento MH2 em função da frequência para uma rodovia (a) A–100 km/h, (b) B–80 km/h, (c) B–60 km/h e (d) C–30 km/h.	148
Figura 73 – Análise de deslocamento do acionamento CP2 em função da frequência para uma rodovia (a) A–100 km/h, (b) B–80 km/h, (c) B–60 km/h e (d) C–30 km/h.	149
Figura 74 – Análise comparativa de deslocamento do modo passivo aberto (PA) e acionamentos MH2 e CP2 em função da frequência.	152
Figura 75 – Análise comparativa de aceleração do modo passivo aberto (PA) e acionamentos MH2 e CP2 em função da frequência.	153

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 –	Comparativo de topologias de suspensão.	35
Tabela 2 –	Topologias de atuadores eletromagnéticos para suspensão ativa em relação às características desejáveis de um sistema de suspensão. . . .	43
Tabela 3 –	Características do atuador utilizado.	65
Tabela 4 –	Parâmetros do atuador utilizados na modelagem.	78
Tabela 5 –	Análise da raiz quadrada do erro médio.	88
Tabela 6 –	Estatísticas do erro de seguimento de posição experimental.	106
Tabela 7 –	Parâmetros de entrada definidos e ganhos resultantes dos projetos de controle via LMIs.	139
Tabela 8 –	Resultados experimentais comparativos obtidos nos ensaios de transmissibilidade quando a frequência de excitação é igual a frequência de ressonância ($f/f_{res} = 1$).	151
Tabela 9 –	Resultados experimentais comparativos da magnitude de posição obtidos nos ensaios com rodovias ISO 8608, nos pontos destacados. . .	154
Tabela 10 –	Resultados experimentais comparativos da magnitude de aceleração obtidos nos ensaios com rodovias ISO 8608, nos pontos destacados. .	154

LISTA DE ABREVIATURAS

APE	Erro Percentual Absoluto
AP	Controle por Alocação de Polos
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
BS	<i>British Standard</i>
CA	Corrente Alternada
CBA	Congresso Brasileiro de Automática
CC	Corrente Contínua
CP2	Controle Completo por Alocação de Polos
DFC	<i>Direct Force Control</i> (Controle Direto da Força)
DIFC	<i>Direct Instantaneous Force Control</i> (Controle Direto Instantâneo da Força)
DTC	<i>Direct Torque Control</i> (Controle Direto do Conjugado)
FEM	<i>Finite Element Method</i> (Método dos Elementos Finitos)
FOC	<i>Field Oriented Control</i> (Controle por Orientação de Campo)
FTC	Fonte de Tensão Controlada
GMAp	Grupo de Mecânica Aplicada
Hinf	Controle para Minimização da Norma \mathcal{H}_∞
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
ISO	<i>International Organization for Standardization</i> (Organização Internacional de Normalização)
LDIA	<i>Linear Drives for Industry Applications</i>
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
LMEAE	Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia
LMI	Desigualdades Matriciais Lineares
LPMSM	Máquina Linear Síncrona de Ímãs Permanentes
LQG	Regulador Linear Quadrático Gaussiano
LQR	Regulador Linear Quadrático

MEF	Modelo em Elementos Finitos
MH2	Controle Mecânico \mathcal{H}_∞
MHinf	Controle para Minimização da Norma \mathcal{H}_∞ considerando a dinâmica mecânica
OTAN	Organização do Tratado do Atlântico Norte
PA	Passivo com Circuito Aberto
PC	Passivo com Curto-Circuito
PD	Proporcional-Derivativo
PI-RES	Proporcional-Integral + Ressonante
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PI	Proporcional-Integral
PMI	Princípio do Modelo Interno
PMSM	Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PSD	Densidade Espectral de Potência
PSO	Otimização por Enxame de Partículas
Pinv	Passivo com Tensão do Inversor Próxima de Zero
RMSE	<i>Root Mean Squared Error</i> (Raiz Quadrada do Erro Médio)
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Raiz Média Quadrada)
SBAI	Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente
SPWM	Modulação por Largura de Pulso Senoidal
Sky	<i>Skyhook</i>
UFRGS	Universidade Federal do Rio Grande do Sul
VDI	<i>Verein Deutscher Ingenieure</i> (Associação de Engenheiros Alemães)
VSI	Inversor de Tensão
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_{inf}	Amplitude máxima da base inferior (excitação)
A_{sup}	Amplitude máxima da base superior (massa suspensa)
χ_e	Ângulo elétrico da máquina linear
μ_F	Coefficiente de atrito dos rolamentos
B_v	Coefficiente de atrito viscoso
α	Coefficiente de temperatura do condutor a 20 °C
B_1	Componente fundamental da componente radial da densidade de fluxo magnético
l_2	Comprimento axial do carretel
l_1	Comprimento axial do estator
L	Comprimento da mola em equilíbrio
R_{DR}	Condição de posicionamento do parâmetro γ
R_{CR}	Condição de posicionamento do parâmetro σ
R_{NF}	Condição de posicionamento do parâmetro θ
T_L	Conjugado de carga do motor rotativo
T	Conjugado eletromagnético do motor rotativo
c_s	Constante de amortecimento do amortecedor no sistema de suspensão
k_s	Constante elástica da mola no sistema de suspensão
K_F	Constante entre a força do atuador e corrente de quadratura
i_d	Corrente de eixo direto
i_q	Corrente de eixo em quadratura
D_2	Diâmetro do carretel
D_3	Diâmetro externo do estator
D_1	Diâmetro interno do estator
z_s	Eixo da movimentação da massa suspensa
z_r	Eixo da rodovia ou entrada de perturbação no sistema de suspensão

u_d	Entrada linearizada de tensão de eixo direto
u_q	Entrada linearizada de tensão em quadratura
δ	Entreferro magnético
g	Entreferro mecânico
K_w	Fator de enrolamento
k	Fator de ocupação
λ_d	Fluxo magnético concatenado no eixo direto
λ_q	Fluxo magnético concatenado no eixo em quadratura
λ_{mg}	Fluxo magnético concatenado por polo produzido pelos ímãs
F_B	Força de atrito dos rolamentos
F_R	Força de atrito dos rolamentos lineares
F_L	Força de carga da máquina linear
A_c	Força do atrito de Coulomb
F	Força eletromagnética da máquina linear
F_a	Força eletromagnética produzida pelo atuador
f_{res}	Frequência de ressonância do sistema massa mola
$G(s)$	Função de transferência da planta
$G_{ae}(s)$	Função de transferência da saída de força no atuador eletromagnético para uma entrada de tensão em quadratura
$C(s)$	Função de transferência do controlador
$G_{PIq}(s)$	Função de transferência do controlador PI no laço de i_q
$C(s)$	Função de transferência do controlador PI-RES
$C_R(s)$	Função de transferência do controlador ressonante
$G_w(s)$	Função de transferência do distúrbio na saída do sistema de suspensão
$G_s(s)$	Função de transferência do subsistema de eixo direto
$G_q(s)$	Função de transferência do subsistema de eixo em quadratura
$T_R(s)$	Função de transferência em malha fechada da entrada para saída
$T_{Q_1}(s)$	Função de transferência em malha fechada do distúrbio de entrada para saída
$T_{Q_2}(s)$	Função de transferência em malha fechada do distúrbio de saída para saída
K_a	Ganho de realimentação do sistema aumentado do atuador e controlador PI-RES
\mathbb{K}_A	Ganho de realimentação do sistema aumentado do atuador e sistema de suspensão
c_{sky}	Ganho relativo ao amortecimento do <i>skyhook</i> ativo

K_1	Ganhos de realimentação dos estados da suspensão
K_2	Ganhos de realimentação dos estados do atuador
L_d	Indutância de eixo direto
L_q	Indutância de eixo em quadratura
m	Massa da parte móvel da máquina linear
m_s	Massa suspensa do sistema de suspensão
Q	Matriz auxiliar para cálculo das LMIs
w	Matriz auxiliar para cálculo das LMIs
A_p	Matriz de coeficientes das derivadas dos estados da planta
A_{ae}	Matriz de coeficientes das derivadas dos estados do atuador eletromagnético considerado para a suspensão
A_C	Matriz de coeficientes das derivadas dos estados do controlador PI-RES
A_R	Matriz de coeficientes das derivadas dos estados do controlador ressonante
A_a	Matriz de coeficientes das derivadas dos estados do sistema aumentado do atuador e controlador PI-RES
\mathbb{A}_A	Matriz de coeficientes das derivadas dos estados do sistema aumentado do atuador e sistema de suspensão
A_s	Matriz de coeficientes das derivadas dos estados do sistema de suspensão
A_d	Matriz de coeficientes das derivadas dos estados do subsistema de eixo direto
A_q	Matriz de coeficientes das derivadas dos estados do subsistema de eixo em quadratura
B_p	Matriz de coeficientes das entradas da planta
B_d	Matriz de coeficientes das entradas de distúrbio da planta
B_{aw}	Matriz de coeficientes das entradas de distúrbio da posição do sistema aumentado do atuador e controlador PI-RES
B_{aw}	Matriz de coeficientes das entradas de distúrbio de força do sistema aumentado do atuador e controlador PI-RES
\mathbb{B}_w	Matriz de coeficientes das entradas de distúrbio de velocidade do sistema aumentado do atuador e sistema de suspensão
\mathbb{D}_w	Matriz de coeficientes das entradas de distúrbio de velocidade para as saídas do sistema aumentado do atuador e sistema de suspensão
B_{dae}	Matriz de coeficientes das entradas de distúrbio do atuador eletromagnético considerado para a suspensão
B_w	Matriz de coeficientes das entradas de distúrbio do sistema de suspensão
B_{wq}	Matriz de coeficientes das entradas de distúrbio do subsistema de eixo em quadratura

D_w	Matriz de coeficientes das entradas de distúrbio para as saídas do sistema de suspensão
B_{ae}	Matriz de coeficientes das entradas do atuador eletromagnético considerado para a suspensão
B_C	Matriz de coeficientes das entradas do controlador PI-RES
B_s	Matriz de coeficientes das entradas do controlador PI-RES
B_R	Matriz de coeficientes das entradas do controlador ressonante
B_a	Matriz de coeficientes das entradas do sistema aumentado do atuador e controlador PI-RES
\mathbb{B}_A	Matriz de coeficientes das entradas do sistema aumentado do atuador e sistema de suspensão
B_d	Matriz de coeficientes das entradas do subsistema de eixo direto
B_q	Matriz de coeficientes das entradas do subsistema de eixo em quadratura
D_C	Matriz de coeficientes das entradas para as saídas do controlador PI-RES
D_R	Matriz de coeficientes das entradas para as saídas do controlador ressonante
D_s	Matriz de coeficientes das entradas para as saídas do sistema de suspensão
C_p	Matriz de coeficientes dos estados para as saídas da planta
C_{ae}	Matriz de coeficientes dos estados para as saídas do atuador eletromagnético considerado para a suspensão
C_C	Matriz de coeficientes dos estados para as saídas do controlador PI-RES
C_R	Matriz de coeficientes dos estados para as saídas do controlador ressonante
C_a	Matriz de coeficientes dos estados para as saídas do sistema aumentado do atuador e controlador PI-RES
\mathbb{C}_A	Matriz de coeficientes dos estados para as saídas do sistema aumentado do atuador e sistema de suspensão
C_s	Matriz de coeficientes dos estados para as saídas do sistema de suspensão
C_q	Matriz de coeficientes dos estados para as saídas do subsistema de eixo em quadratura
S_{dq0}	Matriz de grandezas no sistema de referência síncrono
S_{abc}	Matriz de grandezas no sistema de referência trifásico
Θ_T	Matriz de transformação entre dq e abc
J	Momento de inércia do motor rotativo
N_A	Número de bobinas ativas na máquina linear
N_C	Número de bobinas por fase
q	Número de enrolamentos
m_f	Número de fases

p	Número de par de polos
N_T	Número de voltas por enrolamento
μ_0	Parâmetro de limitação do sinal de controle
η	Parâmetro de minimização da norma \mathcal{H}_∞
σ	Parâmetro de posicionamento à esquerda do plano complexo
θ	Parâmetro de posicionamento do ângulo no plano complexo
γ	Parâmetro de posicionamento do raio no plano complexo
τ_p	Passo polar
z_e	Posição elétrica do estator da máquina linear
x_m	Posição mecânica da máquina linear
R_M	Raio médio das bobinas
F_{sky}	Referência de força produzida pelo <i>skyhook</i> ativo
d	Referência do eixo direto
q	Referência do eixo em quadratura
R	Resistência elétrica por fase
ρ	Resistividade elétrica do condutor
y_p	Saídas da planta
y_C	Saídas do controlador PI-RES
y_R	Saídas do controlador ressonante
y_a	Saídas do sistema aumentado do atuador e controlador PI-RES
y_a	Saídas do sistema aumentado do atuador e sistema de suspensão
y_s	Saídas do sistema de suspensão
y_q	Saídas do subsistema de eixo em quadratura
$R(s)$	Sinal de referência representado no domínio da frequência complexa s
$Y(s)$	Sinal de da saída da planta representado no domínio da frequência complexa s
$Q_1(s)$	Sinal de do distúrbio de entrada representado no domínio da frequência complexa s
$Q_2(s)$	Sinal de do distúrbio de saída representado no domínio da frequência complexa s
$E(s)$	Sinal de do erro de seguimento representado no domínio da frequência complexa s
$U(s)$	Sinal de do sinal de controle representado no domínio da frequência complexa s
dq	Sistema de referência bifásico estacionário (síncrono)

$\alpha\beta$	Sistema de referência bifásico variável
abc	Sistema de referência trifásico variável
T_A	Temperatura do ambiente de operação
v_d	Tensão de eixo direto
v_q	Tensão de eixo em quadratura
T_R	Transmissibilidade (de deslocamento, velocidade ou aceleração)
e_{p1}	Valor de pico da componente fundamental de tensão induzida
F_{ABp}	Valor de pico da força eletromagnética com as fases A e B em quadratura
v_d^*	Variável auxiliar de tensão de eixo direto
v_q^*	Variável auxiliar de tensão de eixo em quadratura
ω_e	Velocidade angular elétrica
v_e	Velocidade angular elétrica da máquina linear
ω_m	Velocidade angular mecânica
v_m	Velocidade mecânica da máquina linear
v_r	Velocidade relativa entre as plataformas
x_p	Vetor de estados da planta
x_{ae}	Vetor de estados do atuador eletromagnético considerado para a suspensão
x_C	Vetor de estados do controlador PI-RES
x_R	Vetor de estados do controlador ressonante
x_a	Vetor de estados do sistema aumentado do atuador e controlador PI-RES
x_A	Vetor de estados do sistema aumentado do atuador e sistema de suspensão
x_s	Vetor de estados do sistema de suspensão
x_d	Vetor de estados do subsistema de eixo direto
x_q	Vetor de estados do subsistema de eixo em quadratura

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	Motivação e Objetivos	24
1.2	Contribuição	26
1.3	Visão Geral	26
2	REVISÃO DA LITERATURA	29
2.1	Sistemas de Suspensão Ativa	29
2.1.1	Conceito de suspensão passiva, semiativa e ativa	29
2.1.2	Topologias de suspensão ativa	32
2.2	Suspensão Ativa com Atuadores Eletromagnéticos Lineares	36
2.3	Controle de Atuadores Eletromagnéticos Lineares	43
2.3.1	Sistema de referência síncrono	44
2.3.2	Modelagem dinâmica de atuadores eletromagnéticos lineares	44
2.3.3	Controle para atuadores eletromagnéticos lineares	48
2.3.4	Controle para suspensão ativa eletromagnética	50
2.4	Avaliação do Desempenho de Suspensões Veiculares	54
2.4.1	Objetivos do sistema de suspensão	54
2.4.2	Modelos de perturbação	55
2.4.3	Vibração, conforto e métricas de avaliação	57
2.5	Conclusões do Capítulo	59
	I Modelagem e Controle do Atuador Eletromagnético Linear	63
3	MODELO DINÂMICO DO ATUADOR	63
3.1	Topologia Utilizada	63
3.2	Modelagem Matemática	65
3.3	Determinação dos Parâmetros do Modelo Dinâmico	71
3.3.1	Passo polar e par de polos	72
3.3.2	Indutâncias síncronas	72
3.3.3	Resistência elétrica	73
3.3.4	Fluxo magnético concatenado pelos ímãs	73
3.3.5	Massa	77
3.3.6	Força de atrito	77
3.4	Ambiente de Cossimulação	78
3.5	Aparato experimental	81
3.6	Resultados e Análises	82

3.6.1	Estudos de caso	83
3.6.2	Discussão	84
3.7	Conclusões do Capítulo	88
4	CONTROLE DO ATUADOR	90
4.1	Modelo no Espaço de Estados	92
4.2	Estrutura e Projeto do Controlador	94
4.2.1	Controlador PI-RES	95
4.2.2	Formulação via realimentação de estados	97
4.2.3	Projeto de controladores baseados em LMIs	99
4.3	Resultados e Análises	101
4.3.1	Aparato experimental	101
4.3.2	Simulação em malha fechada	101
4.3.3	Estudos de caso	103
4.3.4	Parâmetros do controlador	105
4.3.5	Resultados e discussão	105
4.4	Conclusões do Capítulo	112
 II Aplicação do Atuador em um Sistema de Suspensão Ativa		115
5	APARATO EXPERIMENTAL DO SISTEMA DE SUSPENSÃO	115
5.1	Modelagem Dinâmica da Plataforma de Suspensão	116
5.1.1	Modelo dinâmico da plataforma de suspensão	116
5.1.2	Atrito de Coulomb	119
5.2	Instrumentação	122
5.3	Definição dos Cenários de Teste	124
5.4	Validação Dinâmica da Plataforma de Suspensão	125
5.5	Conclusões do Capítulo	128
6	IMPLEMENTAÇÃO DA SUSPENSÃO ATIVA	131
6.1	Controle Baseado em <i>Skyhook</i> Ativo	135
6.2	Realimentação de Estados Completa Baseada em LMIs	136
6.3	Análise Experimental e Resultados	139
6.3.1	Análise de transmissibilidade	139
6.3.2	Análise do desempenho em rodovias	144
6.3.3	Discussão dos resultados	145
6.4	Conclusões do Capítulo	155
7	CONCLUSÃO	157
REFERÊNCIAS		159
APÊNDICE A	MODELO DINÂMICO DA PMSM NA REFERÊNCIA SÍN- CRONA	170
APÊNDICE B	PARÂMETROS ELETROMAGNÉTICOS DO ATUADOR	173
APÊNDICE C	PARÂMETROS MECÂNICOS DO SISTEMA MASSA MOLA	175
APÊNDICE D	DETALHAMENTO DOS BLOCOS	178

1 INTRODUÇÃO

Com o passar do tempo e com avanços tecnológicos, o apelo para o uso de fontes de energia limpa cresce significativamente. Neste contexto, surgem novas topologias e aplicações de máquinas elétricas voltadas para o uso, por exemplo, em veículos elétricos, buscando desempenho, autonomia e eficiência. Nessa gama de novas máquinas é possível identificar o aumento do interesse no estudo e aplicação de atuadores eletromagnéticos lineares em sistemas de suspensão automotiva (ECKERT *et al.*, 2018; MENG *et al.*, 2020; LI *et al.*, 2020; SHI; LIN; LU, 2020; SUN *et al.*, 2021; YANG *et al.*, 2022; DAI *et al.*, 2023). Atuadores surgem para suprir a demanda em aplicações de alto desempenho, como suspensão ativa, ou também o propósito de eficiência energética, como a possibilidade da regeneração de energia a partir do movimento da suspensão. A motivação do uso de atuadores eletromagnéticos nesses dois cenários está ligada ao fato deles apresentarem vantagens em relação a atuadores hidráulicos e pneumáticos. Nestes, o tempo de resposta é maior, a eficiência é inferior e a regeneração de energia é de difícil implementação (GYSEN *et al.*, 2010; SHI; LIN; LU, 2020). Apesar disso, atuadores eletromagnéticos apresentam menor densidade de força e maior custo, logo, o desenvolvimento de novas topologias visa melhorar estes aspectos para incrementar a competitividade de sistemas baseados em nesses dispositivos.

Além do fato da suspensão eletromagnética poder ser utilizada em veículos de passeio ou militares (GYSEN *et al.*, 2009; HAYES *et al.*, 2005), ela pode também ser empregada em diversas outras aplicações referentes à atenuação de vibrações na qual se deseje isolar parte de um sistema. Essas aplicações geralmente buscam atender parâmetros de conforto ou desempenho e podem ser encontradas em articulações e veículos robóticos (CHOI; OH, 2014; ZHONG *et al.*, 2013), trens de alta velocidade (XU; ZHOU, 2011; NGUYEN; NGUYEN, 2015), elevadores (LÓPEZ; PERONDI, 2010), bancos de caminhões ou car-

retas (NING *et al.*, 2018), eliminação de vibração em máquinas de corte (TONOLI *et al.*, 2011) e estruturas prediais como pontes ou prédios (SHEN; ZHU, 2014).

Este trabalho aborda o emprego de atuadores eletromagnéticos lineares em sistemas de suspensão ativa com foco na modelagem e controle do dispositivo. Vale ressaltar neste contexto que sistemas de suspensão ativa foram desenvolvidos para suprir uma restrição de desempenho de sistemas passivos, que é o compromisso entre atenuar a frequência de ressonância natural sem comprometer o desempenho em altas frequências. Mesmo que sistemas semiativos consigam atingir esse objetivo, somente sistemas de suspensão ativa conseguem atenuar vibrações em baixas frequências de forma satisfatória e isso é um aspecto importante do ponto de vista de segurança em sistemas automotivos.

1.1 Motivação e Objetivos

A motivação deste trabalho é viabilizar a aplicação de atuadores eletromagnéticos lineares em sistemas de suspensão ativa. Esta pesquisa é importante, pois esses atuadores são capazes de oferecer vantagens significativas em relação aos atuadores convencionais (hidráulico ou pneumático), como maior eficiência energética e velocidade de resposta mais rápida. Além disso, existe uma tendência nos veículos comerciais na utilização de suspensão ativa, principalmente em topologias híbridas ou elétricas, com potencial para melhorar significativamente a eficiência energética, segurança e conforto dos veículos.

O objetivo final deste trabalho é modelar dinamicamente o atuador como um elemento ativo do sistema de suspensão e aplicar métodos de controle que levem em conta as variáveis associadas aos seus aspectos eletromagnéticos no sistema de suspensão ativa. Para alcançar esse objetivo, serão realizadas duas etapas fundamentais. A primeira envolve o estudo da máquina, onde serão analisadas as características do atuador eletromagnético linear através de sua modelagem dinâmica, que será utilizada para desenvolvimento de métodos de controle. A segunda etapa envolve o estudo do sistema de suspensão, onde serão desenvolvidos um aparato experimental para emular uma fonte de distúrbios relevantes, e aplicação de métodos de controle para garantir o desempenho desejado no sistema de suspensão, o qual será validado através de ensaios experimentais.

Este processo forma um método sistemático que envolve a obtenção e validação do modelo da máquina, projeto e validação de controladores para máquinas elétricas lineares, definição de um aparato experimental de suspensão envolvendo caracterização de vibra-

ções conforme normas internacionais e análise de desempenho da suspensão, a partir de diferentes métricas de desempenho e variações nos métodos de controle. Cada uma das etapas deste processo possui uma inovação associada, o que justifica o objetivo proposto como forma de atender a motivação.

Em razão disso, além do objetivo final, é possível definir os seguintes objetivos específicos:

- desenvolver um modelo dinâmico para o atuador eletromagnético linear levando em consideração seus aspectos eletromagnéticos e mecânicos;
- elaborar uma metodologia para obter parâmetros elétricos e mecânicos do modelo dinâmico do atuador a partir de resultados numéricos ou experimentais;
- criar um ambiente de cossimulação multifísico entre modelo eletromagnético, acionamento elétrico e modelo mecânico, para validação numérica e experimental do modelo dinâmico analítico;
- desenvolver uma bancada horizontal instrumentada e equipada com acionamento trifásico para testes experimentais no protótipo do atuador;
- propor uma estrutura de controle do atuador eletromagnético linear visando o seguimento e a rejeição de sinais constantes e periódicos de posição;
- validar os controladores por LMIs no protótipo para sinais com conteúdo harmônico e avaliar o seu desempenho operando com e sem carga mecânica;
- instrumentar uma plataforma para ensaios de suspensão com um grau de liberdade, de modo a operar com excitação de base de sinais do tipo degrau, ondas senoidais ou perfis rodoviários;
- realizar a modelagem dinâmica da plataforma de suspensão utilizada nos ensaios experimentais;
- aplicar técnicas de controle para suspensão ativa considerando o modelo dinâmico do atuador eletromagnético e da plataforma de suspensão;
- realizar a comparação das técnicas de controle de suspensão ativa frente a figuras de mérito de um sistema de suspensão, como transmissibilidade e densidade espectral de potência do deslocamento e aceleração.

1.2 Contribuição

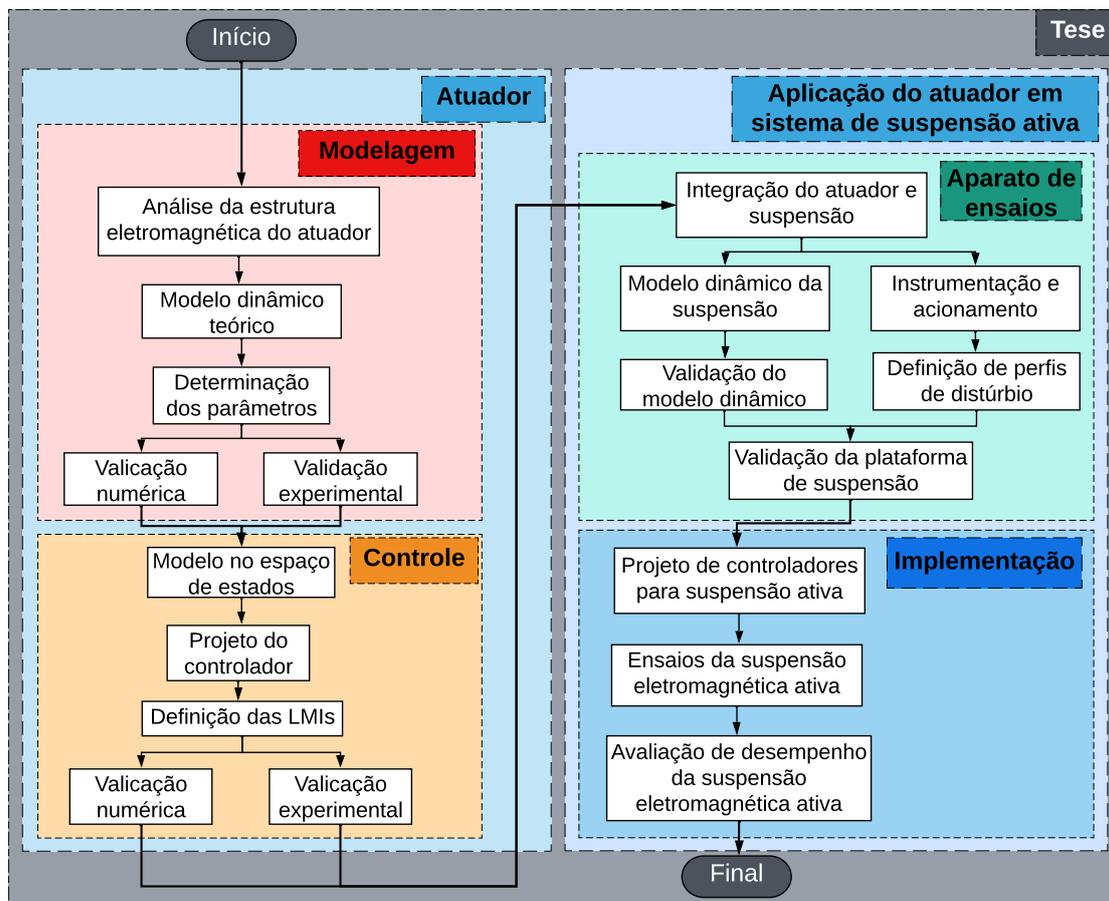
A principal contribuição deste trabalho é desenvolver um sistema de suspensão ativa aplicando uma máquina linear tubular síncrona de ímãs permanentes com duplo arranjo de quase-Halbach, considerando o seu modelo dinâmico para na aplicação de técnicas de controle moderno. Em muitos trabalhos, a máquina é vista apenas como uma fonte de força, o que do ponto de vista de avaliação energética é um ponto negativo, uma vez que o consumo de energia elétrica pode ser um aspecto fundamental de acordo com a aplicação. As contribuições intermediárias são os capítulos deste trabalho que abordam o desenvolvimento do modelo dinâmico do atuador eletromagnético linear com uma metodologia para obtenção dos parâmetros através de ensaios numéricos e validação do modelo dinâmico através de um modelo de cossimulação; o desenvolvimento de técnicas de controle para uma máquina linear através de LMIs garantindo o seguimento de referências periódicas com conteúdo harmônico mesmo com operação sob carga; e desenvolvimento de um aparato de testes para suspensão ativa baseado em referências periódicas e perfis de rodovia baseados na norma ISO 8608 (ISO 8608 - Mechanical Vibration–Road Surface Profiles–Reporting of Measured Data, 2016).

1.3 Visão Geral

As etapas principais do desenvolvimento da tese, desde o início até o objetivo final, podem ser visualizadas no diagrama ilustrado na Figura 1. É possível observar que a primeira parte se refere a trabalhos relacionados ao atuador operando de forma isolada e a segunda parte se refere a trabalhos relacionados a suspensão ativa. Referente ao atuador, essas etapas envolvem o estudo de sua topologia, modelagem dinâmica, validação numérica e experimental do modelo dinâmico e desenvolvimento controladores de posição através de LMIs, os quais serão validados considerando operação com e sem carga. Após isso, o problema da suspensão é abordado com o atuador acoplado em uma bancada capaz de representar um modelo de suspensão com um grau de liberdade, que será instrumentada, modelada e condições de perturbação e vibração serão definidas e validadas em relação à sua reprodução pela plataforma. Com isso é possível utilizar e avaliar técnicas de controle para suspensão ativa utilizando um atuador eletromagnético linear.

Este trabalho é dividido em 7 capítulos, sendo o primeiro de introdução e os demais

Figura 1 – Diagrama representativo da divisão da tese em etapas.



Fonte: do autor

divididos da seguinte forma:

- No capítulo 2 é apresentada a revisão da literatura, a qual contém os conhecimentos necessários para o entendimento deste trabalho. Ela é dividida em quatro partes que são: sistemas de suspensão ativa e suas topologias mecânicas, suspensões ativas que utilizam atuadores eletromagnéticos lineares, técnicas de controle para máquinas lineares síncronas de ímãs permanentes e suspensão ativa envolvendo modelagem dinâmica de atuadores eletromagnéticos lineares no sistema de referência síncrono, e avaliação do desempenho de suspensões.

- No capítulo 3 é apresentado o modelo dinâmico do atuador. O modelo do atuador é desenvolvido em analogia à máquina rotativa e transformado para o espaço de estados, resultando em um modelo não-linear. Com base nesse modelo matemático, um ambiente multifísico de cossimulação é desenvolvido para validação do modelo dinâmico. Nessa etapa também é realizada a validação de maneira experimental no protótipo.

- No capítulo 4 é apresentado o controle do atuador. O modelo dinâmico obtido no capítulo anterior é convertido para o espaço de estados. Baseado neste modelo, o projeto do controlador é realizado através de LMIs. A aplicação do controle é ensaiada experimentalmente no atuador para referências periódicas com conteúdo harmônico considerando operação com e sem carga (variável e fixa).

- No capítulo 5 é desenvolvido o aparato para o ensaio do sistema de suspensão. Isso envolve a modelagem dinâmica de uma plataforma de suspensão, sua instrumentação, definição de cenários de teste, validação do comportamento dinâmico da plataforma e de sua capacidade em reproduzir os distúrbios de interesse.

- No capítulo 6, o atuador eletromagnético linear é aplicado no sistema de suspensão para constituir o modo ativo. Os modelos dinâmicos do atuador e da plataforma são integrados e validados através de um ensaio experimental. Além disso, controladores são projetados e o sistema é ensaiado considerando distúrbios periódicos e perfis de rodovia e seu desempenho é avaliado e discutido.

- No capítulo 7 são apresentadas as conclusões gerais, pontuando as questões principais do trabalho. Por fim são apresentadas sugestões para trabalhos futuros.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Este capítulo aborda a revisão da literatura sobre sistemas de suspensão ativa, sistemas de suspensão utilizando atuadores eletromagnéticos lineares e técnicas de controle e modelagem de atuadores eletromagnéticos no sistema de referência síncrono. O conceito de suspensão ativa é inicialmente apresentado, seguido pelas topologias de atuadores utilizadas para esse fim (com ênfase em topologias eletromagnéticas). Com base nessa topologia, técnicas de controle e modelagem deste atuador são apresentadas de modo a permitir o controle isolado do atuador e a permitir o controle do atuador acoplado ao sistema de suspensão.

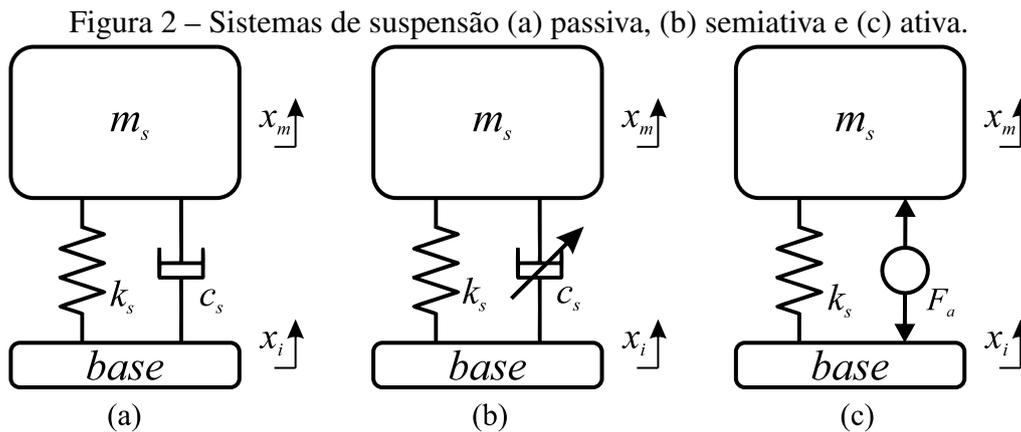
2.1 Sistemas de Suspensão Ativa

Esta seção aborda os seguintes tópicos: conceito de suspensão passiva, semiativa e ativa, apresentação das possíveis topologias de suspensão ativa em relação ao elemento ativo (hidráulica, pneumática e eletromagnética) e estudo comparativo das topologias.

2.1.1 Conceito de suspensão passiva, semiativa e ativa

A principal função de sistemas de suspensão, usualmente, é isolar o usuário ou sistema de alguma oscilação ou vibração indesejada (Mohd Riduan *et al.*, 2018). Em se tratando de suspensões veiculares, a funcionalidade pode ser expandida para atingir objetivos como a garantia da integridade mecânica do veículo frente a distúrbios de inércia ou forças externas quando em frenagem, curvas e ação do vento; prover conforto ao usuário, isolando a cabine de imperfeições das vias; garantir a segurança e dirigibilidade; evitar o curso excessivo da suspensão quando em frenagens rápidas ou impactos (TSENG; HROVAT, 2015). Embora existam diversas topologias estruturais de sistemas de suspensão, como passiva, semiativa, adaptativa (alterna entre modos de operação), ativa parcialmente car-

regada (com mola) ou totalmente carregada (sem mola) (FISCHER; ISERMANN, 2004), desenvolvidas para compor inúmeras aplicações, esta seção se restringe a apresentação de topologias tradicionais (passiva, semiativa, e ativa parcialmente carregada – tratada neste trabalho apenas como ativa). As principais categorias de sistemas de suspensão podem ser classificadas como: passiva, semiativa e ativa, as quais têm um esboço de suas estruturas, para um grau de liberdade, representadas na Figura 2.



Fonte: do autor

Suspensões passivas, também conhecidas como suspensões convencionais (por comporem a maioria dos sistemas), são compostas de elementos passivos não controláveis, como mola (com constante elástica k_s) e amortecedor (com constante de amortecimento c_s), conforme ilustrado na Figura 2(a). Estes elementos são geralmente colocados em paralelo e trabalham em conjunto para suportar e isolar a massa suspensa (m_s) de uma base de vibrações (XUE *et al.*, 2011). Nesse caso, geralmente o amortecedor é um dispositivo mecânico composto de uma câmara preenchida com óleo ou gás e um pistão que se movimenta dentro dessa câmara, convertendo/dissipando assim a energia da vibração em energia térmica (Mohd Riduan *et al.*, 2018).

Suspensões semiativas são similares às suspensões passivas, pois na sua concepção também não possuem elementos ativos em sua composição. É possível visualizar na Figura 2(b) o diagrama de uma suspensão semiativa com um grau de liberdade. A mola é mantida, e o seu diferencial está na introdução de um elemento amortecedor com coeficiente de amortecimento variável (EZETA; MANDOW; CERESO, 2013). O controle desse coeficiente de amortecimento se dá através de alguma técnica de controle que permite uma melhor dissipação de energia, ocasionando em um melhor desempenho dessa suspensão em relação à passiva (Mohd Riduan *et al.*, 2018). Nesse caso, a topologia do

amortecedor variável pode ser magnetorreológico (quando o fluido interno é suscetível a um campo magnético), eletrorreológico (quando o fluido interno é suscetível a um campo elétrico), pneumático (quando existe gás na câmara e a pressão interna é variável) ou de atrito (quando servomecanismos são utilizados) (EZETA; MANDOW; CERESO, 2013). Alguns autores sugerem a utilização de máquinas elétricas como elementos amortecedores para alteração do coeficiente de amortecimento, baseados na força de Laplace (força de resistência variável no motor desde o regime de curto-circuito até circuito aberto), possuindo como principal vantagem, a possibilidade de regeneração de energia (HUANG *et al.*, 2015; HSIEH *et al.*, 2016; ZANATTA *et al.*, 2018; KOPYLOV; CHEN; ABDEL-KAREEM, 2020).

Suspensões ativas substituem o elemento amortecedor por um elemento capaz de produzir força, dada uma excitação. É possível observar um exemplo de suspensão ativa com um grau de liberdade na Figura 2(c), onde a suspensão ativa é um sistema composto por massa, mola e uma fonte de força, a qual é regulada através de alguma técnica de controle (XUE *et al.*, 2011). Essa fonte de força pode trabalhar inserindo forças no sistema, dependendo da técnica de controle utilizada e do propósito da suspensão (conforto ou dirigibilidade) (Mohd Riduan *et al.*, 2018), e tem como característica operar em uma faixa mais ampla de frequências em relação aos demais sistemas de suspensão (XUE *et al.*, 2011). O elemento ativo pode ter diferentes topologias, tais como: hidráulico, pneumático ou eletromagnético (EZETA; MANDOW; CERESO, 2013), cada um com suas particularidades, as quais são discutidas na Seção 2.1.2. O sistema ativo apresenta melhor desempenho em relação às demais (passiva e semiativa) para operações principalmente em baixas frequências (Mohd Riduan *et al.*, 2018). Sistemas de suspensão ativa podem ser aplicados em sistemas veiculares, onde pode se buscar conforto (isolação da massa suspensa à vibração imposta pela rodovia), dirigibilidade (aderência ao solo) (SUN; GAO; SHI, 2020; SAVARESI *et al.*, 2010) ou mitigação de vibrações em assentos de veículos (HEIDARIAN; WANG, 2019). Além disso, pode ser aplicada em estruturas civis, para atenuar vibrações por eventos climáticos (MENG *et al.*, 2018), na isolação de vibrações periódicas (ZHU *et al.*, 2018); em plataformas *offshore* (ZHANG; TANG, 2013; KÜCHLER *et al.*, 2010), etc.

2.1.2 Topologias de suspensão ativa

O elemento ativo, que insere força no sistema, pode ser dos tipos: hidráulico (CHEN; HUANG, 2006; MA; WONG; ZHAO, 2019), pneumático (LI; FENG; WANG, 2019; LO *et al.*, 2016) ou eletromagnético (DING *et al.*, 2019; GYSEN *et al.*, 2011; ECKERT *et al.*, 2018; KIM; WOO, 2021).

Atuadores hidráulicos são os mais utilizados em suspensão ativa devido a sua alta densidade de força, simplicidade de projeto, maturidade da tecnologia, confiabilidade, entre outros (Mohd Riduan *et al.*, 2018). Esses atuadores têm o fluido hidráulico gerenciado por alguma válvula ou motor elétrico, onde a energia consumida pelo sistema é fornecida por baterias ou algum sistema de potência, e o nível de força é ajustado pelo controle da válvula ou motor (XUE *et al.*, 2011). Sistemas de suspensão ativa com atuadores hidráulicos podem ser encontrados na indústria, a exemplo do sistema da empresa *Clearmotion* (ANDERSON; JACKOWSKI; BAVETTA, 2018), ilustrado na Figura 3. Nele, é possível visualizar um sistema de suspensão veicular formado por um atuador hidráulico e uma mola. O controle da força no atuador hidráulico se dá através de um motor elétrico rotativo (acoplado neste atuador), cuja vista expandida também é ilustrada na Figura 3.

Figura 3 – Suspensão ativa hidráulica da fabricante *Clearmotion*.

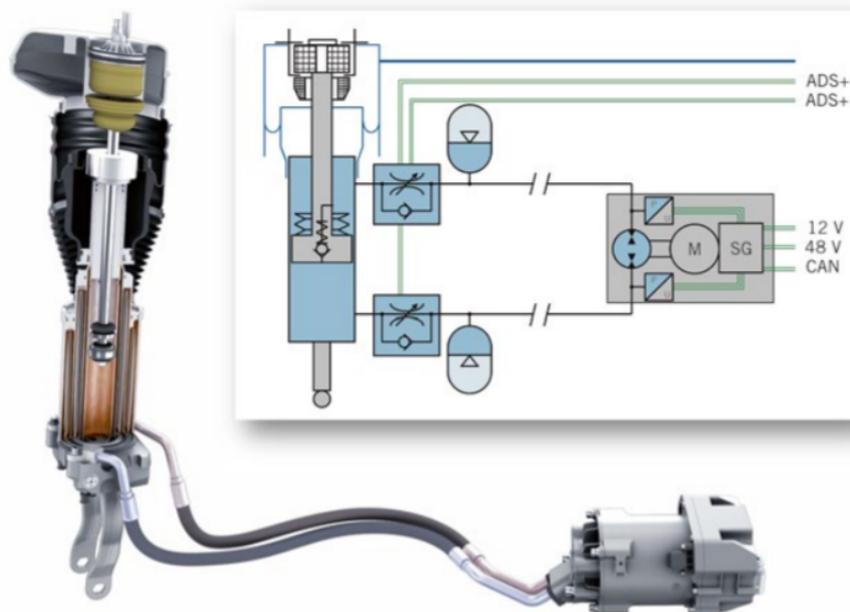


Fonte: (SILVEIRA, 2018)

Outras empresas também buscam encontrar soluções para suspensão ativa veicular. A *Mercedes-Benz* é um dos exemplos, pois possui um atuador hidráulico controlado por uma bomba elétrica, conforme apresentado na Figura 4. A bomba elétrica faz a pressuri-

zação do óleo dentro de duas câmaras no amortecedor hidráulico para controlar e alterar o amortecimento. Esse sistema é conhecido como *E-Active Body Control* e é fornecido comercialmente nos veículos *Mercedes-Benz GLE*.

Figura 4 – Suspensão ativa hidráulica da fabricante *Mercedes-Benz*.

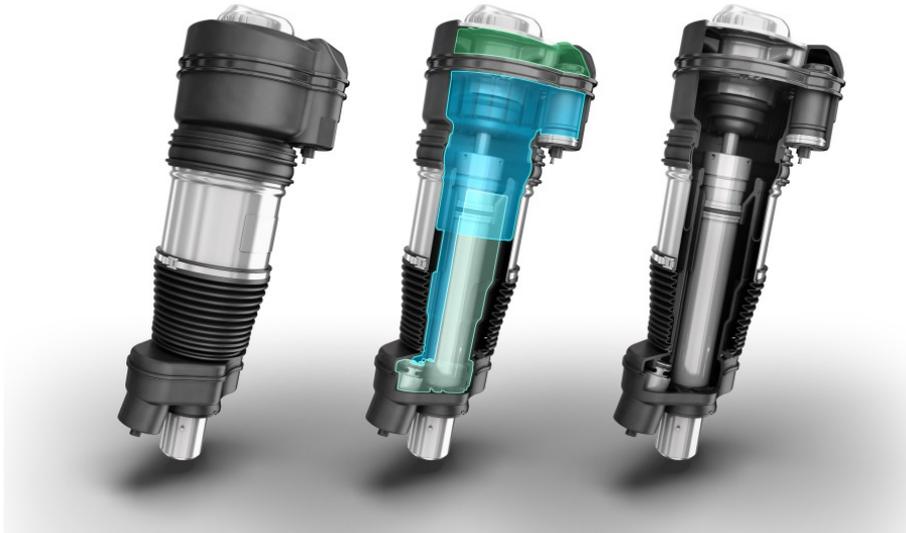


Fonte: (CYTRYNSKI *et al.*, 2018)

Atuadores pneumáticos possuem características similares aos atuadores hidráulicos, exceto pelo fato de que o fluido líquido é substituído por algum fluido gasoso. A empresa *Vibracoustic* fornece uma solução com atuadores pneumáticos para aplicação em suspensão ativa. Seu modelo de atuador é mostrado na Figura 5. Este atuador possui três câmaras de ar que são utilizadas de acordo com a situação de dirigibilidade desejada. Este modelo de atuador pode ser encontrado comercialmente em determinados modelos do veículo *Porsche Cayenne*.

A *Mercedes-Benz* também possui uma solução de suspensão ativa com atuadores pneumáticos, conhecido como *Airmatic*, sendo que este sistema é utilizado em veículos de grande porte como minivans, vans e furgões. A montadora *Audi* também utiliza suspensão pneumática no veículo *Audi A8*. Apesar de suspensões hidráulicas e pneumáticas serem disponibilizadas comercialmente, elas possuem algumas desvantagens como: necessidade de um sistema de pressurização constante, maior tempo de resposta (em relação à eletromagnética) devido à pressurização, perdas de pressão nas mangueiras e danos ambientais caso exista vazamento no sistema hidráulico (Mohd Riduan *et al.*, 2018).

Figura 5 – Suspensão ativa pneumática da fabricante *Vibracoustic*.

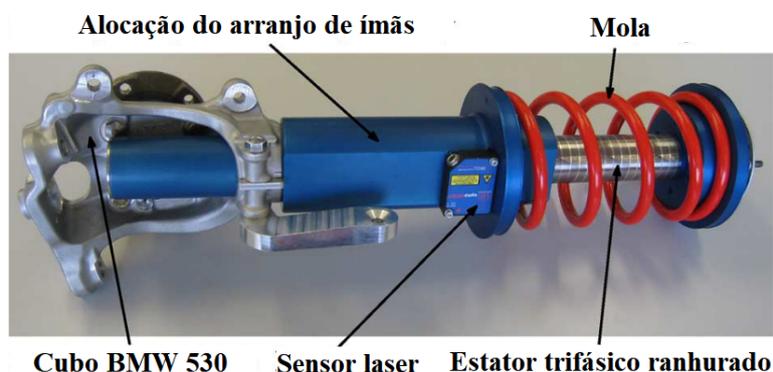


Fonte: (TREGO, 2019)

Atuadores eletromagnéticos para suspensão ativa são, em geral, máquinas elétricas acopladas a um sistema de suspensão, trabalhando em conjunto com uma mola e podem ser de topologia rotativa ou linear. Caso sejam de topologia rotativa, precisam de um sistema auxiliar para conversão de movimento, como um fuso de esferas recirculantes ou engrenagens. Como a conversão de movimento linear-rotacional ocasiona perdas energéticas no sistema, atuadores lineares são preferidos para esta aplicação. Portanto, estudos buscando maior atenuação de vibrações focam o estudo em atuadores eletromagnéticos lineares para suspensão ativa (XUE *et al.*, 2011). Estes trabalhos serão abordados na Seção 2.2. A utilização de suspensão eletromagnética ativa com atuadores lineares em veículos comerciais não é comum. Apesar disso, um protótipo de suspensão foi desenvolvido em parceria entre a Universidade de Eindhoven e as fabricantes *SKF* e *BMW*. Este protótipo foi aplicado em um veículo *BWM 530* para fins de avaliação de desempenho (GYSEN *et al.*, 2011), o qual tem sua topologia ilustrada na Figura 6.

Atuadores eletromagnéticos têm vantagens em relação a hidráulicos e pneumáticos como, por exemplo, maior eficiência energética, menor tempo de resposta dinâmica, ajuste mais preciso do nível de força, possibilidade de operação como gerador, entre outras. Entre as desvantagens estão a menor densidade de força em relação aos hidráulicos e pneumáticos, maior consumo de energia em determinadas topologias, custo mais elevado e necessidade de alimentação contínua de energia elétrica em certas topologias que não utilizam molas (Mohd Riduan *et al.*, 2018). Uma vez definidas suspensões passi-

Figura 6 – Protótipo de suspensão ativa eletromagnética testada em um veículo da fabricante *BMW*.



Fonte: (GYSEN *et al.*, 2011)

vas, semiativas e ativas utilizando atuadores hidráulicos, pneumáticos e eletromagnéticos, é possível esboçar uma tabela comparando características dessas suspensões, conforme Tabela 1.

Tabela 1 – Comparativo de topologias de suspensão.

Parâmetro	Suspensão Passiva	Suspensão Semiativa	Suspensão Ativa Hidráulica/ Pneumática	Suspensão Ativa Eletromagnética
Estrutural	Muito simples	Complexa	Muito Complexa	Simple
Volume	Mais baixo	Baixo	Alto	Mais Alto
Custo	Mais baixo	Baixo	Alto	Alto
Conforto	Ruim	Médio	Bom	Muito Bom
Dirigibilidade	Ruim	Médio	Bom	Muito Bom
Confiabilidade	Mais alta	Alta	Média	Alta
Desempenho dinâmico	Ruim	Razoável	Médio	Bom
Regeneração de energia	Não	Não	Sim (indireta)	Sim (direta)
Maturidade comercial	Sim	Sim	Sim	Não

Fonte: Adaptado de (Mohd Riduan *et al.*, 2018; XUE *et al.*, 2011)

Através da análise da Tabela 1 é possível verificar as vantagens da topologia ativa em

relação às topologias passiva e semiativa quando critérios de desempenho são considerados (conforto, dirigibilidade, confiabilidade e desempenho dinâmico). As desvantagens da suspensão ativa estão relacionadas ao fato de apresentarem maior volume e custo elevado. Já no que concerne suspensão ativa, a topologia eletromagnética também possui as mesmas vantagens observadas em termos de desempenho com relação às topologias hidráulicas e pneumáticas. Apesar dessas vantagens, é uma topologia que não tem maturidade comercial para aplicações que exigem alta densidade de força, embora existam diversos trabalhos acadêmicos neste aspecto. Em razão das vantagens apresentadas pela suspensão eletromagnética ativa, principalmente no que diz respeito a desempenho, eficiência e possibilidade de regeneração de energia, esta é a topologia de suspensão que será considerada neste trabalho.

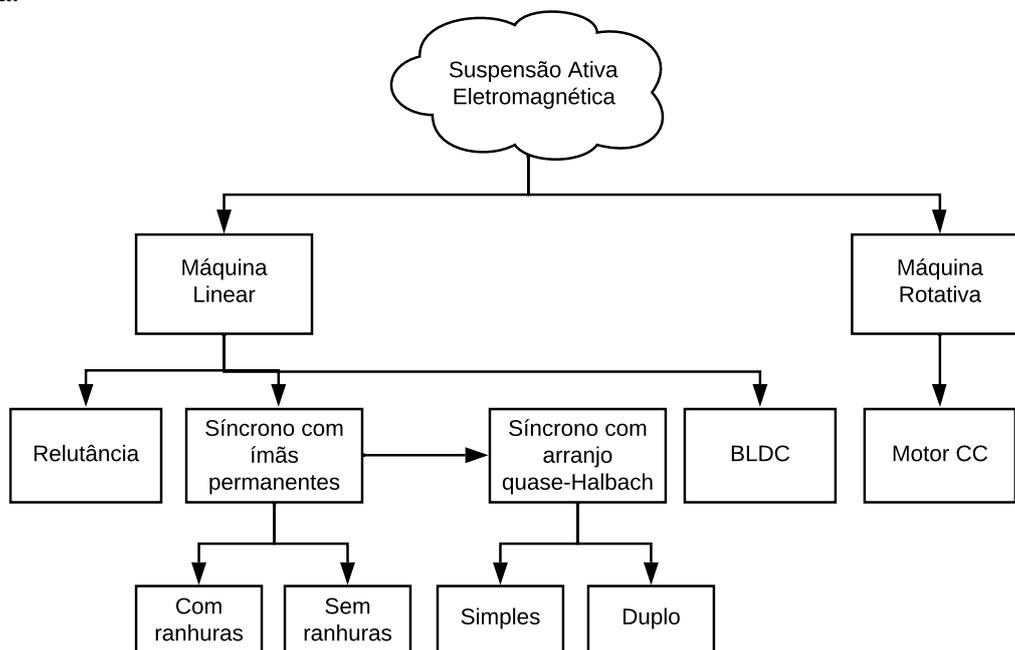
2.2 Suspensão Ativa com Atuadores Eletromagnéticos Lineares

Nesta seção são apresentadas referências relevantes encontradas na literatura que utilizam atuadores eletromagnéticos lineares aplicados em sistemas de suspensão ativa. Este estudo é feito para ilustrar as topologias de atuadores já empregadas nesse tipo de sistema. Foram encontradas e categorizadas diversas topologias de máquinas elétricas utilizadas para fins de suspensão ativa, cujas topologias são apresentadas no diagrama da Figura 7.

Embora a maioria das topologias aplicáveis em suspensão sejam desenvolvidas com máquinas lineares, também são encontrados trabalhos que empregam máquinas rotativas. Esses trabalhos, envolvem geralmente um motor de corrente contínua (CC) acoplado necessariamente a um servomecanismo para conversão de movimento rotacional em linear. Em (HUANG; YU; ZHANG, 2011), um acionamento para suspensão eletromagnética ativa é baseado em um mecanismo formado por motor CC rotativo acoplado a um fuso para conversão de movimento rotativo-linear, conforme pode ser visualizado na Figura 8. Nesse aparato, o fuso roscado é visível, mas o motor não (apenas seus terminais). Os resultados experimentais deste trabalho mostram uma melhoria de 30% no conforto do usuário da suspensão quando utilizado no modo ativo em relação ao passivo e 10% de melhoria quando utilizado no mesmo modo, porém, com regeneração de energia.

Em (MONTAZERI-GH; KAVIANIPOUR, 2014), um servomecanismo similar é utilizado em uma suspensão ativa, empregando uma técnica híbrida de controle que possui uma combinação de *skyhook* e *groundhook*. Essas técnicas de controle serão detalhadas

Figura 7 – Topologias de atuadores eletromagnéticos aplicados em sistemas de suspensão ativa.



Fonte: do autor

Figura 8 – Protótipo de atuador eletromagnético com motor CC rotativo e fuso.

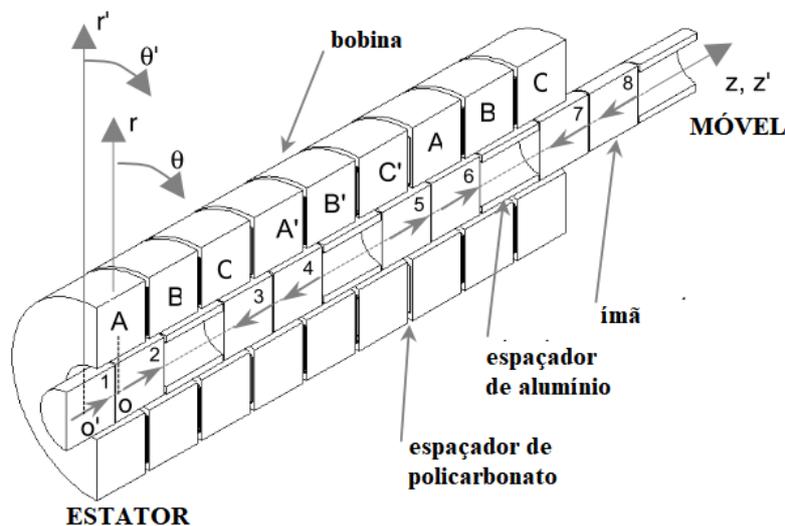


Fonte: (HUANG; YU; ZHANG, 2011)

na Seção 2.3.4. Nesta referência é possível observar que aspectos mecânicos do servomecanismo influenciam no desempenho da suspensão, pois na conclusão sugere-se uma mudança no mecanismo do fuso. Outro problema devido ao acréscimo deste aparato é o aumento no tempo de resposta (dinâmica mais lenta devido ao mecanismo de conversão de movimento rotativo-linear) (ATAEI *et al.*, 2017). Existem também topologias de máquinas rotativas acopladas a sistemas de conversão de movimento por fuso magnético (LIU; WANG, 2020), buscando alta densidade de força. Embora estes sistemas diminuam o atrito e limitações mecânicas, exigem um estudo dedicado dependendo da aplicação.

Para eliminar problemas relacionados a mecanismos de conversão de movimento, uma alternativa é a utilização de atuadores eletromagnéticos lineares (MARTINS *et al.*, 2006). Em (KIM; MURPHY, 2004; LEE; KIM, 2010), um motor linear de corrente contínua sem escovas, cuja topologia é ilustrada na Figura 9, é desenvolvido e aplicado em uma suspensão ativa. É possível verificar que a parte móvel possui ímãs permanentes e a armadura é estacionária. Nos testes executados, é relatado que os distúrbios de velocidade e aceleração (da rodovia para com a massa suspensa) foram atenuados respectivamente em 77% e 69%, para uma excitação senoidal.

Figura 9 – Vista da seção transversal de um motor linear CC sem escovas.

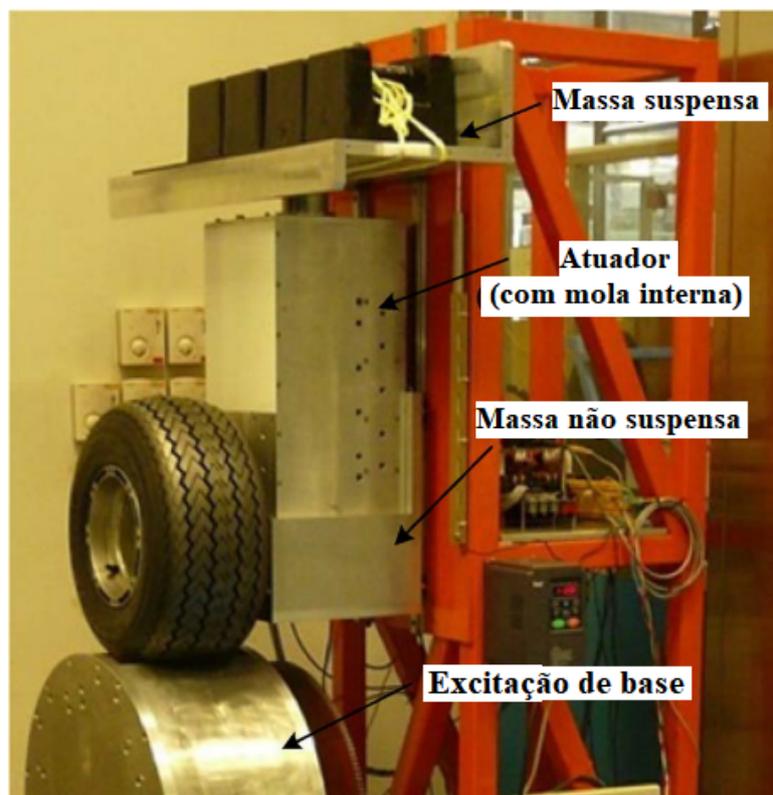


Fonte: (KIM; MURPHY, 2004)

O uso de atuadores lineares de relutância também é reportado na literatura, como por exemplo em (ZHANG *et al.*, 2012), conforme a Figura 10. A topologia utilizada em suspensão ativa no trabalho de (LIN *et al.*, 2013) foi baseada nessa mesma topologia, a qual é apresentada na Figura 11. É constatado que as não linearidades que ocorrem devido à saturação do material ferromagnético influenciam diretamente nos resultados de força, e algum método de compensação deve ser estudado para atenuar este efeito. Em (LIN *et al.*, 2015), a mesma topologia de máquina é utilizada buscando minimizar os efeitos de saturação magnética na força desenvolvida.

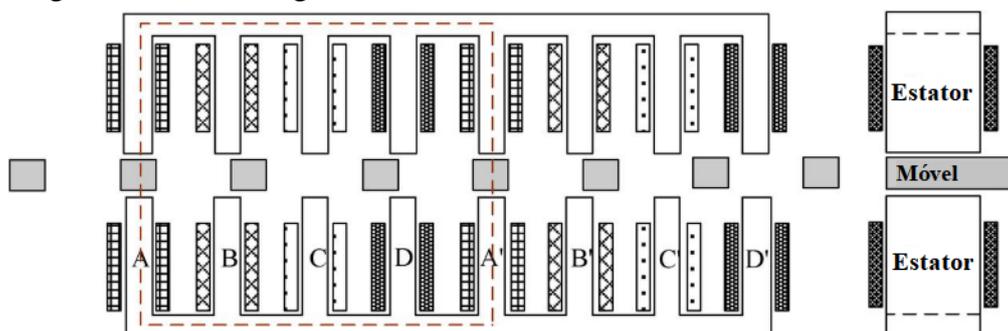
Atuadores síncronos com ímãs permanentes também foram estudados para aplicação em sistemas de suspensão ativa. Estes atuadores podem ter sua topologia da armadura (parte com enrolamento das fases) com ou sem ranhuras, e seu arranjo de ímãs pode ter magnetização do tipo radial, axial ou quase-Halbach. Um exemplo deste atuador com

Figura 10 – Aparato experimental para teste de suspensão ativa veicular, aplicando um atuador linear de relutância.



Fonte: (ZHANG *et al.*, 2012)

Figura 11 – Vista longitudinal da estrutura de um motor linear de relutância.

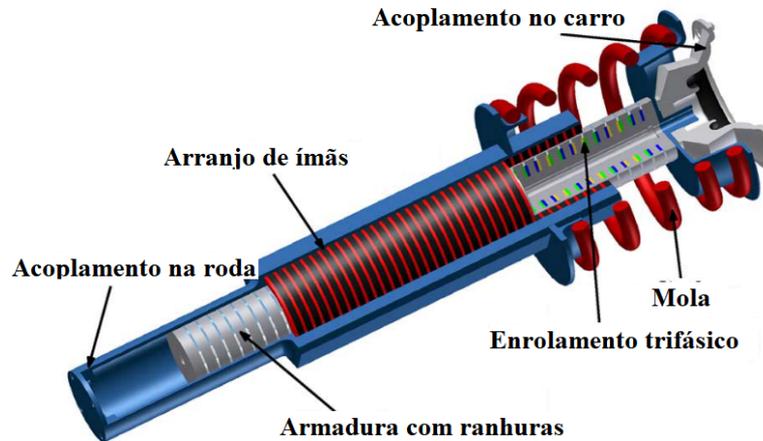


Fonte: (LIN *et al.*, 2013)

ranhuras na armadura e arranjo quase-Halbach simples é exibido na Figura 12.

Em relação a atuadores síncronos com ranhura, um dos primeiros trabalhos relevantes na área de suspensão ativa, caracterizando essa topologia, é o artigo de (WANG *et al.*, 2008). Com base neste trabalho, é possível afirmar que essa topologia apresenta boa densidade de força, o que é uma característica desejável para o elemento ativo em sistemas de suspensão. Em (GYSEN *et al.*, 2010) um atuador síncrono com ranhuras é apresen-

Figura 12 – Atuador síncrono de ímãs permanentes com ranhuras e bobina móvel.



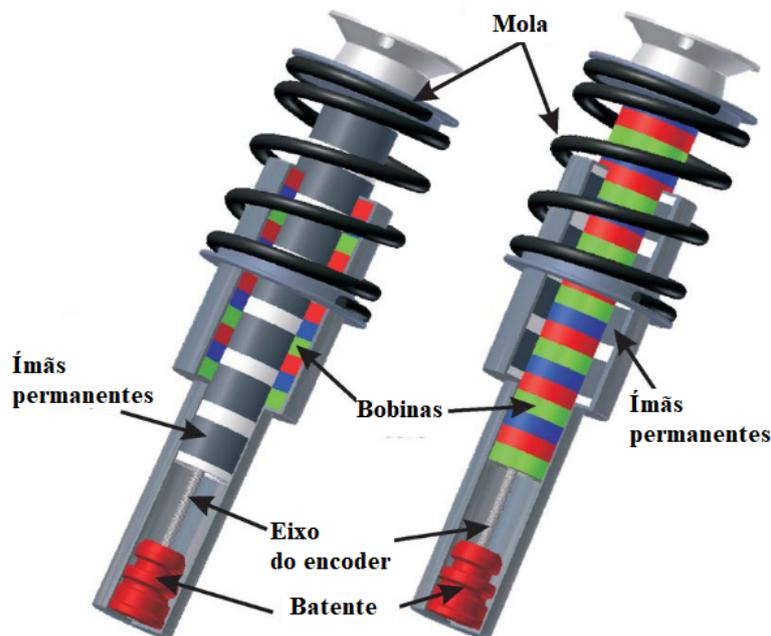
Fonte: (GYSEN *et al.*, 2011)

tado para aplicação em suspensão ativa, e através de testes experimentais é constatado que o comportamento da máquina tem boa resposta dinâmica. Em (WANG; WANG; ATALLAH, 2011), um atuador tubular síncrono com ranhuras é projetado para fins de suspensão, onde os testes apresentados mostram uma alta densidade de força para essa topologia. Em continuação a (GYSEN *et al.*, 2010), o trabalho (GYSEN *et al.*, 2011) mostra a aplicação do atuador em um sistema de suspensão onde são avaliadas as características de eficiência da máquina em relação à capacidade de regeneração de energia. Os testes mostram que, para um melhor desempenho, a eficiência do atuador é menor e vice-versa, sendo, entretanto, possível encontrar um ponto ótimo de conforto e eficiência.

Atuadores síncronos sem ranhura têm funcionamento similar à topologia com ranhuras. Um exemplo dessa topologia pode ser verificado em (MARTINS *et al.*, 2006; GYSEN *et al.*, 2009), conforme mostra a Figura 13, onde são avaliados aspectos de projetos dessas máquinas. Os testes mostram que elas possuem algumas vantagens em relação à máquina com ranhuras, como menor oscilação de força e facilidade de fabricação, ocasionando um custo menor. Entretanto, é importante ressaltar que em geral máquinas sem ranhura apresentam menor densidade de força do que máquinas com ranhuras se o mesmo método de arrefecimento for utilizado, se tornando alternativa para serem empregadas em máquinas para recuperação de energia dissipada em suspensões (DAI *et al.*, 2023; WEI *et al.*, 2020; LONG *et al.*, 2020).

Independente de possuir ranhuras ou não, atuadores síncronos de ímãs permanentes podem ter seu arranjo de ímãs na configuração quase-Halbach. Exemplos de topologias

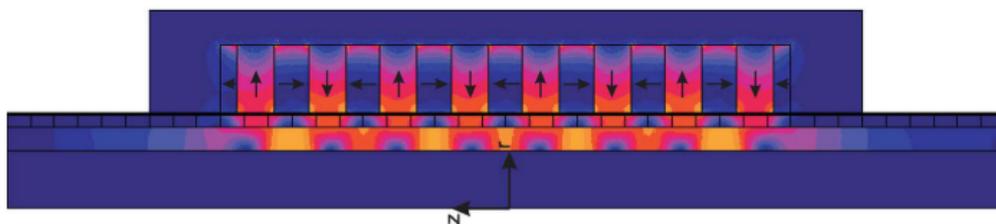
Figura 13 – Atuador síncrono de ímãs permanentes sem ranhuras e bobina fixa.



Fonte: (GYSEN *et al.*, 2009)

com arranjo de quase-Halbach são identificadas em (GYSEN *et al.*, 2009, 2011) e ilustrada na Figura 14. A configuração de quase-Halbach é um arranjo discreto em relação à configuração de Halbach, e consiste em arranjar os ímãs de tal maneira que o campo magnético seja intenso em um dos lados e praticamente nulo no outro lado (HALBACH, 1980). Dessa forma, é possível concentrar o campo magnético no entreferro da máquina e evitar saturação magnética nas culatras (ferromagnéticas) do atuador (GYSEN *et al.*, 2009), desde que algumas considerações sejam feitas a respeito das suas extremidades (BOFF *et al.*, 2019; BOFF; ECKERT; AMARA, 2022). Quando o arranjo de ímãs do tipo Halbach é segmentado, se dá a nomenclatura quase-Halbach, pois na prática a magnetização em diferentes direções em uma única peça é um processo difícil de ser executado, exigindo equipamentos específicos.

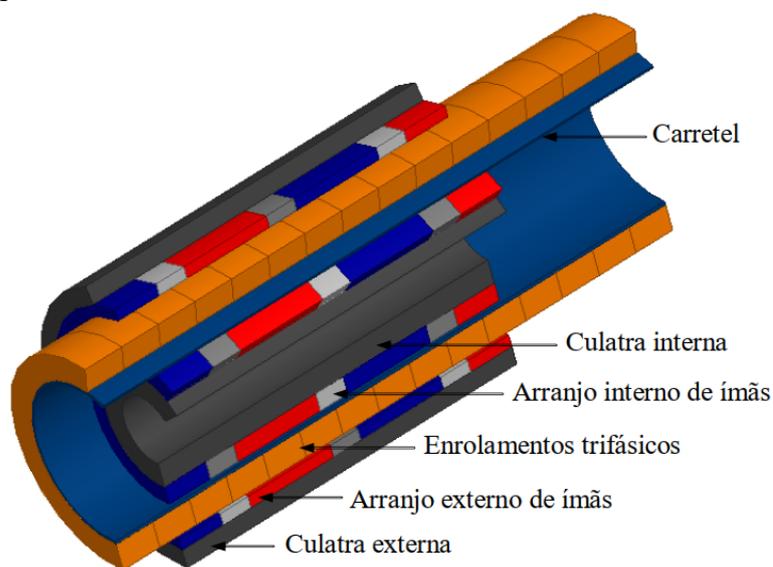
Figura 14 – Atuador síncrono de ímãs permanentes com arranjo quase-Halbach.



Fonte: (GYSEN *et al.*, 2009)

Buscando encontrar uma topologia com elevada densidade de força e massa móvel reduzida, o estado da arte em relação a atuadores lineares é encontrado em atuadores síncronos com duplo arranjo de quase-Halbach. Exemplos dessa topologia, voltados para aplicação em suspensão ativa são descritos em (ECKERT *et al.*, 2016, 2018; YANG *et al.*, 2022). Um exemplo dessa topologia é ilustrado na Figura 15, onde é possível identificar que a máquina não possui ranhuras e tem bobina (armadura) móvel.

Figura 15 – Vista da seção de um atuador tubular síncrono de ímãs permanentes com duplo arranjo quase-Halbach.



Fonte: (ECKERT *et al.*, 2016)

Considerando as topologias de atuadores lineares reportadas na literatura, é possível esboçar suas características conforme exibido na Tabela 2. Nesta tabela, é apresentada uma comparação qualitativa considerando aspectos desejáveis para um dispositivo de suspensão.

Com base na Tabela 2, é possível concluir que a topologia com maior potencial para utilização em suspensão ativa eletromagnética é a síncrona com duplo arranjo de quase-Halbach. Embora existam aspectos negativos nesta topologia, como o custo elevado devido ao alto volume de ímãs utilizado e da complexidade topológica desse arranjo de ímãs, que torna o processo de difícil fabricação e alinhamento, do ponto de vista técnico é uma topologia que apresenta vantagens para uso na aplicação. Esta será a topologia utilizada neste trabalho. A configuração eletromagnética do atuador utilizado, bem como seu modelo dinâmico, são descritos no Capítulo 3.

Tabela 2 – Topologias de atuadores eletromagnéticos para suspensão ativa em relação às características desejáveis de um sistema de suspensão.

Topologia/Característica		Massa da parte móvel	Perdas magnéticas	Densidade de força	Força de retenção
Rotativo sem escovas CC		Alta	Médias	Média	Nula
Linear sem escovas CC		Alta	Médias	Média	Nula
Linear de indução		Alta	Altas	Pequena	Nula
Linear de relutância		Alta	Altas	Pequena	Nula
Síncrono de ímãs permanentes sem ranhuras	Quase-Halbach	Média	Médias	Média	Nula
	Tradicional	Alta	Médias	Média	Nula
Síncrono de ímãs permanentes com ranhuras	Quase-Halbach	Média	Altas	Alta	Alta
	Tradicional	Alta	Altas	Alta	Alta
Síncrono com duplo arranjo quase-Halbach sem ranhuras		Pequena	Pequenas	Alta	Nula
<i>Característica desejada</i>		<i>Pequena</i>	<i>Pequenas</i>	<i>Alta</i>	<i>Nula</i>

Fonte: Adaptado de (ECKERT, 2016)

2.3 Controle de Atuadores Eletromagnéticos Lineares

Esta seção aborda uma revisão sobre o sistema de coordenadas utilizado nos modelos dinâmicos de máquinas lineares síncronas de ímãs permanentes (LPMSMs) que é refletido nas técnicas de controle utilizadas para seu controle como elemento ativo. O controle de máquinas de corrente alternada (trifásicas ou bifásicas), em sua maioria, é feito no sistema de coordenadas síncronas (dq). Logo, a transformação para essas coordenadas a partir de um sistema trifásico é inicialmente discutida. A seguir, a modelagem dinâmica é ilustrada com base nesse sistema de coordenadas, e as estratégias de controle para LPMSMs são apresentadas e caracterizadas. Por último, são discutidas técnicas aqui denominadas de controle convencional e inteligente¹ para aplicações em suspensão ativa.

¹A terminologia inteligente não está associada com o desempenho do controlador, mas sim, com os métodos de controle que são baseados em inteligência artificial (ou bioinspirados), podendo aprender e se readaptar em determinada situação.

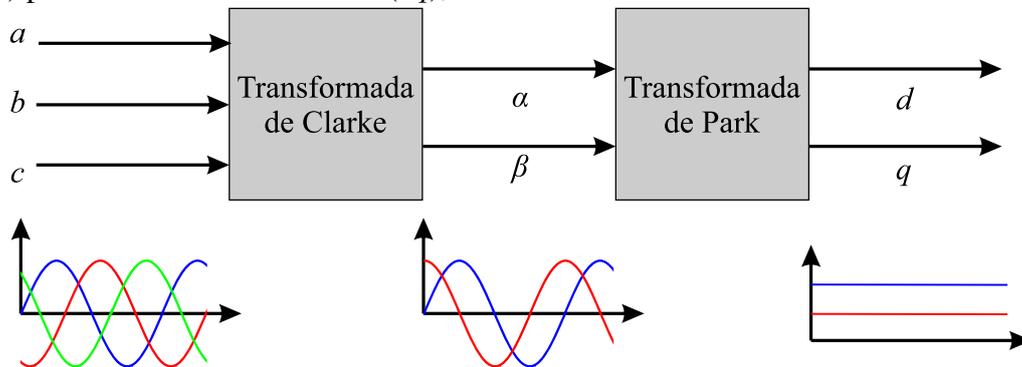
2.3.1 Sistema de referência síncrono

Máquinas síncronas de ímãs permanentes, geralmente trifásicas com fases simétricas e equilibradas, podem ser representadas por um modelo equivalente bifásico. A representação trifásica passa por um processo de transformação para se tornar bifásica, que é conhecido como Transformada de Clarke (KRAUSE *et al.*, 2013). Considerando, por exemplo, um sistema de alimentação trifásico do ponto de vista fasorial, ele representa três vetores defasados de 120° que giram no domínio complexo a uma determinada velocidade angular. Após a transformada de Clarke, isso se transforma em um sistema com dois vetores defasados de 90° que giram com a mesma velocidade angular anterior (CHIASSON, 2005). Do ponto de vista da utilização de modelos para o desenvolvimento de métodos de controle, uma nova transformada é aplicada a este sistema de coordenadas, chamada de Transformada de Park (KRAUSE *et al.*, 2013). Esta transformada fixa o eixo de referências no rotor da máquina (ou parte móvel, se for linear), e com isso o mesmo sistema com dois vetores girantes possui agora um eixo de referências que também gira junto a estes vetores, fazendo com que a projeção deles sobre o eixo seja constante durante a operação em regime permanente e com velocidade fixa (PILLAY; KRISHNAN, 1989; KRISHNAN, 2010). As variáveis relacionadas a estas transformações, bem como seu processo de transformação, parte das grandezas trifásicas variáveis (representadas pelo índice abc) para bifásicas variáveis ($\alpha\beta$) e, finalmente, para bifásicas constantes (dq). O índice d se refere ao eixo direto e o índice q se refere ao eixo em quadratura. O eixo direto representa o alinhamento ao campo magnético principal e o eixo em quadratura representa quadratura ao campo magnético principal (UMANS, 2014). A Figura 16 ilustra esse processo de transformação de uma forma gráfica e sistemática. Isso é aplicável para todas as grandezas trifásicas, como tensões, correntes e fluxos. Esse processo também pode ser realizado no sentido inverso, ou seja, de dq para abc , cuja nomenclatura se chama transformada de Park inversa.

2.3.2 Modelagem dinâmica de atuadores eletromagnéticos lineares

Obter o modelo dinâmico de um sistema mecânico ou elétrico, significa obter um conjunto de equações matemáticas que representem o comportamento dos sinais de interesse (OGATA, 2011). No caso específico de atuadores eletromagnéticos lineares, esses sinais estão relacionados a grandezas eletromagnéticas e mecânicas do atuador como tensão,

Figura 16 – Diagrama ilustrativo do processo de transformação de coordenadas trifásicas (abc) para coordenadas síncronas (dq), baseado nas transformadas de Clarke e Park.



Fonte: do autor

corrente, força, posição e velocidade. A modelagem dinâmica é um passo fundamental no projeto de métodos de controle baseados no modelo, onde a efetividade do controlador pode ser relacionada diretamente à precisão do modelo (VAS, 1998).

Uma estratégia amplamente utilizada na modelagem dinâmica visando controle de máquinas lineares síncronas de ímãs permanentes (LPMSM) é a de expressar seu modelo utilizando o sistema de referência síncrono por meio da teoria do eixo direto e de quadratura (dq). Para isso, os parâmetros da máquina devem estar nessa referência. Em LPMSMs, geralmente, o valor que precisa ser convertido é o das indutâncias, que representam em parte os caminhos de fluxo magnético na máquina considerando os efeitos de extremidade (BOFF; ECKERT; AMARA, 2022). Um exemplo de transformada de coordenadas para transformação de indutâncias de LPMSMs pode ser encontrado em (BOFF *et al.*, 2017), onde é apresentada uma transformação de uma referência trifásica (abc) para a referência bifásica estacionária (dq), a partir da relação

$$S_{dq0} = \Theta_T^{-1} S_{abc} \Theta_T, \quad (1)$$

onde, S_{dq0} representa uma matriz de grandezas no sistema de referência dq , S_{abc} representa uma matriz de grandezas no sistema de referência trifásico, e Θ_T é a matriz de transformação. Essas matrizes são expressas na forma

$$S_{dq0} = \begin{bmatrix} S_d & S_{dq} & S_{d0} \\ S_{qd} & S_q & S_{q0} \\ S_{0d} & S_{0q} & S_0 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$S_{abc} = \begin{bmatrix} S_a & S_{ab} & S_{ac} \\ S_{ba} & S_b & S_{bc} \\ S_{ca} & S_{cb} & S_c \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$\Theta_T = \begin{bmatrix} \cos \chi_e & -\sin \chi_e & 1 \\ \cos(\chi_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\chi_e - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\chi_e + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\chi_e + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

sendo que χ_e é o ângulo elétrico da máquina linear, cujo valor pode ser encontrado pela relação entre a posição do estator (z_e) e o passo polar (τ_p), expresso como

$$\chi_e = \frac{\pi z_e}{\tau_p}. \quad (5)$$

O modelo de máquinas síncronas rotativas de ímãs permanentes no sistema de coordenadas dq é amplamente difundido na literatura (KRISHNAN, 2001; KRAUSE *et al.*, 2013; KRISHNAN, 2010; CHIASSON, 2005), e utilizado para fins de controle vetorial (PILLAY; KRISHNAN, 1989). O controle vetorial é utilizado em máquinas CA pelo fato de ser possível, através da transformada dq , ter uma representação da máquina com acionamento similar à máquina CC, a qual tem características muito desejáveis do ponto de vista do controle (por exemplo, a facilidade em manipular variáveis eletromagnéticas ou mecânicas). Dessa maneira, visando o projeto de controladores, o modelo dinâmico de máquinas de ímãs permanentes é definido no sistema de duas fases (dq). No presente trabalho o modelo da máquina síncrona de ímãs permanentes utiliza este sistema de coordenadas (apresentado no Capítulo 3).

Esse modelo apresenta equações que relacionam as variáveis elétricas e mecânicas da máquina. As equações que representam a dinâmica elétrica da máquina rotativa, são obtidas por

$$v_d(t) = R i_d(t) + \frac{d\lambda_d(t)}{dt} - \omega_e(t) \lambda_q(t), \quad (6)$$

$$v_q(t) = R i_q(t) + \frac{d\lambda_q(t)}{dt} + \omega_e(t) \lambda_d(t), \quad (7)$$

onde v_d , v_q , i_d , i_q , λ_d e λ_q são as tensões, correntes e fluxos magnéticos concatenados, respectivamente, no eixo direto e em quadratura, ω_e é a velocidade angular elétrica e R é a resistência elétrica por fase. Os fluxos magnéticos concatenados do eixo d e eixo q são dados por $\lambda_q(t) = L_q i_q(t)$ e $\lambda_d(t) = L_d i_d(t) + \lambda_{mg}$, onde L_d , L_q , e λ_{mg} representam a indutância de eixo direto e quadratura, e a componente fundamental do fluxo magnético

concatenado por polo, produzidos pelos arranjos de ímãs permanentes, respectivamente. O detalhamento destas equações é demonstrado no Apêndice A.

A equação típica de conjugado em uma máquina rotativa é

$$T(t) = J \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_v \omega_m(t) + T_L(t), \quad (8)$$

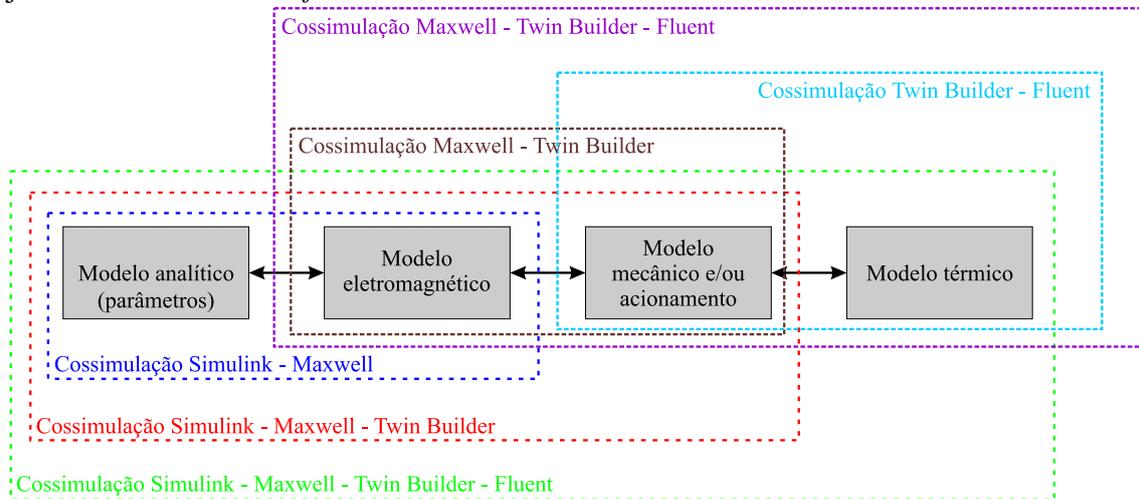
onde T , J , B_v , T_L e ω_m representam o conjugado eletromagnético produzido pelo motor, o momento de inércia, o coeficiente de atrito, o conjugado de carga e a velocidade angular, respectivamente.

A resistência, o fluxo magnético por polo, as indutâncias, o momento de inércia e o coeficiente de atrito são parâmetros que dependem das características intrínsecas da máquina. Estes parâmetros podem ser obtidos através de ensaios experimentais, análise teórica ou por métodos numéricos. Após obter o modelo dinâmico da máquina, ele pode ser validado através de testes experimentais. Alternativamente, caso não se possua um protótipo, é possível fazer uma cossimulação entre modelo eletromagnético da máquina (em elementos finitos) e *software* de acionamento, para verificar a adequação do modelo teórico (BOFF *et al.*, 2021).

A cossimulação consiste na utilização de pelo menos dois *softwares* ou ambientes diferentes de simulação, permitindo uma abordagem multifísica do problema. Ela pode ser feita, por exemplo, entre modelo analítico com parâmetros da máquina (acionamento ou controle) (MATLAB Simulink, Portunus), análise eletromagnética transiente ou magnetostática (*software* de elementos finitos, como ANSYS Maxwell), ambiente dinâmico com características mecânicas e acionamento (ANSYS Twin Builder, ANSYS Simplorer), análise térmica (ANSYS Mechanical, ANSYS Fluent) e análise mecânica (SolidWorks, ADAMS) (BOFF *et al.*, 2021; LI; FENG; WANG, 2019; HUANG *et al.*, 2016; MERSHA; DU, 2021; ZHANG *et al.*, 2020). Assim, é possível elencar algumas possibilidades de cenários para a cossimulação, que são ilustradas na Figura 17, envolvendo MATLAB e o conjunto de módulos do *software* ANSYS. No caso do modelo dinâmico, a análise contemplada deve pelo menos abordar a análise eletromagnética, características mecânicas e acionamento. A cossimulação é uma ferramenta importante para avaliar e validar propriedades básicas do modelo dinâmico, como estabilidade, desempenho, verificação dos níveis de corrente e limites de operação.

Dependendo da natureza do sistema, um modelo de cossimulação pode ser a alternativa mais viável (ou única) para pesquisadores validarem seu trabalho. A cossimulação

Figura 17 – Diagrama das possibilidades de cossimulação envolvendo MATLAB e o conjunto de módulos do *software* ANSYS.



Fonte: do autor

é um recurso especialmente interessante quando se trata de modelagem de dispositivos de alta potência como geradores eólicos máquinas elétricas, etc. Apesar disso, o tempo de computação de métodos numéricos são geralmente maiores que métodos analíticos (HEYA; HIRATA; NIGUCHI, 2018). Isso não elimina a possibilidade do uso de métodos numéricos, pois eles podem ser utilizados para obter os parâmetros necessários para completar o modelo analítico. A obtenção destes parâmetros para máquinas lineares tem algumas particularidades em relação às máquinas rotativas (BOFF *et al.*, 2021). A obtenção do modelo dinâmico de uma máquina linear síncrona de ímãs permanentes, bem como os detalhes de obtenção dos parâmetros do seu modelo dinâmico e validação, são discutidos com detalhamento no Capítulo 3.

2.3.3 Controle para atuadores eletromagnéticos lineares

Os tipos de controle mais difundidos para máquinas síncronas de ímãs permanentes são baseados no acionamento vetorial, e podem ser classificados como Controle por Orientação de Campo (*Field Oriented Control* - FOC) ou Controle Direto de Conjugado (*Direct Torque Control* - DTC), para máquinas rotativas, e Controle Direto de Força (*Direct Force Control* - DFC), para máquinas lineares (BOLDEA, 2008).

Como máquinas CA possuem modelos dinâmicos, geralmente não lineares, com diversas variáveis em função do tempo, era difícil realizar seu controle no passado, dada a complexidade dos modelos e limitação computacional. De acordo com (LI; YU; CHEN,

2013), isso mudou em 1971, quando o engenheiro eletricitista austríaco Felix Blaschke, da empresa alemã *Siemens*, propôs o controle vetorial para motores CA utilizando um método de transformada de coordenadas que desacoplava o controle do conjugado e do fluxo magnético do campo, tornando o controle similar ao de um motor CC. Este método vetorial de controle tem vantagens em relação ao escalar, como maior precisão, melhor desempenho dinâmico e bom funcionamento para baixas velocidades. O controle vetorial recebe esse nome pelo fato de que a transformação abc/dq resulta em dois vetores desacoplados (um de eixo direto e outro de quadratura) que permite controlar aspectos individuais da máquina.

O controle por orientação de campo (FOC), muitas vezes chamado apenas de controle vetorial, quando aplicado em PMSMs cujo objetivo não é operar com enfraquecimento de campo, consiste em zerar o vetor responsável pela corrente de eixo direto, fazendo com que o fluxo magnético gerado pelos ímãs não seja alterado e fique na posição fixa de eixo direto, a qual é necessária para o acionamento em quadratura. Dessa maneira, o controle é feito no elemento responsável pela corrente em quadratura, sendo possível estabelecer uma relação entre ela e a saída de velocidade, posição ou força (LI; YU; CHEN, 2013; BIDA; SAMOKHVALOV; AL-MAHTURI, 2018). Neste controle, a corrente de eixo direto é usada apenas quando se deseja trabalhar com enfraquecimento de campo ou redução da força magnetomotriz, usualmente utilizado em aplicações que requerem operação com velocidade acima da nominal. Esta é a categoria mais popular de controle em LPMSMs, sendo usualmente empregados controladores PI (Proporcional-Integral), por modos deslizantes, por lógica *fuzzy*, preditivos, entre outros (BIDA; SAMOKHVALOV; AL-MAHTURI, 2018).

O controle direto do conjugado (DTC), ou controle direto da força (DFC), no caso de máquinas lineares, também é uma técnica de controle vetorial, alternativa ao FOC, na qual o principal objetivo é o controle do conjugado (DTC) ou força (DFC) (BOLDEA, 2008). Esta estratégia de controle tem como parâmetros de entrada referências de fluxo e conjugado, que são comparados com valores estimados a partir de medições de corrente. Por conta disso, pode ser considerada uma técnica de controle sem sensores físicos (posição, velocidade ou conjugado). Um controlador atua na diferença entre referência e valor estimado, fornecendo uma saída de tensão necessária para compensar essa diferença, que geralmente é a entrada de uma tabela verdade que define o vetor de tensão no inversor

(LI; YU; CHEN, 2013). Uma das características dessa técnica é que a tensão de acionamento da máquina pode ser do tipo liga/desliga, sendo desnecessária a utilização de um inversor de frequência com PWM (BIDA; SAMOKHVALOV; AL-MAHTURI, 2018). Em comparação com o FOC, o DTC apresenta usualmente melhor resposta para controle do conjugado e é menos sensível à variação de parâmetros do motor ou distúrbios. Entretanto, ele apresenta elevada oscilação de corrente, fluxo e conjugado quando operando em regime permanente, principalmente em baixas velocidades. Essas limitações têm feito com que o DTC não seja adequado para aplicações de alto desempenho (LI; YU; CHEN, 2013; BIDA; SAMOKHVALOV; AL-MAHTURI, 2018), que é o caso de um sistema de suspensão ativa.

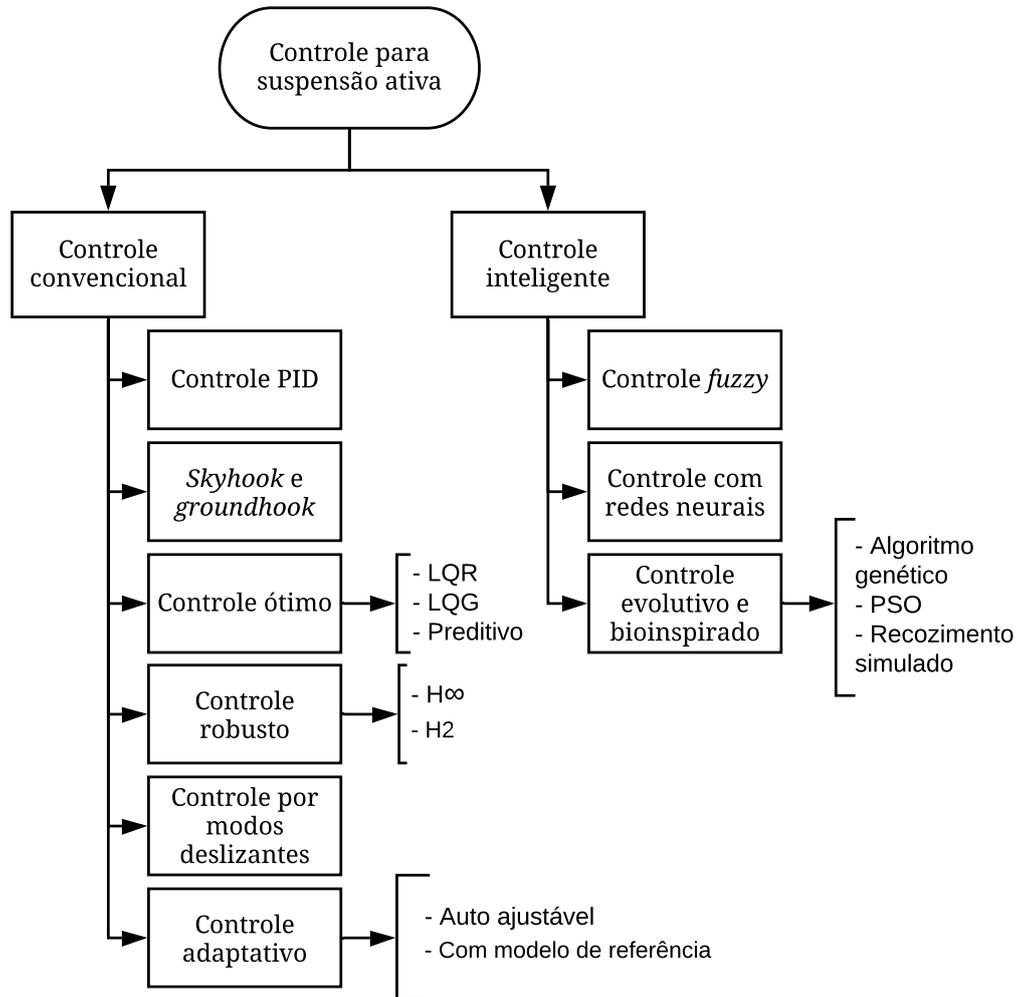
2.3.4 Controle para suspensão ativa eletromagnética

A escolha da técnica de controle mais adequada para suspensão ativa é um tema de ampla discussão na comunidade científica, o que acaba gerando publicações nas quais são desenvolvidas, avaliadas e comparadas diversas técnicas. A escolha da técnica adequada deve considerar as características desejadas, como conforto, dirigibilidade, eficiência, entre outras. Não é possível definir o melhor controlador para um sistema de suspensão, pois essa definição depende do desempenho que se deseja obter. Muitas vezes a técnica é escolhida pela experiência do pesquisador em trabalhar com determinados tipos de controle, e outras, quando se deseja um objetivo específico. No diagrama da Figura 18 são apresentadas algumas técnicas de controle para suspensão ativa.

As técnicas de controle para suspensão ativa podem ser subdivididas em duas categorias principais, que são o controle convencional, onde o projeto é baseado em um modelo dinâmico, e o controle inteligente, nas quais o algoritmo de controle é capaz de atuar em sistemas com alto grau de variabilidade. No caso das técnicas de controle convencional voltadas para suspensão ativa, destacam-se o controle PID, o *skyhook* e o *groundhook*, controle ótimo, controle robusto, controle por modos deslizantes e controle adaptativo (EZETA; MANDOW; CERESO, 2013).

O Controle PID é uma das técnicas de controle mais utilizadas em diversas aplicações por conta de sua simplicidade e desempenho adequado no seguimento ou rejeição de sinais constantes. Ele trabalha em malha fechada e utiliza a diferença entre uma referência e a saída da planta como entrada. Esse controlador apresenta uma grande variedade de

Figura 18 – Diagrama das classificações de controle disponíveis para suspensão ativa.



Fonte: do autor

métodos de projeto como, por exemplo, os métodos de Ziegler-Nichols de sintonia baseada em tabelas e o método de alocação de polos via lugar geométrico das raízes (LGR) (KUMAR, 2008).

A técnica *Skyhook* estabelece um conceito no qual existe um amortecedor virtual entre a massa do veículo e uma referência virtual associada a uma referência “aérea virtual” com relação ao sistema de coordenadas adotado, procurando reduzir a aceleração na massa suspensa. Em razão disso, é considerada uma técnica que prioriza o conforto (DING *et al.*, 2019). Entretanto, “prender” a massa do veículo na referência virtual do “céu” não considera necessariamente o aspecto da dirigibilidade. Como alternativa a essa técnica, priorizando exclusivamente a dirigibilidade, foi proposta a técnica *Groundhook*. Diferentemente da técnica *skyhook*, esta estabelece a referência como sendo vinculada ao solo. Com o veículo “preso” ao solo, aumenta-se a aderência do pneu ao solo e, portanto,

a dirigibilidade e estabilidade em qualquer tipo de terreno (TURNIP, 2016). Ambas técnicas fornecem uma referência de força que o atuador (elemento ativo) deve inserir no sistema de suspensão para atingir o objetivo desejado; portanto, para garantir este seguimento de força, um controlador deve ser agregado para garantir o seguimento. Usualmente, são aplicados controladores do tipo PID junto a técnica *skyhook* ou *groundhook* (PRIYANDOKO; MAILAH; JAMALUDDIN, 2009; KALDAS *et al.*, 2019).

O Controle Ótimo busca determinar uma lei de controle que minimiza uma dada função custo, sujeita a uma série de restrições de desempenho. Exemplos desta classe são o Regulador Linear Quadrático (LQR), que minimiza uma função custo quadrática que geralmente depende dos estados e do sinal de controle (RAO; NARAYANAN, 2009), o Regulador Linear Quadrático Gaussiano (LQG), que possui desempenho ótimo na presença de ruídos Gaussianos (SOHN *et al.*, 2004), e o Controle Preditivo Baseado em Modelo, que usa um modelo matemático do sistema para prever o seu comportamento futuro e adapta o sinal de controle de acordo (BOUOUDEN; CHADLI; KARIMI, 2015).

O Controle Robusto é indicado quando existem incertezas ou variações paramétricas não mensuráveis no sistema, projetando um controlador capaz de manter a estabilidade e desempenho frente a essas variações. O conceito de robustez está associado ao fato da capacidade do controlador manter o objetivo de controle (seguimento ou rejeição) frente a variações indesejadas (distúrbios ou variações paramétricas). Métodos de controle robusto podem ser baseados em minimização do pico da resposta em frequência do sistema em malha fechada (Controle \mathcal{H}_∞) (SUN; GAO; YAO, 2013) ou do ganho do sistema em toda faixa de frequências (controle \mathcal{H}_2) (YU *et al.*, 2015). Geralmente são projetados controladores usando uma formulação no espaço de estados e técnicas baseadas em desigualdades matriciais lineares (LMIs).

O Controle por Modos Deslizantes é aplicado a sistemas não lineares, sendo usualmente caracterizado como robusto e com baixa sensibilidade a perturbações. A lei de controle neste método não é fixa, ou seja, o controlador comuta entre diferentes condições de operação de forma que as trajetórias do sistema não linear converjam para uma dada superfície relacionada ao desempenho desejado. No contexto de suspensão ativa, esse controlador é utilizado para fazer o sistema responder a diferentes variações na rodovia (SAM; OSMAN; GHANI, 2004).

O Controle Adaptativo é um método no qual o controlador pode se adaptar a variações

nos parâmetros ou trabalhar com modelos incertos. É adequado para casos em que a planta pode mudar algum parâmetro diante de alguma condição, pois, a lei de controle pode se adaptar a diferentes situações (BASARAN; BASARAN, 2020; LI *et al.*, 2020). Referente a sistemas de suspensão, o controle adaptativo pode ser auto ajustável quando o foco é conforto, pois, faz uma adaptação necessária quando a suspensão sofre deformações elásticas devido à velocidade (KOCH *et al.*, 2011; MACIEJEWSKI *et al.*, 2020), ou com modelo de referência quando o propósito é reduzir a vibração a um nível estabelecido (SUNWOO; CHEOK; HUANG, 1990).

Com o avanço computacional das últimas décadas, metodologias computacionais de inteligência artificial como lógica *fuzzy*, redes neurais artificiais e computação evolutiva ganharam papel significativo no âmbito científico. Essas metodologias resultaram em um campo chamado controle inteligente, que consiste em utilizar essas técnicas ou a combinação delas em problemas de controle (CAO *et al.*, 2008). São caracterizadas por trabalharem em sistemas não lineares e com alto grau de incertezas.

O Controle *Fuzzy* busca uma alternativa à lógica binária e utiliza parâmetros numéricos e linguísticos para o cálculo do sinal de controle, que varia de acordo com um conjunto predefinidos de regras. O conjunto pode ter, por exemplo, formato triangular para qualificar decisões mais importantes, e o controlador utiliza este termo linguístico e o transforma em sinal de controle (CAO *et al.*, 2008). Em conjunto com a lógica *fuzzy*, são utilizados métodos de controle convencionais como os controladores PID (LI *et al.*, 2012). Este método é utilizado em sistemas de suspensão ativa que tenham incertezas no modelo e atraso na resposta do atuador (LI *et al.*, 2012).

O Controle baseado em Redes Neurais Artificiais permite criar uma rede de aprendizado, inspirada no funcionamento da rede neural biológica. Neste método, o sistema aprende determinadas atividades, baseado na inserção de dados na sua entrada (CAO *et al.*, 2008). Em suspensão ativa, esse método utiliza como base um comportamento ideal para a suspensão e a resposta do sistema; portanto, o modelo da máquina não é explicitamente necessário (ESKI; YILDIRIM, 2009).

O Controle Evolutivo ou Bioinspirado pode trabalhar com sinais estocásticos e, de modo geral, busca solucionar um problema de otimização para uma determinada aplicação visando oferecer uma resposta eficiente. O controle utilizando algoritmo genético é baseado na evolução natural das espécies, e busca atualizar fatores de ponderação ideais

para o controlador de modo a melhorar a resposta do sistema (HADA; MENON; BHAVE, 2007). No contexto de suspensão ativa, ela pode trabalhar com inúmeros parâmetros desejados de resposta (CAO *et al.*, 2008). A otimização por enxame de partículas (PSO) é baseado no comportamento de pássaros e cardumes, sendo uma técnica que busca o candidato mais adequado em uma base de dados para determinada condição, visando o melhor desempenho e, embora possua melhor convergência que o tipo *fuzzy*, demanda alto custo computacional (QAZI *et al.*, 2013). O recozimento simulado (*simulated annealing*) é um algoritmo baseado no processo de recozimento do aço ou cerâmica, e busca otimizar e obter a matriz de pesos (ganhos) para um determinado controlador (MENG; CHEN; HE, 2014).

Dadas essas opções de técnicas de controle e os objetivos de um sistema de suspensão ativa (conforto ou dirigibilidade), as técnicas de controle escolhidas para validar a aplicação do atuador em um sistema de suspensão neste trabalho são o *skyhook* associado a um controle PID, e o Controle Robusto, baseado na minimização da norma \mathcal{H}_∞ para atenuar o pico da frequência de ressonância do sistema.

2.4 Avaliação do Desempenho de Suspensões Veiculares

Considerando um sistema de suspensão ativa aplicado a veículos, ou relacionado diretamente a percepção dos efeitos de vibração pelo usuário, é possível definir os objetivos principais que o sistema deve atender, os tipos de perturbações de entrada no sistema de suspensão, os níveis de vibração de acordo com a reação do usuário e as métricas que se pode adotar para avaliar o desempenho da suspensão ativa.

2.4.1 Objetivos do sistema de suspensão

A suspensão veicular é responsável por conectar o corpo do veículo nas rodas. Como as rodas do veículo geralmente percorrem caminhos com ondulação e irregularidades, estas perturbações seriam transmitidas integralmente à carroceria do veículo se não fosse o sistema de suspensão. Paralelo a isto, a dinâmica entre a aderência das rodas do veículo na rodovia (dirigibilidade) também é dependente do sistema de suspensão. Portanto, o sistema de suspensão pode ter objetivos relacionados ao conforto, reduzindo a vibração no corpo do veículo, e relacionados à dirigibilidade, onde o objetivo é garantir a aderência das rodas do veículo com a pista (SUN; GAO; SHI, 2020). Com base nestes objetivos é

possível categorizar dois cenários em que a suspensão pode atuar:

- Conforto (*ride comfort*): O sistema de suspensão deve minimizar o nível de vibração para os usuários do veículo e para a carroceria do mesmo. Esse fator pode ser mensurado pela aceleração transmitida aos usuários e ao corpo do veículo. O curso da suspensão é um fator limitante que deve ser considerado para atender esse objetivo.
- Dirigibilidade/Aderência (*road holding*): O sistema de suspensão deve maximizar a aderência dos pneus à pista para garantir segurança. Esse fator pode ser mensurado através da deflexão do pneu ou dos elementos da suspensão.

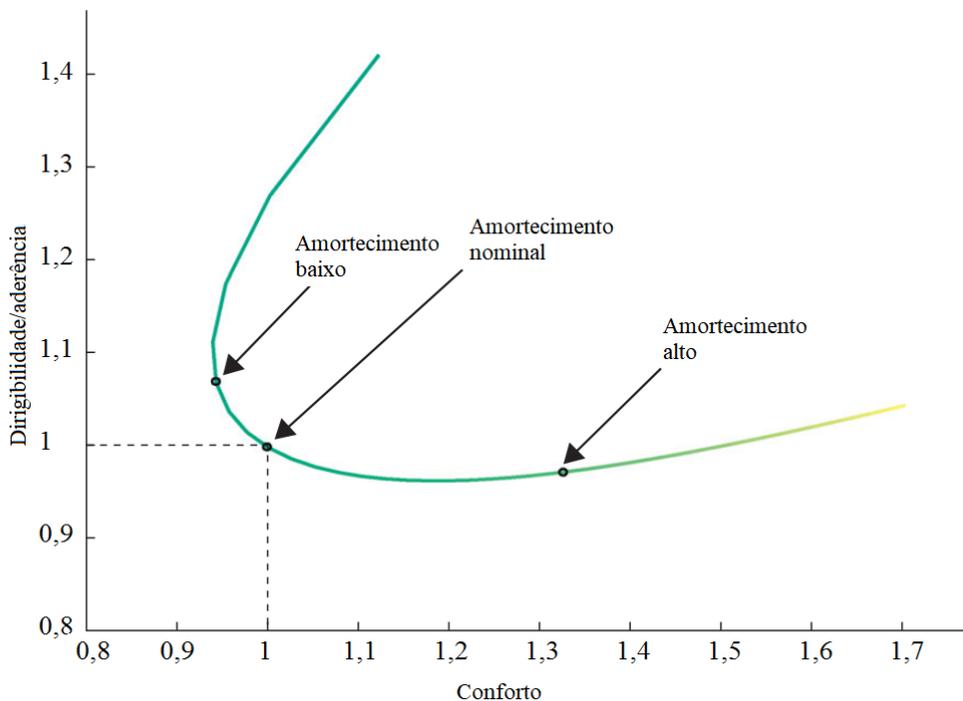
Em (SAVARESI *et al.*, 2010), estes aspectos são relacionados em termos do amortecimento da suspensão. Um baixo amortecimento de vibrações faz com que o sistema de suspensão fique mais rígido, portanto, a dirigibilidade e aderência são favorecidos. Um alto amortecimento de vibrações faz com que o sistema de suspensão fique menos rígido, portanto, o conforto é favorecido. No caso de suspensões passivas, onde diferentemente da ativa o ponto de operação é fixo (o amortecimento não é controlado), se determina este de forma que seja obtido um desempenho aceitável em termos de conforto e dirigibilidade. A Figura 19 ilustra a relação do amortecimento de um sistema de suspensão relacionando os objetivos de conforto e dirigibilidade. Em sistemas de suspensão ativa, o amortecimento pode ser controlado a fim de obter simultaneamente bom desempenho tanto em termos de conforto como dirigibilidade.

2.4.2 Modelos de perturbação

A entrada do sistema de suspensão corresponde à perturbação que, dependendo da aplicação, pode ser um sinal determinístico (senoidal, trapezoidal ou degrau) ou randômico (geralmente utilizado para representar um perfil de rodovia), conforme Figura 20. O perfil de rodovia é um processo estocástico estacionário gaussiano de uma determinada densidade espectral de potência de deslocamento (PSD) dada em $m^2/(ciclo/m)$ (ISO 8608 - Mechanical Vibration–Road Surface Profiles–Reporting of Measured Data, 2016).

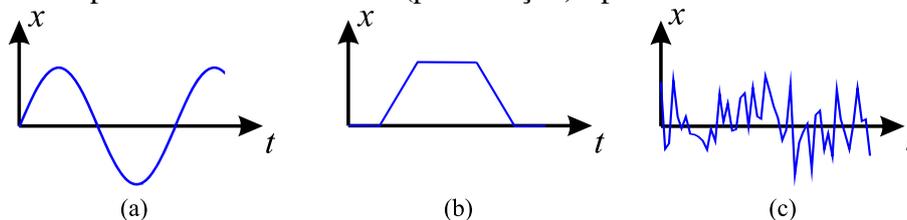
Nos sinais de entrada existe uma variação de posição ou deslocamento em função do tempo. No caso do sinal randômico, buscando demonstrar o comportamento da pista, ele pode ser categorizado pela norma europeia ISO 8608 (ISO 8608 - Mechanical Vibration–Road Surface Profiles–Reporting of Measured Data, 2016), a qual categoriza rodovias em

Figura 19 – Curva representando o objetivo do sistema de suspensão de acordo com a variação do amortecimento de vibrações.



Fonte: (SAVARESI *et al.*, 2010)

Figura 20 – Tipos de sinais de entrada (perturbação) típicos em sistemas de suspensão.



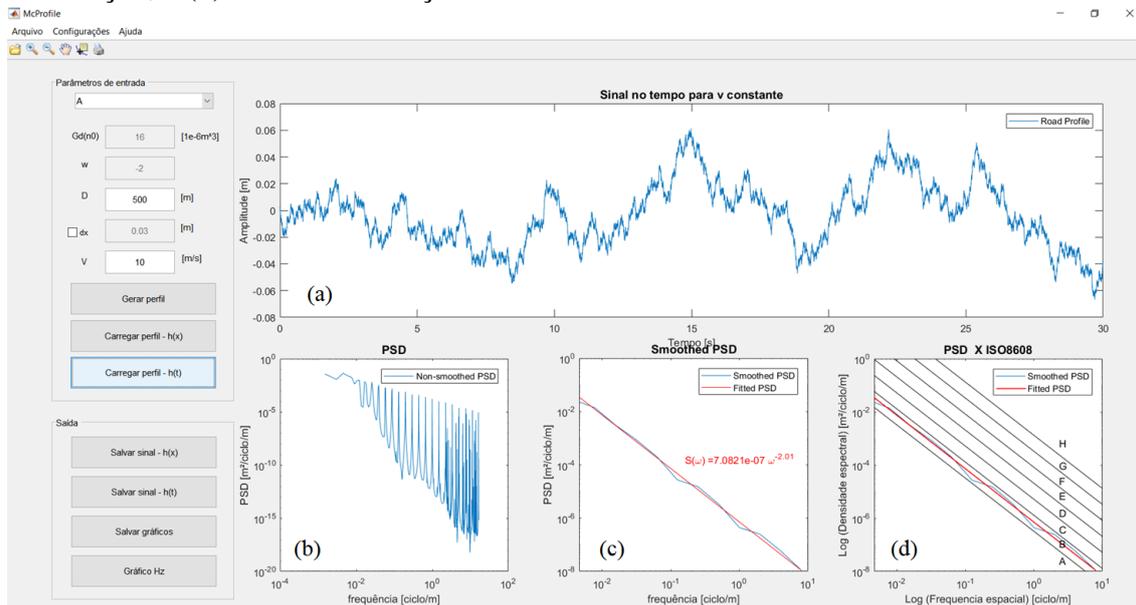
Fonte: do autor.

classes, tendo como base a PSD do deslocamento vertical do perfil. De acordo com a ISO 8608, o perfil rodoviário é dividido em oito categorias, de A a G, sendo A uma rodovia com pequenas imperfeições e G uma rodovia com grandes imperfeições.

Estes perfis podem ser obtidos com o auxílio do programa modificado *McProfile* desenvolvido pelo Grupo de Mecânica Aplicada (GMAp) da UFRGS, o qual oferece uma interface gráfica para um algoritmo de desenvolvimento da PSD, caracterização com base na norma ISO 8608 e recuperação do sinal através do método fractal de Weierstrass Mandelbrot (SANTOS; MARCZAK, 2014). Essa interface é mostrada na Figura 21.

É possível verificar na Figura 21: o (a) perfil de amplitude em função do tempo, ge-

Figura 21 – Interface gráfica do programa de caracterização de rodovias contendo a (a) sinal de amplitude da rodovia analisada no domínio espacial, (b) sua função PSD e (c) suavização, e (d) sua caracterização de acordo com a norma ISO 8608.



Fonte: adaptado de (SANTOS; MARCZAK, 2014)

rado para uma velocidade constante, o (b) cálculo de sua densidade espectral de potência (PSD), o (c) gráfico suavizado da PSD e a (d) comparação da PSD suavizada com as métricas de avaliação da norma ISO 8608. Através deste programa é possível gerar perfis de acordo com a especificação da norma e também caracterizar perfis experimentais.

2.4.3 Vibração, conforto e métricas de avaliação

A vibração é um fenômeno oscilatório de posição em relação a um ponto fixo. A vibração nem sempre possui apenas um componente de frequência fundamental, geralmente são sinais compostos de múltiplas frequências harmônicas. Para definir a faixa de operação da suspensão do ponto de vista de conforto ao usuário (isolamento de vibrações), é importante saber quais frequências impactam de forma mais significativa o ser humano. O corpo humano é mais sensível à vibração na direção transversal (de ombro a ombro) na faixa de 1 a 2 Hz, e no sentido longitudinal (dos pés à cabeça), ele é mais sensível na faixa de 4 a 8 Hz (KJÆR, 2022). A norma europeia ISO 2631 (ISO 2631 - Mechanical vibration and shock – Evaluation of human exposure to whole-body vibration – Part 1: General requirements, 1997), define que o conforto do usuário está relacionado à faixa de 0,5 a 80 Hz, e o enjoo durante percursos, na faixa de 0,1 a 0,5 Hz.

As vibrações podem ser causadas por contato físico ou acústico, dependendo da natureza do fenômeno que as causou. Em relação aos efeitos observados em veículos, eles podem ser classificados, de acordo com (MORELLO *et al.*, 2011), em:

- *Ride* (rodagem): na faixa 0 a 5 Hz, corresponde às acelerações de baixa frequência, às manobras do veículo em curvas e oscilações de veículo devido aos desníveis da rodovia. Esta faixa de frequência está relacionada ao conforto provido pelo sistema de suspensão;
- *Shake* (balanço): na faixa de 5 a 25 Hz, corresponde a ressonância de elementos conectados ao chassi do veículo, como motor e suspensão, e também à massa não suspensa sob os pneus;
- *Harshness* (ressonância): na faixa de 25 a 100 Hz, corresponde a ressonância de elementos flexíveis conectados ao chassi do veículo. Existe nessa faixa de frequência uma sobreposição entre os ruídos que são perceptíveis como vibração e ruído acústico;
- *Noise* (ruído): acima de 100 Hz, corresponde a vibração acústica percebida como ruído sonoro, oriunda por exemplo do painel, e geralmente pouco perceptível. A percepção de fenômenos nessa faixa de frequência está associada com o nível de percepção de cada usuário, portanto, pode ser variável mesmo com eventos de igual magnitude.

As métricas de avaliação para exposição humana a vibrações levam em consideração o tempo de exposição do ser humano a este efeito e a magnitude da aceleração da vibração. A aceleração em cenários práticos é mensurada através de um sensor/dispositivo chamado acelerômetro, o qual possui uma saída de tensão elétrica proporcional à aceleração. Existem diversos métodos de avaliação para exposição do ser humano a vibrações, dependendo da região: Na Europa, é utilizada a ISO 2631-1 (*Mechanical vibration and shock - Evaluation of human exposure to whole-body vibration*), no Reino Unido, a BS 6841 (*Guide to measurement and evaluation of human exposure to whole-body mechanical vibration and repeated shock*), na Alemanha e Áustria, a VDI 2057 (*Human exposure to mechanical vibrations - Whole-body vibration*) e nos EUA e organização do tratado do atlântico norte (OTAN), usualmente a *average absorbed power* com base no documento técnico *NATO Reference Mobility Model* (ELS, 2005). Estas normas ou métodos

procuram analisar o efeito de diversas vibrações sobre o corpo humano, com múltiplos eixos e graus de liberdade, inserindo uma ponderação para determinadas frequências. Para análise de um sistema de suspensão com apenas um sentido de operação, considerando a medição da aceleração, o método mais comum de se fazer a análise dos dados é através do valor RMS da aceleração. As normas, em geral, também se baseiam nessa metodologia, com a ressalva que existe uma ponderação de frequências.

Outra métrica interessante para avaliação de sistemas de suspensão, assim como quaisquer sistemas vibratórios, é a medida de transmissibilidade. Esta métrica expressa a relação entre a saída perante um distúrbio na entrada, que no caso da suspensão, são interpretadas como o distúrbio da rodovia afetando a massa suspensa. A transmissibilidade pode ser de deslocamento, velocidade ou posição, e indicam a razão entre a amplitude máxima da massa suspensa para a amplitude máxima do distúrbio na entrada. Dado essa característica, para essa análise ser realizada deve se ter um sinal vibratório conhecido na entrada, como um sinal senoidal. Como a razão destas grandezas resulta em uma variável adimensional, a transmissibilidade é geralmente expressa em dB em função da razão da frequência de ressonância (DIXON, 1999).

Também é possível avaliar o desempenho de um sistema de suspensão através do seu gráfico de resposta em frequência. Nesse método é possível fazer uma identificação gráfica dos pontos que são amplificados (geralmente perto da frequência de ressonância do sistema) em um sistema passivo, e atenuados em um sistema de suspensão ativa (SAVARESI *et al.*, 2010). Além disso, é possível constatar a faixa de operação do sistema de suspensão em termos das frequências oriundas da perturbação das vias, e/ou sinais periódicos.

2.5 Conclusões do Capítulo

Dos sistemas de suspensão existentes (passiva, semiativa e ativa), a suspensão ativa pode proporcionar uma melhor resposta dinâmica, independente do objetivo. Em relação a esse sistema, existem diversos tipos de atuadores (hidráulico, pneumático e eletromagnético) que podem ser aplicados, sendo que o atuador eletromagnético possui a melhor resposta dinâmica (menor tempo de resposta). Dos sistemas de suspensão ativa que utilizam atuadores eletromagnéticos, existem diversas topologias relacionadas ao tipo de máquina elétrica (de indução, de relutância, síncrono, de corrente contínua), sendo que a

topologia mais adequada para esse fim, em termos de desempenho, é a síncrona de ímãs permanentes.

Para fins de controle, o modelo dinâmico é representado no sistema de coordenadas síncronas (dq), para aplicação de técnicas de controle vetorial por orientação de campo. Das estruturas de controladores aplicáveis a sistemas de suspensão, são destacadas técnicas de controle robusto com minimização da norma \mathcal{H}_∞ e *skyhook* com PID. Essas técnicas consideram o modelo do atuador, portanto, sua modelagem dinâmica deve ser feita. Com essas configurações definidas, o atuador pode ser controlado, tanto isoladamente (para caracterização e validação do seu modelo e métodos de projeto de controle) quanto inserido no sistema de suspensão, buscando objetivos de conforto ou dirigibilidade.

As perturbações no sistema de suspensão podem ser periódicas (senoidais) para verificar a atenuação das vibrações perante técnica de controle, que são verificadas através da análise da transmissibilidade, ou estocásticas, buscando simular um perfil de rodovia em uma aplicação prática. Analisando a resposta em frequência da posição e da aceleração, e o valor eficaz da aceleração, será possível constatar o desempenho da suspensão em relação às técnicas de controle e modos de operação da suspensão.

Considerando a fundamentação teórica apresentada nesse capítulo, o trabalho é desenvolvido a fim de: elaborar a modelagem dinâmica de um atuador linear; desenvolver o controle para este atuador; implementar uma plataforma de suspensão; inserir o atuador como elemento ativo nesse sistema de suspensão; avaliar seu desempenho variando técnicas de controle.

Durante a elaboração deste capítulo, foram observados aspectos eletromagnéticos relevantes na estrutura de atuadores lineares, os quais levaram a produção dos seguintes trabalhos envolvendo o estudo da topologia do atuador durante o desenvolvimento da tese:

- BOFF, BEN HUR B.; TAVARES, RODRIGO B. ; FILHO, ALY F. FLORES ; ECKERT, PAULO R. Analysis of End Pole Sizing Effects in Linear Permanent Magnet Synchronous Actuators with quasi-Halbach Arrays. Em: 2019 12th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA), 2019, Neuchatel. DOI: 10.1109/LDIA.2019.8770989.
- BOFF, BEN HUR BANDEIRA; ECKERT, PAULO ROBERTO; AMARA, YACINE. A Comprehensive Review on the End Effects of Linear Permanent Magnet

Machines. Em: 2021 13th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications (LDIA), 2021, Wuhan. DOI: 10.1109/LDIA49489.2021.9505899.

- BOFF, BEN HUR BANDEIRA; ECKERT, PAULO ROBERTO; AMARA, YACINE. A Comprehensive Review on the End Effects of Linear Permanent Magnet Machines. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, 2022. DOI: 10.1109/TIA.2022.3230630.

Parte I
Modelagem e Controle do Atuador
Eletromagnético Linear

3 MODELO DINÂMICO DO ATUADOR

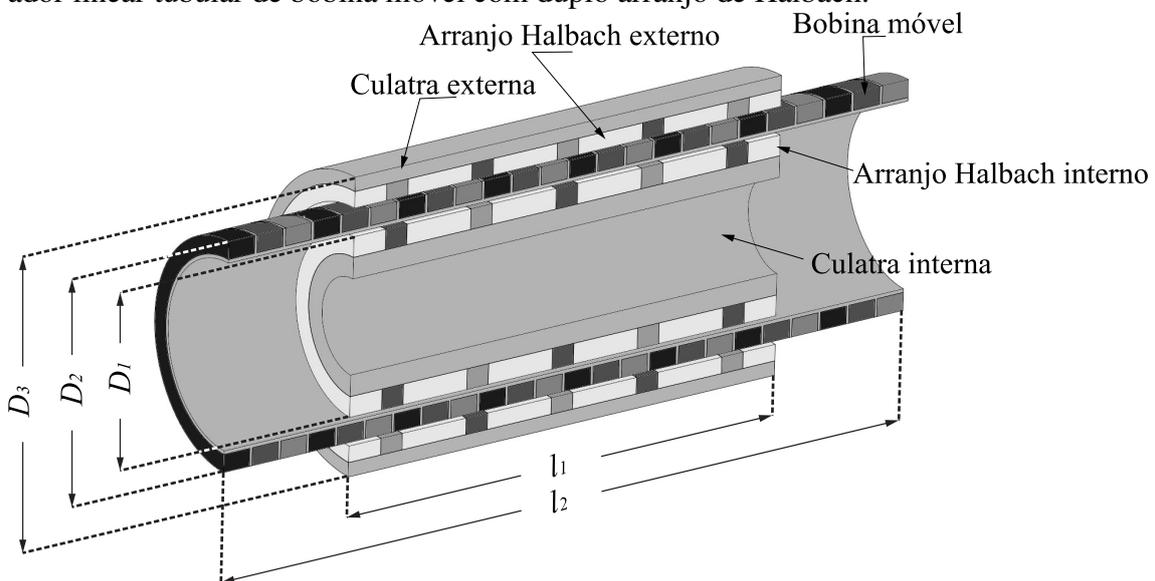
Neste capítulo são descritas a topologia do atuador utilizado e as etapas que envolvem a elaboração e validação do seu modelo dinâmico. O conhecimento deste modelo é necessário tanto para avaliação do comportamento do atuador em malha aberta quanto para desenvolvimento de controladores em malha fechada. A modelagem é feita de forma analítica, validada através de cossimulação numérica entre modelo em elementos finitos (eletromagnético) e acionamento, comprovada experimentalmente através de testes no protótipo do atuador. A etapa de modelagem é demonstrada através de um método sistemático, que envolve desde a obtenção das equações que descrevem o atuador, a obtenção dos parâmetros (constantes ou variáveis) do modelo dinâmico, até a sua validação (numérica e experimental), podendo assim ser reproduzida para diferentes topologias de máquina linear síncrona de ímãs permanentes.

3.1 Topologia Utilizada

Este trabalho é baseado no estudo de caso de um atuador eletromagnético linear tubular de bobina longa móvel sem núcleo, cuja validação experimental sobre aspectos eletromagnéticos é encontrada na literatura em (ECKERT *et al.*, 2016, 2018; BOFF *et al.*, 2017; ZANATTA *et al.*, 2018). Sua topologia consiste em campo (estator) composto de dois arranjos de ímãs quase-Halbach (um interno e outro externo) montados sobre culatras de material sólido ferromagnético macio (também interna e externa), e armadura (móvel) trifásica com enrolamentos de cobre montados sobre um carretel de material não ferromagnético. A Figura 22 mostra uma vista tridimensional em corte da estrutura eletromagnética do atuador. Já seus parâmetros geométricos de projeto são denominados e quantificados na Tabela 3. Os materiais do atuador são definidos na Seção 3.3, e demais

parâmetros eletromagnéticos no Apêndice B.

Figura 22 – Vista tridimensional isométrica em corte da estrutura eletromagnética do atuador linear tubular de bobina móvel com duplo arranjo de Halbach.



Fonte: (BOFF, 2018)

A armadura trifásica do atuador é composta por 24 enrolamentos com conexão em estrela, sendo assim 8 enrolamentos por fase. A Figura 23 mostra um diagrama equivalente da conexão das bobinas da armadura e também uma vista bidimensional da posição geométrica de cada uma delas montadas sob o carretel. A nomenclatura adotada para denominar cada enrolamento utiliza uma letra que indica a qual fase ela pertence, seguido pelo número indicando sua ordem e o sinal contendo a sua polaridade (sentido de enrolamento).

Nos arranjos de ímãs da Figura 24, as setas e diferentes tonalidades indicam a direção de magnetização dos ímãs de maneira a formar um arranjo de quase-Halbach interno e outro externo. Uma pequena parcela do fluxo se estabelece nas culatras, uma vez que o arranjo de quase-Halbach intensifica a concentração de fluxo no entreferro magnético. As culatras são dimensionadas de maneira a não sofrer saturação magnética (ECKERT, 2016).

A fim de definir uma referência para movimentação da parte móvel, é considerado que a posição inicial (posição zero) ocorre quando a extremidade esquerda da bobina A1+ está alinhada axialmente com a extremidade esquerda do estator, e a posição final (curso máximo) ocorre quando a extremidade direita da bobina C8- está alinhada axialmente à

Tabela 3 – Características do atuador utilizado.

Símbolo	Denominação	Valor
l_1	Comprimento axial do estator	133,2 mm
l_2	Comprimento axial da armadura	212,32 mm
D_1	Diâmetro externo do arranjo interno de ímãs	36 mm
D_2	Diâmetro externo da armadura	64,4 mm
D_3	Diâmetro externo da culatra externa	84 mm
R_M	Raio médio das bobinas	29,7 mm
N_b	Número de enrolamentos	24
N_C	Número de bobinas por fase	8
N_T	Número de espiras por enrolamento	100
k	Fator de ocupação	0,462
p	Número de par de polos	3
m_f	Número de fases	3
δ	Entreferro magnético	8 mm
g	Entreferro mecânico	1 mm
τ_p	Passo polar	26,64 mm

Fonte: Adaptado de (BOFF, 2018)

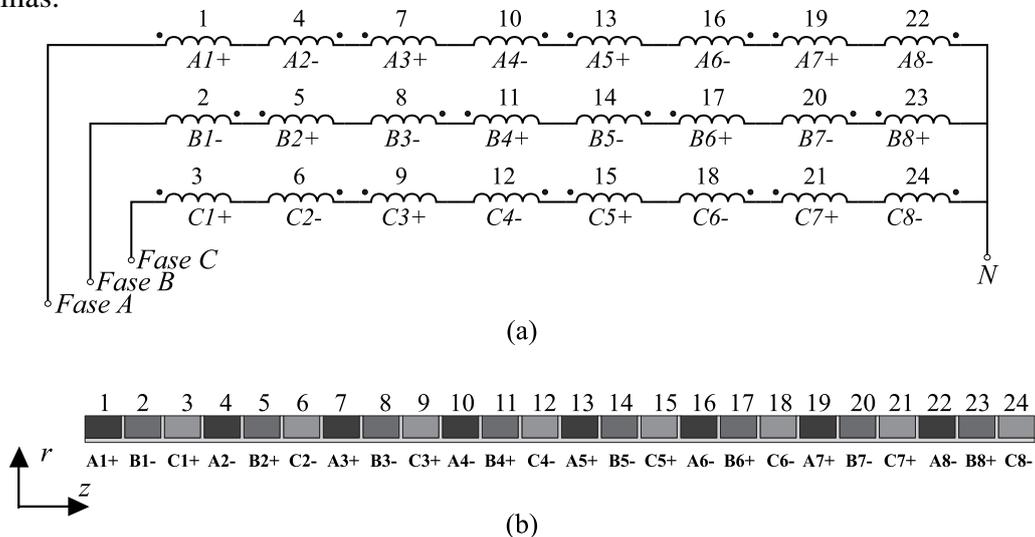
extremidade direita do estator, conforme ilustrado na Figura 24. Dessa maneira, com base na Tabela 3 é possível verificar que o curso máximo do atuador é de 79,12 mm.

Do ponto de vista de modelagem dinâmica, é necessário agregar ao modelo as características mecânicas do atuador para determinação de parâmetros como coeficiente de atrito e massa da parte móvel. A Figura 25 mostra o atuador completo e uma vista em corte contendo a estrutura mecânica e eletromagnética. Na Figura 25 é possível observar que a movimentação da parte móvel ocorre pelo engaste de um eixo linear em uma das extremidades do carretel, e o alinhamento é feito por rolamentos lineares.

3.2 Modelagem Matemática

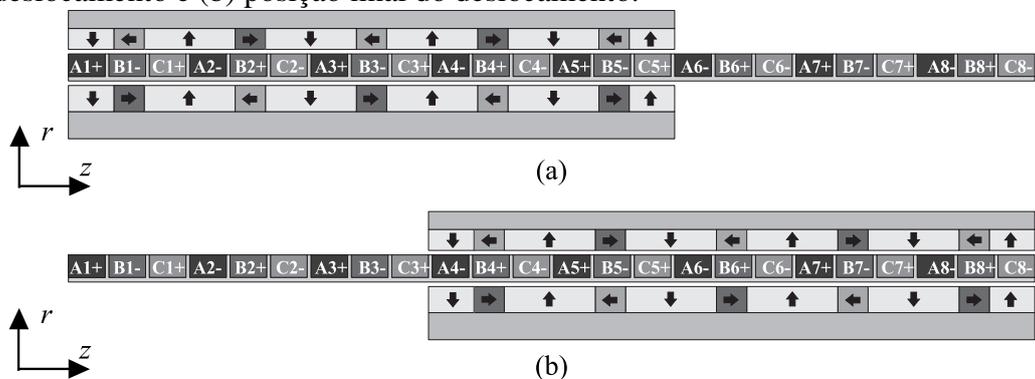
Conforme discutido no capítulo anterior, o modelo dinâmico da máquina síncrona, será desenvolvido no sistema de coordenadas síncronas (dq). A definição de ângulo elétrico (χ_e) é análoga para as topologias rotativa e linear. Em máquinas lineares, também é

Figura 23 – Conexão das bobinas da armadura do atuador no (a) diagrama elétrico e (b) vista bidimensional axissimétrica indicando a disposição geométrica de cada uma das bobinas.



Fonte: (BOFF, 2018)

Figura 24 – Vista bidimensional axissimétrica do atuador, indicando a (a) posição inicial do deslocamento e (b) posição final do deslocamento.

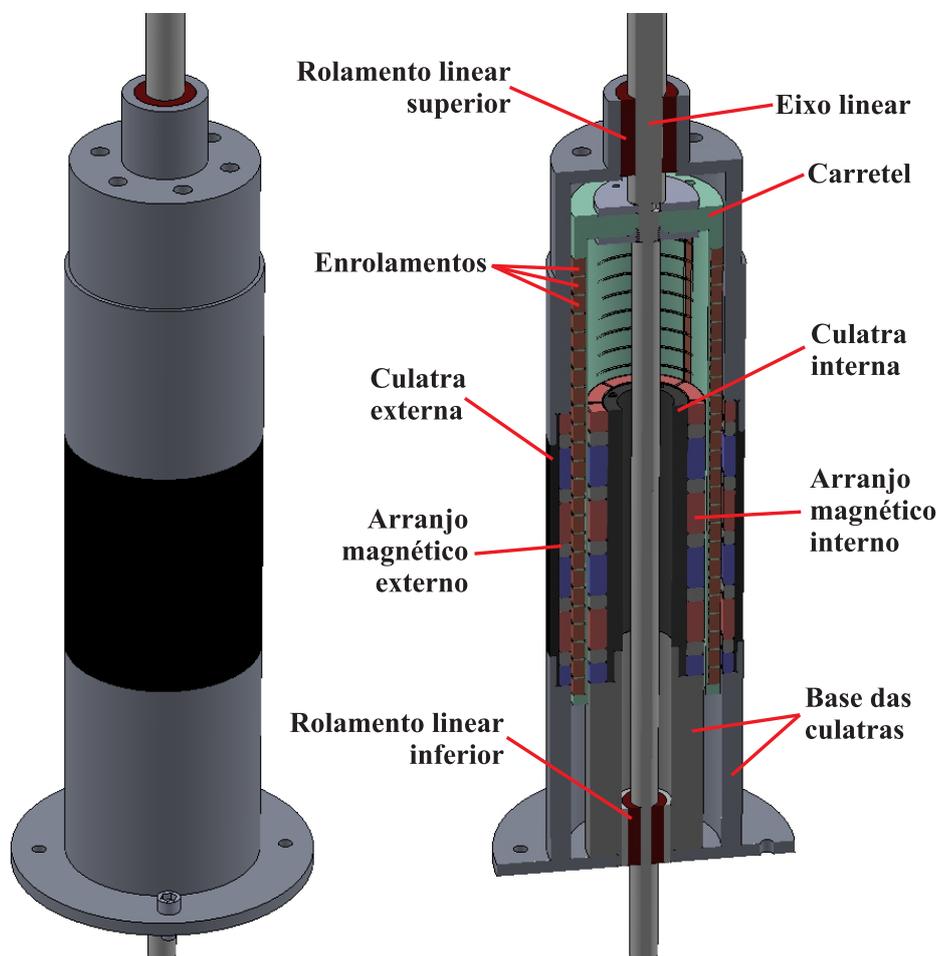


Fonte: (BOFF, 2018)

expresso em radianos, e pode ser determinado em função da posição axial da parte móvel em relação à parte estática (z_e) e do passo polar (τ_p), de acordo com (5).

Considerando máquinas elétricas lineares tubulares, o eixo direto é definido como a posição axial na qual a componente radial da densidade de fluxo magnético produzida pelos arranjos de ímãs permanentes tem sua maior amplitude, que ocorre no centro axial dos ímãs magnetizados no sentido radial nessa topologia. De modo similar, o eixo em quadratura é definido como a posição axial na qual a componente radial da densidade de fluxo magnético produzida pelos ímãs é zero, que ocorre no centro axial dos ímãs mag-

Figura 25 – Vista tridimensional do atuador eletromagnético linear tubular com duplo arranjo de Halbach, ilustrando sua composição mecânica estrutural.

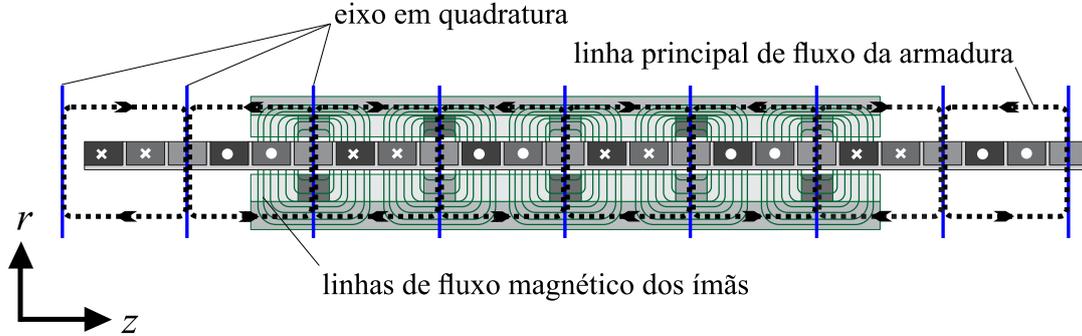


Fonte: do autor

netizados no sentido axial, para esta topologia. Para realizar o acionamento do atuador vetorial com fluxo de quadratura, o eixo magnético da componente radial da densidade de fluxo magnético produzida pela armadura deve estar alinhada com o eixo em quadratura. A Figura 26 exemplifica a condição na qual as fases A e B estão excitadas com corrente elétrica de mesma magnitude e a corrente elétrica da fase C é zero. Isso representa uma condição de um ângulo elétrico do sistema trifásico. A Figura 26 também ilustra as linhas de fluxo magnético produzidas pelo arranjo de ímãs e a linha principal do caminho do fluxo magnético produzido pela armadura.

O circuito eletromagnético de uma máquina síncrona de ímãs permanentes no sistema de referência síncrono é similar para topologias rotativas (PMSM) e lineares (LPMSM). Considerando que não existe saturação magnética nas culatras, que as perdas magnéticas

Figura 26 – Vista bidimensional axissimétrica do atuador linear tubular com duplo arranjo de quase-Halbach na posição de eixo em quadratura, mostrando as linhas principais de fluxo das fases A e B quando essas bobinas estão excitadas, e as linhas de fluxo magnético produzidas pelos arranjos de ímãs.



Fonte: do autor

são desprezíveis e que o fluxo magnético é constante e não se altera em relação à temperatura ou tempo, é possível determinar as equações para a máquina síncrona rotativa no sistema de referência dq (KRISHNAN, 2001; KRAUSE *et al.*, 2013) como

$$v_d(t) = Ri_d(t) + \frac{d\lambda_d(t)}{dt} - \omega_e(t) \lambda_q(t), \quad (9)$$

$$v_q(t) = Ri_q(t) + \frac{d\lambda_q(t)}{dt} + \omega_e(t) \lambda_d(t), \quad (10)$$

onde v_d , v_q , i_d , i_q , λ_d e λ_q são as tensões, correntes e fluxos magnéticos concatenados, respectivamente, no eixo direto e em quadratura, ω_e é a velocidade angular elétrica e R é a resistência elétrica por fase.

Em uma máquina linear, a onda de fluxo magnético se desloca no sentido axial, fazendo com que a velocidade elétrica v_e seja diferente da máquina rotativa ω_e . Apesar da topologia linear, a velocidade v_e também é expressa em radianos por segundo (BOLDEA, 2017), e é dada através da relação

$$v_e(t) = K_m v_m(t) = \frac{p\pi}{\tau_p} v_m(t), \quad (11)$$

onde v_m é a velocidade linear mecânica e K_m é uma constante a qual é função do número de pares de polo p e do passo polar τ_p . Logo, as equações para máquinas lineares podem ser expressas de maneira similar, ou seja, análogas às equações (9) e (10) como

$$v_d(t) = Ri_d(t) + \frac{d\lambda_d(t)}{dt} - v_e(t) \lambda_q(t), \quad (12)$$

$$v_q(t) = Ri_q(t) + \frac{d\lambda_q(t)}{dt} + v_e(t) \lambda_d(t). \quad (13)$$

Os fluxos magnéticos concatenados do eixo d e eixo q são dados por $\lambda_q(t) = L_q i_q(t)$ e $\lambda_d(t) = L_d i_d(t) + \lambda_{mg}$, onde L_d , L_q , e λ_{mg} representam a indutância de eixo direto e quadratura e a componente fundamental do fluxo magnético por polo, produzidos pelos arranjos de ímãs permanentes, respectivamente. Logo, (12) e (13) podem ser reescritas como

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{v_d(t) - Ri_d(t) + v_e(t) L_q i_q(t)}{L_d}, \quad (14)$$

$$\frac{di_q(t)}{dt} = \frac{v_q(t) - Ri_q(t) - v_e(t) L_d i_d(t) - v_e(t) \lambda_{mg}}{L_q}, \quad (15)$$

respectivamente. As equações (14) e (15) representam a dinâmica elétrica de uma LPMSM no sistema de referência síncrono.

A equação típica de conjugado em uma máquina rotativa é

$$T(t) = J \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_{vr} \omega_m(t) + T_L(t), \quad (16)$$

da onde T , J , B_{vr} , T_L e ω_m representam o conjugado eletromagnético produzido pelo motor, momento de inércia, coeficiente de atrito viscoso equivalente do sistema rotativo, conjugado de carga, e a velocidade angular, respectivamente. De maneira análoga, a equação mecânica para uma LPMSM se movimentando na horizontal é dada por

$$F_a(t) = m \frac{dv_m(t)}{dt} + B_v v_m(t) + F_L(t), \quad (17)$$

onde F_a , m , B_v e F_L representam a força eletromagnética produzida pela máquina linear, a massa móvel, o coeficiente de atrito viscoso equivalente do sistema linear e a força de carga, respectivamente. Como pode ser visto em (16) e (17), o conjugado em uma máquina rotativa é análogo à força no caso linear. A força eletromagnética de uma LPMSM (F_a) em termos de propriedades elétricas, magnéticas e geométricas é definida por

$$F_a(t) = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau_p} p (\lambda_{mg} i_q(t) - (L_d - L_q) i_d(t) i_q(t)). \quad (18)$$

Assumindo que a diferença entre as indutâncias síncronas da máquina é desprezível, essa equação pode ser reduzida para

$$F_a(t) = K_F i_q(t) = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau_p} p \lambda_{mg} i_q(t). \quad (19)$$

Substituindo (19) em (17) tem-se

$$\frac{dv_e(t)}{dt} = \frac{\pi p}{\tau_p m} \left(\frac{3\pi}{2} p \lambda_{mg} i_q(t) - \frac{B_v v_e(t) \tau_p}{\pi p} - F_L(t) - F_R \right). \quad (20)$$

Destaca-se o acréscimo da força de atrito, dada em newtons, provocada pelos rolamentos lineares do atuador, representado por F_R , na equação de equilíbrio de forças (20). Essa força é constante e tem sentido oposto em relação à movimentação da máquina.

Em uma máquina síncrona, a velocidade mecânica está diretamente relacionada a velocidade elétrica por meio da expressão

$$v_m(t) = \frac{\tau_p}{\pi p} v_e(t), \quad (21)$$

onde se conclui que

$$\frac{dx_m(t)}{dt} = \frac{\tau_p}{\pi p} v_e(t), \quad (22)$$

onde (20) e (22) representam a dinâmica do movimento de uma LPMSM no sistema de referência síncrono.

O modelo dinâmico de uma máquina síncrona linear de ímãs permanentes (LPMSM) na referência dq (BOFF *et al.*, 2021), pode ser reescrito considerando as variáveis mecânicas do atuador como

$$\frac{d}{dt} i_d(t) = \frac{1}{L_d} [v_d(t) - R i_d(t) + \varsigma_1 L_q i_q(t) v_m(t)], \quad (23)$$

$$\frac{d}{dt} i_q(t) = \frac{1}{L_q} [v_q(t) - R i_q(t) - \varsigma_1 L_d i_d(t) v_m(t) - \varsigma_1 \lambda_{mg} v_m(t)], \quad (24)$$

$$\frac{d}{dt} v_m(t) = \frac{1}{m} [\varsigma_2 \lambda_{mg} i_q(t) - B_v v_m(t) - F_L(t) - F_R], \quad (25)$$

$$\frac{d}{dt} x_m(t) = v_m(t). \quad (26)$$

Este modelo assume que a máquina analisada possui indutâncias síncronas iguais, ou seja, $L_d = L_q$ (ou tão semelhantes tal que a diferença seja desprezível), onde (23) e (24) representam a dinâmica elétrica do atuador, e (25) e (26) representam a dinâmica

mecânica do atuador. As variáveis dinâmicas do modelo são: correntes de eixo direto (i_d) e de quadratura (i_q), tensões de eixo direto (v_d) e de quadratura (v_q), velocidade linear mecânica (v_m) e posição linear mecânica (x_m). As constantes ς_1 e ς_2 são definidas por $\varsigma_1 = \frac{\pi p}{\tau_p}$ e $\varsigma_2 = \frac{3}{2}\varsigma_1$. Considera-se que i_d , i_q , v_m e x_m são medidos ou estimados com precisão, e que v_d e v_q são as variáveis manipuladas. O sistema também é sujeito a um sinal exógeno de distúrbio causado por $F_L(t)$, que representa a força de carga, e uma constante de força de atrito seco dos rolamentos F_R contrária ao sentido do movimento. As equações dinâmicas da LPMSM no referencial dq são mostradas de (23) a (26). É possível verificar que este sistema não é linear devido aos produtos $v_m(t)i_d(t)$ e $v_m(t)i_q(t)$ nestas equações.

3.3 Determinação dos Parâmetros do Modelo Dinâmico

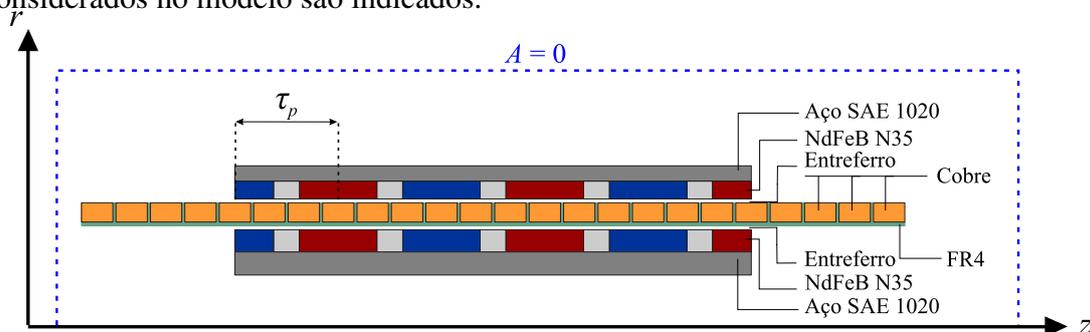
Esta seção descreve em detalhes como os parâmetros do modelo dinâmico analítico do LPMSM podem ser obtidos sem a necessidade do protótipo, ou seja, os valores são estimados através de equações analíticas e simulação numérica. Após, o modelo analítico descrito na Seção 3.2 com os parâmetros obtidos nesta seção são comparados com resultados experimentais para fins de validação.

Os parâmetros do atuador que são necessários para a modelagem dinâmica analítica são τ_p , L_d , L_q , R , λ_{mg} , m , B_v , p e F_R . Estes parâmetros são requisitos para se obter o modelo matemático apresentado na Seção 3.2, e podem ser obtidos através da análise da geometria da máquina, de equações analíticas e do seu modelo em elementos finitos.

O *software* utilizado neste trabalho para a aplicação do método dos elementos finitos é o ANSYS Maxwell®. Como a topologia do atuador é tubular, é possível realizar uma simulação bidimensional (2D) selecionando a opção de simetria em torno do eixo z (alinhado com o centro do eixo linear). Os materiais utilizados no atuador e o seu respectivo modelo em elementos finitos (MEF) podem ser verificados na Figura 27. As condições de contorno de Dirichlet (vetor potencial magnético igual a zero) foram impostas nas linhas que delimitam o modelo, isto é, na região que contém o modelo. O tamanho dessa região que cobre o modelo é alterada dinamicamente conforme a posição da bobina móvel se modifica, enquanto a posição dos arranjos de ímãs e das culatras é estática. O comprimento dessa região na direção axial foi definido em 100% a mais do que o comprimento axial total, e o comprimento radial foi definido em 300% maior do que o raio

externo do atuador. Dessa forma, os efeitos de extremidade são levados em consideração apropriadamente (BOFF *et al.*, 2017). O tamanho máximo dos elementos da malha foi definido em 0,5 mm de forma a obter alta precisão nos resultados. A incerteza do MEF está relacionada ao tamanho da malha, condições de contorno impostas e passo de tempo para simulação, logo, esses parâmetros devem ser revisados de acordo com a topologia e tamanho da máquina.

Figura 27 – Vista bidimensional axissimétrica do modelo em elementos finitos da estrutura eletromagnética do atuador, com a parte móvel na posição central. Os materiais considerados no modelo são indicados.



Fonte: do autor

3.3.1 Passo polar e par de polos

O passo polar (τ_p) e o número de pares de polo (p) podem ser observados na geometria da máquina, como mostrado nas Figuras 25 e 27. De acordo com essa consideração, $\tau_p = 26,64$ mm e $p = 3$.

3.3.2 Indutâncias síncronas

As indutâncias em máquinas trifásicas lineares não são constantes devido aos efeitos de extremidade, ou seja, elas apresentam variação de acordo com a posição da parte móvel (BOFF; ECKERT; AMARA, 2022). Os valores das indutâncias síncronas (L_d e L_q) podem ser obtidos numericamente através dos valores de indutâncias próprias e mútuas, e da respectiva transformação para o sistema de referência síncrono, por meio de (1)–(4), conforme Apêndice B.

Apesar das indutâncias síncronas nessa topologia de atuador serem dependentes da posição, devido ao efeito de extremidade (BOFF *et al.*, 2017; BOFF; ECKERT; AMARA, 2022), a variação absoluta é pequena, com no máximo 13% acima da média. A variação

de indutâncias pode causar força de relutância, e portanto, afetar o modelo dinâmico. Entretanto, considerando a equação de força apresentada em (18) e as indutâncias síncronas obtidas, é possível concluir que a força de relutância relativa à diferença L_d e L_q não é significativa para a topologia analisada, especialmente considerando que os testes em malha aberta para validação do modelo dinâmico considera $v_d = 0$, o que resulta em i_d aproximadamente igual a zero (BOFF *et al.*, 2017). Portanto, a variação nas indutâncias não é significativa a ponto de afetar a força eletromagnética, e o modelo pode ser simplificado considerando apenas os valores médios de L_d e L_q . Os valores médios numéricos de L_d e L_q são 8,33 e 8,43 mH, respectivamente. A metodologia de transformação também foi aplicada de maneira experimental no protótipo, resultando em 8,36 e 8,43 mH para L_d e L_q , respectivamente (BOFF *et al.*, 2017).

3.3.3 Resistência elétrica

A resistência elétrica por fase (R) do atuador depende do formato da bobina, número de espiras, material, área da seção transversal e ramos paralelos. Existem *softwares* que estimam a resistência elétrica em dispositivos eletromagnéticos; contudo, o *software* utilizado não possui esta ferramenta. Apesar disso, R pode ser avaliada usando um método analítico, de acordo com (27). Por exemplo, no caso particular do atuador, através da resistividade do material ρ , raio médio do condutor R_M , área da seção transversal do condutor A (nesse caso AWG24), número de espiras por bobina N_T e número de bobinas em série por fase N_C , pode-se obter essa relação por

$$R = \frac{\rho (1 + \alpha (T_A - 20^\circ\text{C})) (2\pi R_M)}{A} N_T N_C, \quad (27)$$

onde α é o coeficiente de temperatura do condutor a 20°C , e T_A é a temperatura do ambiente de operação. Aplicando (27), para $T_A = 25^\circ\text{C}$, resulta em $R = 12,77 \Omega$. A resistência também pode ser medida experimentalmente direto nos terminais da máquina, utilizando ohmímetro. O valor medido foi de $12,74 \Omega$.

3.3.4 Fluxo magnético concatenado pelos ímãs

O fluxo magnético concatenado pelos ímãs (λ_{mg}) pode ser obtido através de três maneiras distintas:

- através da diferenciação da tensão induzida com circuito aberto enquanto a armadura é movimentada com velocidade mecânica constante;

- através da integração da componente radial da densidade de fluxo magnético produzido pelos ímãs permanentes quando a corrente elétrica nas bobinas é zero;
- através da análise de força eletromagnética produzida pelo atuador quando o mesmo é acionado em quadratura.

3.3.4.1 Tensão induzida

O método através da análise da tensão induzida (e) é interessante devido a sua capacidade de incluir as características da máquina como efeitos de extremidade. Ele consiste em medir a tensão induzida a circuito aberto produzida pelo atuador quando tracionado a uma velocidade mecânica constante durante um período elétrico completo. Como em LPMSM trifásicas somente a componente fundamental produz força síncrona, a análise deve considerar somente a primeira harmônica. Com o respectivo pico da componente fundamental (e_{p1}), o fluxo magnético concatenado pelos ímãs pode ser definido por

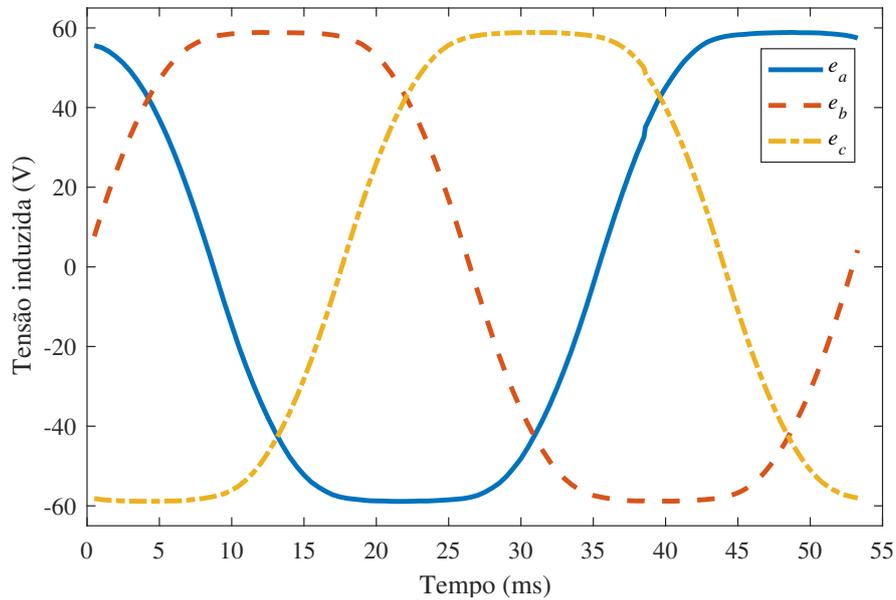
$$\lambda_{mg} = \frac{e_{p1}}{v_e} = \frac{e_{p1}T_p}{v_m\pi p}. \quad (28)$$

Essa análise pode ser facilmente desenvolvida em um MEF transiente. Entretanto, é importante ressaltar que para considerar o efeito de extremidade da máquina linear, a simetria axial deve ser evitada e as condições de contorno devem ser escolhidas de modo com que o campo magnético nas extremidades axiais seja corretamente considerado. A determinação experimental deste parâmetro utilizando este método exige um segundo dispositivo com uma configuração experimental na qual uma velocidade mecânica linear constante e controlada possa ser aplicada ao atuador. Embora este método não tenha sido aplicado ao protótipo devido a limitações da bancada experimental, a simulação numérica foi realizada para uma velocidade mecânica de 1 m/s, conforme demonstrado na Figura 28, e o valor numérico obtido através do FEM proposto é de 0,1826 Wb.

3.3.4.2 Componente radial do fluxo magnético

O método baseado na análise da componente radial da densidade de fluxo magnético considera que o fluxo concatenado pode ser determinado através de $\lambda = N \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A}$, e consiste em medir a componente radial de \mathbf{B} sobre dois passos polares, em uma linha colocada no centro radial do entreferro, sem corrente elétrica na armadura. Após, deve-se determinar a componente fundamental $B_1(z)$ e depois integrá-la sobre um passo polar,

Figura 28 – Resultados numéricos de tensão induzida nas fases A, B e C quando o atuador é submetido a uma velocidade mecânica de 1 m/s.



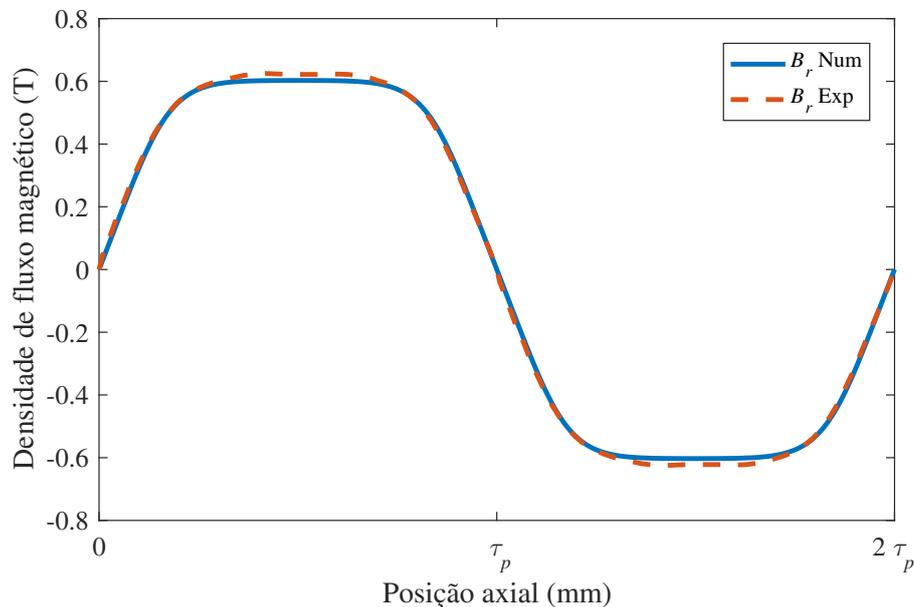
Fonte: do autor

considerando a área percorrida pelo fluxo magnético, número de espiras por bobina (N_T) e número de bobinas ativas (dentro do campo magnético) do atuador (N_A), conforme

$$\lambda_{m,g} = 2\pi K_w R_M \frac{N_T}{2} \frac{N_A}{p} \int_0^{\tau_p} B_1(z) dz. \quad (29)$$

onde K_w é o fator de enrolamento da componente fundamental, que depende dos fatores de distribuição e de passo relacionados ao enrolamento da armadura (no atuador estudado, o valor de $K_w = 1$). Os resultados da componente magnética são preferencialmente obtidos com MEF magnetostático. Uma consideração importante é de que a distribuição de fluxo magnético é diferente nos polos próximos da extremidade axial dos arranjos magnéticos (BOFF *et al.*, 2019; BOFF; ECKERT; AMARA, 2022). Logo, este método não considera os efeitos assimétricos de máquinas lineares, os quais podem ser relevantes dependendo do aspecto construtivo da máquina. Outro ponto, é de que este método pode ser de difícil aplicação experimental, especialmente em atuadores com ranhuras na qual o entreferro é pequeno, dificultando a inserção de ponteiros do tipo Hall. Para o atuador considerado, a componente radial foi medida removendo a armadura, a qual não afeta o circuito magnético do atuador. Os resultados numéricos e experimentais da componente radial são mostrados na Figura 29. O resultado numérico obtido através deste método é de 0,1864 Wb e o valor experimental é de 0,1879 Wb.

Figura 29 – Resultados numéricos (Num) e experimentais (Exp) para a componente radial de densidade de fluxo magnético $B_r(z)$ em função da posição axial, no meio do entreferro.



Fonte: do autor

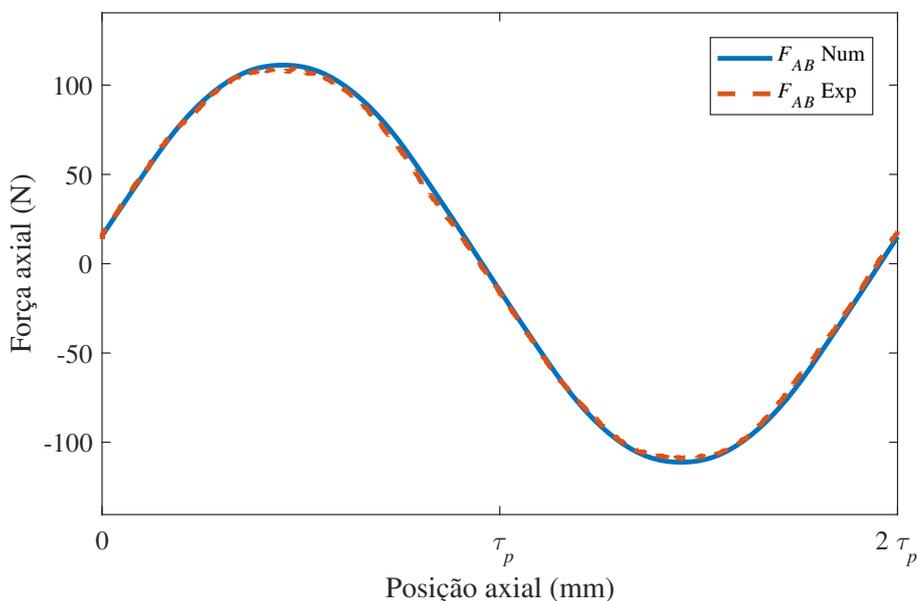
3.3.4.3 Força eletromagnética

O terceiro método para obter λ_{mg} é baseado na análise da força eletromagnética (19). Esse método consiste em aplicar corrente CC entre duas fases, deixando a terceira fase aberta, e mover a parte móvel na direção axial por um ou dois passos polares enquanto a força é medida. Os resultados da Figura 30 foram obtidos aplicando 1 A entre os terminais das fases A e B enquanto a fase C não era conectada. Isso representa uma condição na qual o ângulo de excitação tem corrente zero em uma das fases e $\frac{\sqrt{3}}{2}$ da corrente de pico nas outras duas fases (com a corrente em direções opostas) (ECKERT *et al.*, 2018). Para essa condição de excitação elétrica, o atuador está excitado com fluxo em quadratura quando o pico da força (F_{ABp}) é observado. Com isso, λ_{mg} pode ser calculado utilizando (19) como

$$\lambda_{mg} = \frac{F_{ABp}}{i_{qp}} \frac{2 \tau_p}{3 \pi}, \quad (30)$$

onde $i_q = \frac{2}{\sqrt{3}}$ A, para a condição de excitação mencionada previamente. Para este método, o fluxo concatenado pelos ímãs é 0,1815 Wb para o modelo numérico e 0,1789 Wb para o caso experimental. Esse método é implementado numericamente com FEM magnetostático e considera efeitos de extremidade (se o modelo permitir uma representação adequada dos efeitos de extremidade). Em relação à validação experimental, este método

Figura 30 – Resultados numéricos (Num) e experimentais (Exp) de força axial F_{AB} em função da posição axial, com excitação entre duas fases (A e B) enquanto a terceira (C) está aberta.



Fonte: do autor

é mais fácil de ser implementado do que os outros métodos discutidos.

3.3.5 Massa

A massa (m) da parte móvel pode ser estimada pelo desenho adequado de todos elementos da parte móvel utilizando um *software* de modelagem mecânica (neste trabalho foi utilizado SolidWorks®) com a definição aproximada da densidade de cada material. Como os enrolamentos são representados por uma estrutura sólida, a densidade do cobre deve ser ajustada considerando o fator de enchimento das bobinas. De maneira experimental, a massa pode ser diretamente medida utilizando uma balança. O valor numérico estimado é de 1,9 kg enquanto o valor medido é de 2 kg.

3.3.6 Força de atrito

O valor do coeficiente de amortecimento (B_v) pode ser negligenciado neste tipo de máquina, pois o valor é muito pequeno devido as suas características mecânicas, especialmente em operações com baixa velocidade (SUSPERREGUI; TAPIA; TAPIA, 2007). Entretanto, a força causada pelos rolamentos lineares (F_R), embora pequena, pode ser considerada para baixas velocidades. Isso implica em uma pequena e constante força de

carga que pode ser estimada com base no coeficiente de atrito (μ_F) e na força de atrito (F_B) dos rolamentos e obtida através do *datasheet* do fabricante de acordo com o modelo do rolamento. Os testes desta seção consideram $B_v = 0$, e $F_R = \text{sign}(v_m)\mu_F F_B$ que de acordo com o *datasheet* levam a $F_R = \text{sign}(v_m)0,0175$ N.

Os parâmetros do atuador necessários para o modelo dinâmico analítico são mostrados com seus respectivos valores na Tabela 4. Os valores utilizados no modelo matemático foram os encontrados numericamente nesta seção, sendo que o λ_{mg} obtido com o terceiro método foi considerado, uma vez que considera os efeitos de extremidade.

Tabela 4 – Parâmetros do atuador utilizados na modelagem.

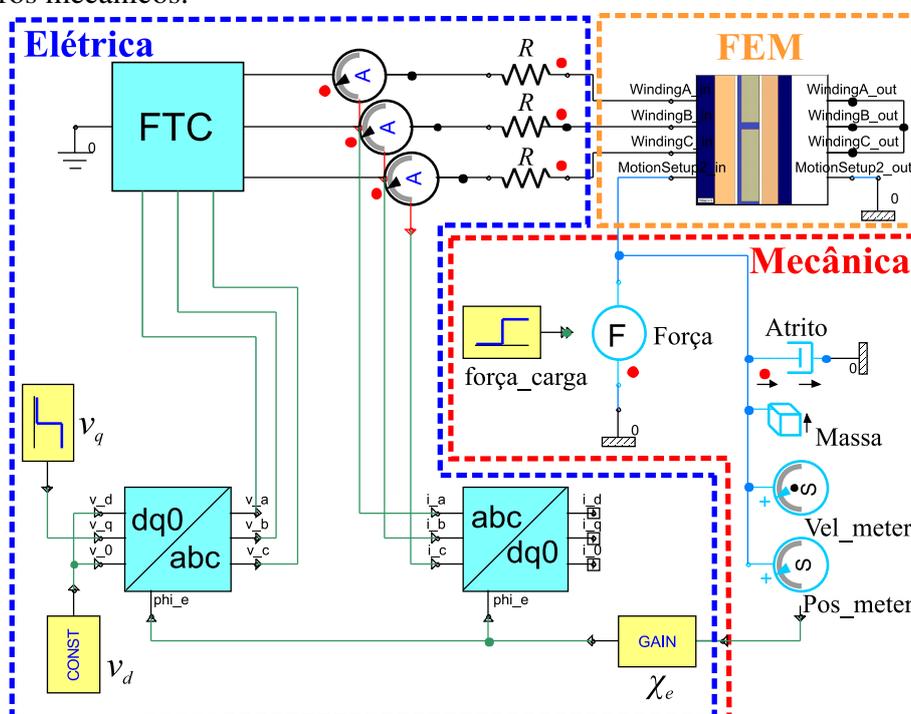
Símbolo	Descrição	Valor	
		Analítico/ Numérico	Valor Experimental
τ_p	passo polar	26,64 mm	
L_d	indutância de eixo direto	8,29 mH	8,36 mH
L_q	indutância de eixo em quadratura	8,40 mH	8,43 mH
R	resistência por fase	12,77 Ω	12,74 Ω
λ_{mg}	fluxo magnético concatenado	0,1815 Wb	0,1789 Wb
m	massa da parte móvel	1,9 kg	2 kg
B_v	coeficiente de atrito viscoso	negligenciável	
p	número de pares de polo	3	
μ_F	coeficiente de atrito dos rolamentos	0,005	

3.4 Ambiente de Cossimulação

Esta seção apresenta o ambiente de cossimulação desenvolvido, com a descrição do modelo em elementos finitos do atuador e seu acionamento. O acionamento do atuador é desenvolvido em um módulo multidomínio (ANSYS Twin Builder[®]) da mesma série de programas do *software* de elementos finitos. Desta maneira, é possível realizar uma cossimulação entre acionamento elétrico (que produz a excitação do atuador), modelo em elementos finitos (modelo eletromagnético) e modelo mecânico (com massa, coeficiente de atrito e carga). A Figura 31 mostra o diagrama de cossimulação, onde é possível verificar que existe um acionamento por fonte de tensão controlada (FTC) aplicada diretamente

aos terminais da máquina. No eixo da máquina (parte móvel) são definidos a massa da parte móvel e coeficiente de atrito, e são adicionadas medições de posição e velocidade e uma fonte de força que permite inserir carga mecânica no sistema caso se deseje fazer uma análise do atuador operando sob carga. A medição da posição mecânica da parte móvel é transformada para posição elétrica para a correta transformação de coordenadas, de acordo com (5). Este bloco estabelece a posição elétrica correta para a transformação de coordenadas translacional para síncrona.

Figura 31 – Diagrama de cossimulação: acionamento elétrico, modelo eletromagnético e parâmetros mecânicos.

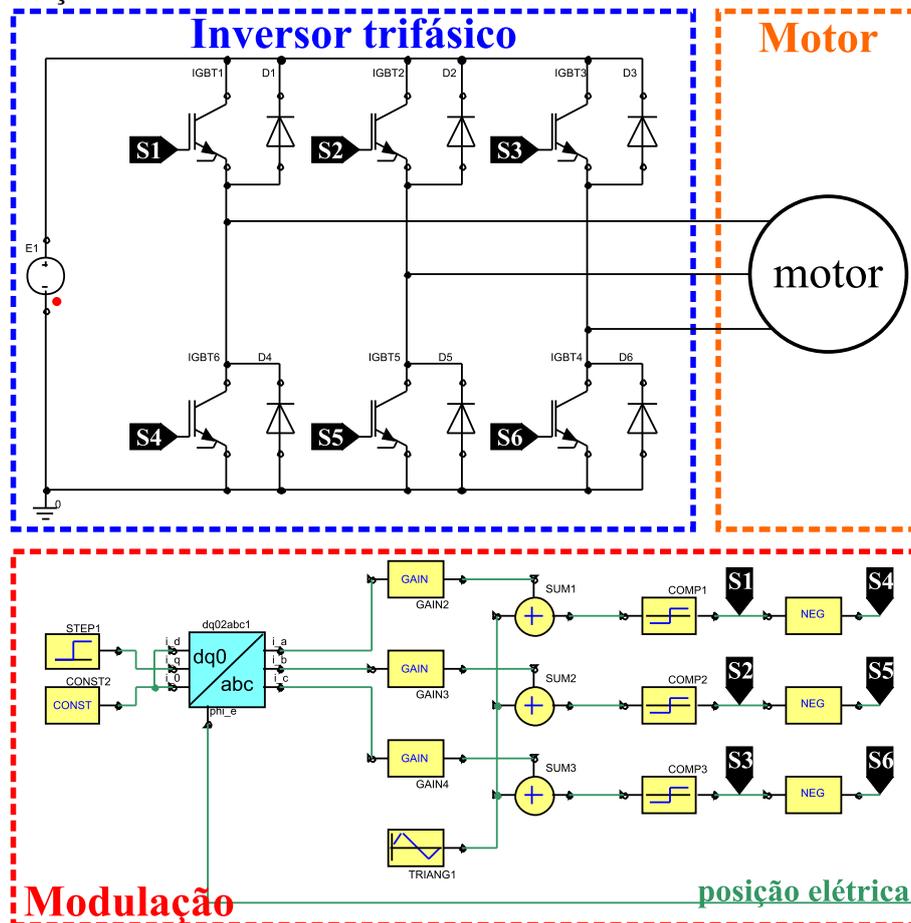


Fonte: do autor

Na configuração mostrada na Figura 31, o atuador é alimentado por uma FTC. Outra maneira de realizar essa simulação, de forma mais fiel em relação ao protótipo, é utilizar, por exemplo, um inversor do tipo fonte de tensão trifásico (VSI) com seis chaves. Com a utilização desse acionamento é necessário empregar uma técnica de modulação para comutação correta das chaves, e com isso é possível também observar os efeitos da frequência de chaveamento no desempenho do atuador. A Figura 32 mostra um exemplo de inversor VSI com seis chaves IGBT utilizando modulação por largura de pulsos senoidal (SPWM). A saída dos três comparadores (COMP1, COMP2 e COMP3) na Figura 32 é responsável por disparar as chaves superiores e o seu sinal inverso dispara as chaves

inferiores.

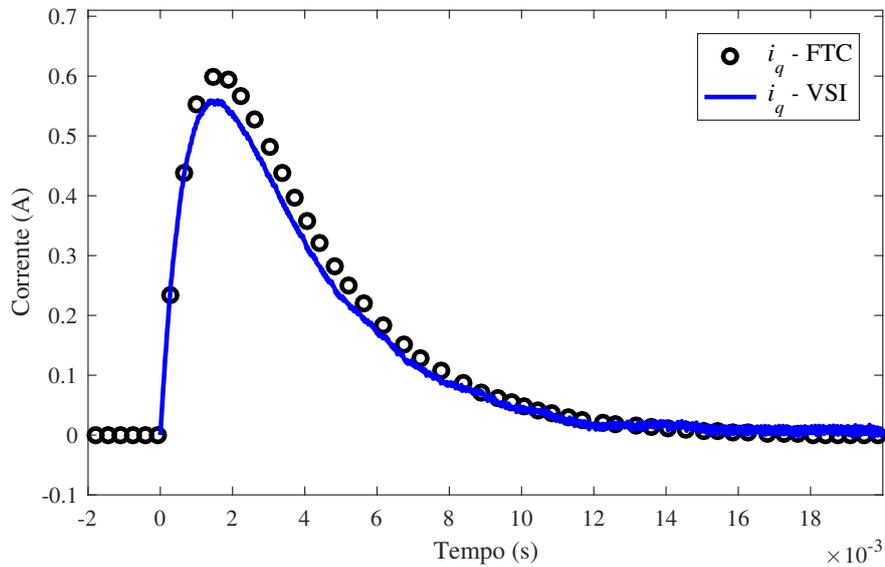
Figura 32 – Circuito de acionamento do motor utilizando inversor fonte de tensão trifásico com modulação SPWM.



Fonte: do autor

Para comparar o desempenho das simulações por FTC e VSI, um teste em malha aberta foi executado para uma entrada do tipo degrau, com tensão em quadratura de 10 V, e a saída de corrente em quadratura foi analisada. A Figura 33 ilustra uma comparação deste teste, na qual a corrente de quadratura é avaliada para os dois acionamentos. A corrente de eixo direto não é mostrada pois seu valor é muito próximo de zero. De acordo com testes executados, a inclusão de um inversor VSI com uma frequência de chaveamento de 10 kHz aumenta o tempo de simulação em cerca de 2000% sem apresentar diferenças significativas nos resultados numéricos quando comparado à FTC. Dessa maneira, para fins de análise do modelo dinâmico, o acionamento no modelo numérico utilizado neste trabalho será idêntico ao apresentado na Figura 31, utilizando FTC.

Figura 33 – Resultados numéricos de i_q para FTC e VSI em malha aberta para $v_q = 10$.



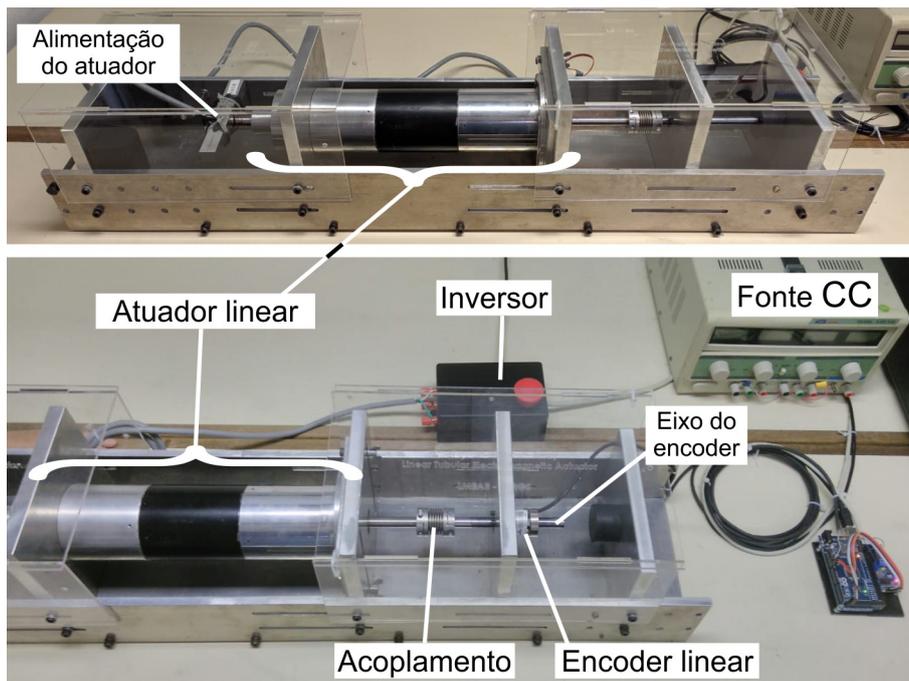
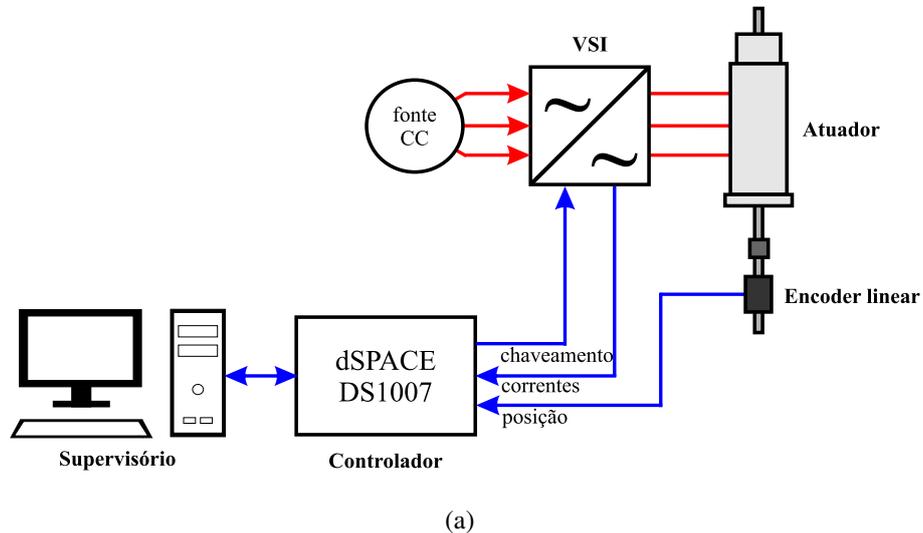
Fonte: do autor

3.5 Aparato experimental

O diagrama de conexões e o aparato experimental desenvolvido para a validação do modelo dinâmico da LPMSM é mostrado na Figura 34. O atuador é posicionado horizontalmente na bancada de testes, e os terminais localizados na esquerda do atuador são conectados por cabo a um inversor VSI. Um *encoder* linear absoluto *in-axis* (Renishaw LinACE™) é acoplado a extremidade direita do eixo do atuador para medição da posição.

O inversor VSI utilizado é trifásico da fabricante Texas Instruments, modelo BOOSTXL-3PhGanInv, e tem medição de corrente *inline* através de resistores *shunt* associados a amplificadores INA240. A aquisição de sinais é feita pela placa de controle dSPACE modelo DS1007 através do *software* Simulink/MATLAB. Os sinais de entrada na dSPACE são as correntes *abc* e a posição. As saídas são os sinais para as seis chaves do inversor para fazer a modulação de tensão, a qual é do tipo SPWM com frequência de chaveamento de 10 kHz. O tempo de amostragem da dSPACE é de $3 \cdot 10^{-5}$ s. As correntes *abc* são transformadas para correntes *dq* no Simulink e os valores de velocidade são obtidos indiretamente através da derivada do sinal de posição.

Figura 34 – Diagrama experimental das (a) conexões do acionamento e instrumentação e (b) bancada experimental desenvolvida para execução dos testes experimentais no protótipo.



Fonte: do autor

3.6 Resultados e Análises

Esta seção apresenta os resultados obtidos através dos modelos discutidos nas seções anteriores. O estudo é feito a partir de três estudos de caso. Todos estes casos são analisados em malha aberta para verificar o comportamento dinâmico das propriedades transientes do atuador e validar os modelos obtidos. Em todos testes, a tensão de eixo

direto (v_d) é definida como zero e as quatro saídas analisadas são i_d , i_q , v_m e a posição mecânica x_m . No caso 1, é imposto um degrau de tensão em quadratura. No caso 2, uma referência senoidal de tensão em quadratura é imposta, e no caso 3, uma onda triangular de tensão em quadratura é imposta. Entradas do tipo degrau, como as consideradas no caso 1, refletem o comportamento do modelo frente a mudanças súbitas na sua entrada. Nos casos 2 e 3, o modelo é avaliado sob diferentes condições de excitação harmônica: uma única frequência para o caso senoidal e infinitas componentes harmônicas para a entrada triangular. Este tipo de teste é importante para ilustrar a resposta em frequência do sistema e verificar a existência de alguma dinâmica relevante não modelada em alta frequência.

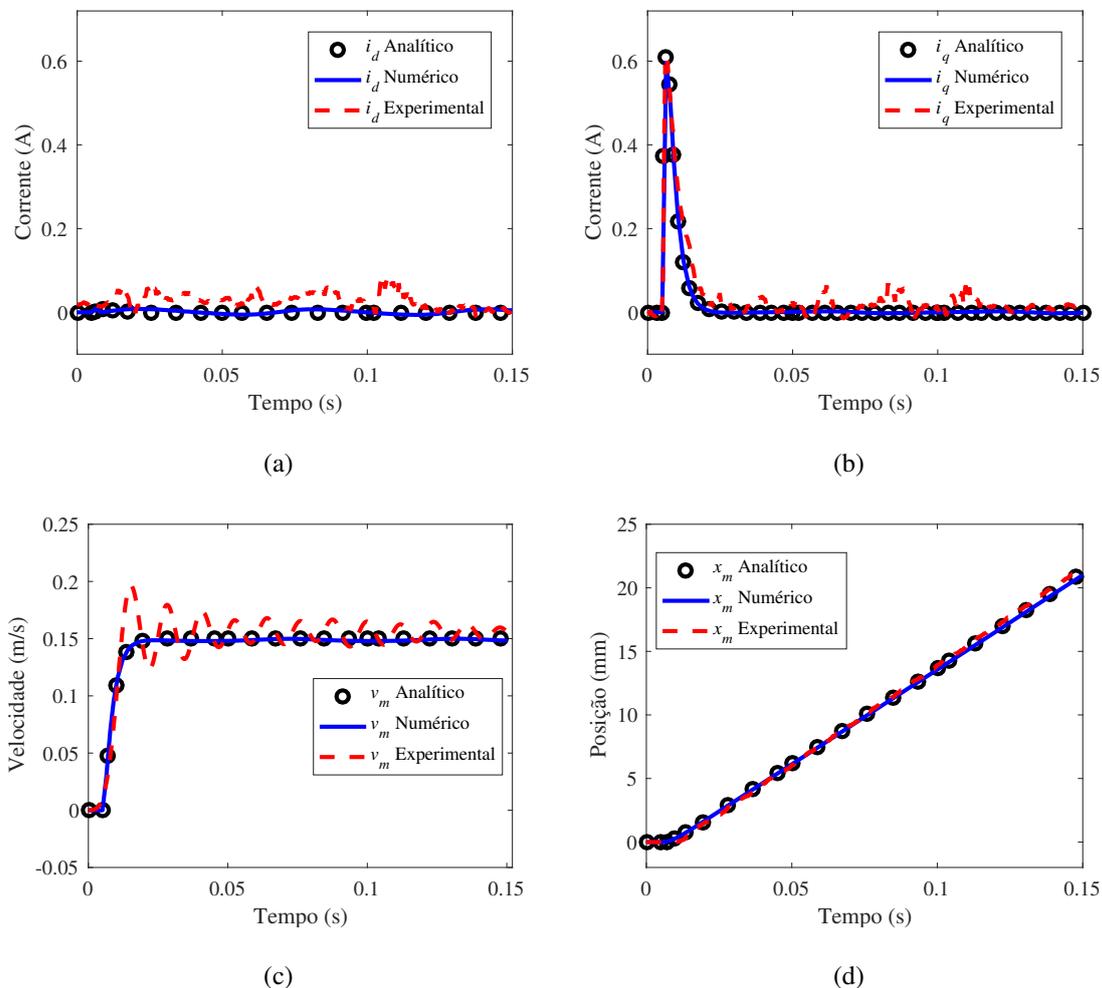
Os resultados do modelo dinâmico são mostrados para o modelo analítico não linear, o modelo de cossimulação numérica e as medidas experimentais. No modelo de cossimulação, apenas a massa móvel, a força de atrito e a resistência por fase foram atribuídas. A resposta eletromagnética à excitação imposta pelo acionamento elétrico é determinada pelo modelo em elementos finitos. Os resultados experimentais são obtidos a partir de testes no protótipo do atuador tubular linear descrito na sequência.

3.6.1 Estudos de caso

No caso 1, um degrau de 10 V é aplicado em v_q no instante de tempo de 5 ms. A tensão de eixo direto não produz força eletromagnética e nem deslocamento, logo seu valor é definido como zero para todos os casos. Enquanto no modelo analítico não linear as entradas são aplicadas diretamente na referência dq , no modelo em elementos finitos e no aparato experimental elas passam por um processo de transformação para abc para serem injetadas no atuador (Figura 31). Esta transformação de coordenadas é feita com o valor da posição do atuador, de acordo com (5). Isso implica que esse valor é atualizado conforme o atuador se desloca no sentido axial, para sempre manter o valor da tensão em quadratura constante. De forma inversa, as correntes do atuador são medidas em abc e convertidas para dq , para fins de comparação com o modelo analítico. O tempo total do teste é de 150 ms. O resultado analítico, numérico e experimental de correntes, velocidade e posição deste caso são mostrados na Figura 35.

No caso 2, as entradas de tensão são $v_d = 0$ e $v_q = 5 \cdot \text{sen}(2\pi 10t) + 5$ V em um tempo de teste de 0,35 s. Os resultados de correntes, velocidade e posição deste caso são mostra-

Figura 35 – Resultados analíticos, numéricos e experimentais para (a) corrente de eixo direto e (b) quadratura, (c) velocidade, e (d) posição para $v_d = 0$, e $v_q = 10$ V, em um tempo de teste de 0,15 s.



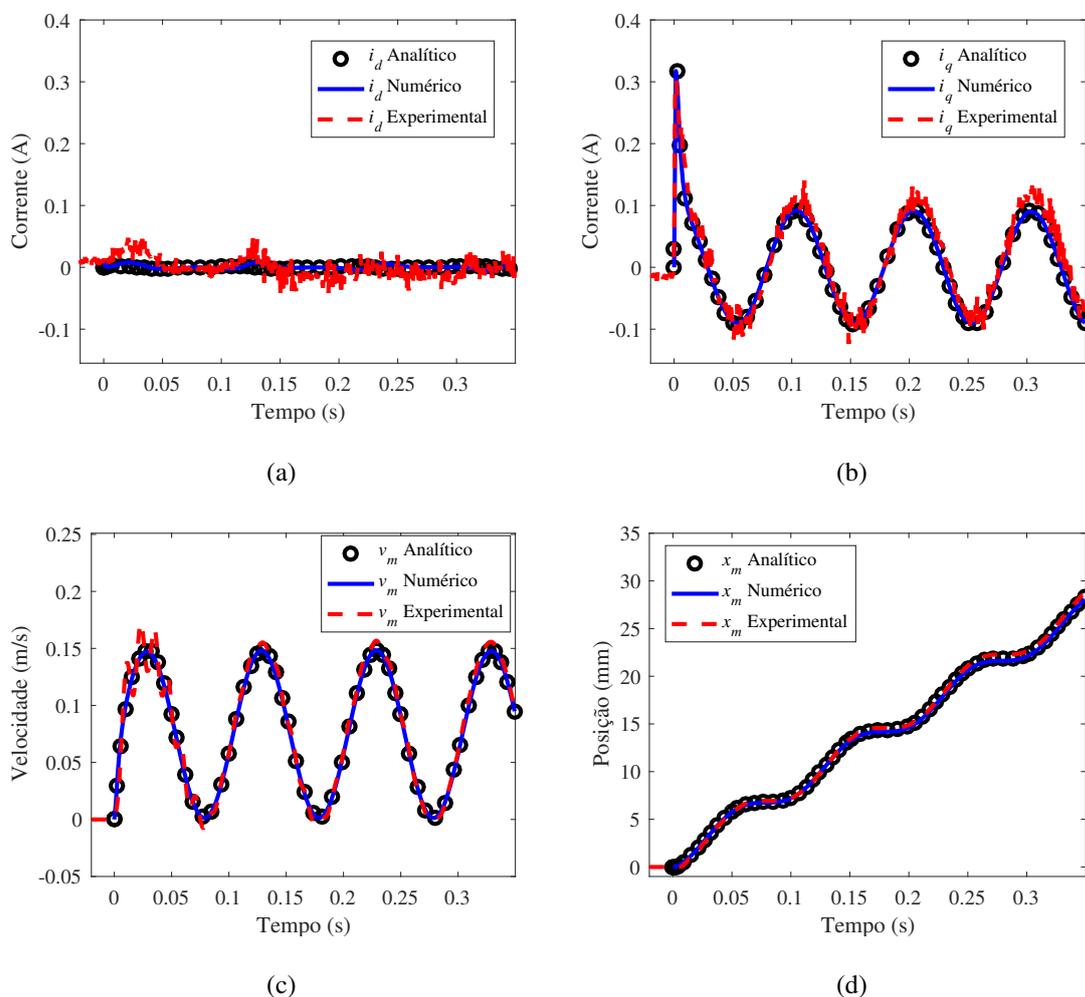
Fonte: do autor

dos na Figura 36. No caso 3, as entradas de tensão são $v_d = 0$ e v_q é uma onda triangular com pico de 5 V e *offset* de 5V, a uma frequência de 10 Hz em um tempo de teste de 0,35 s. Os resultados de correntes, velocidade e posição deste caso são mostrados na Figura 37. Como mencionado anteriormente, estes três casos de teste permitem visualizar como o atuador se comporta para diferentes formas de excitação, sejam elas fixas ou variáveis.

3.6.2 Discussão

Pela observação dos gráficos das Figuras 35, 36 e 37, é possível verificar que o modelo de cossimulação consegue descrever as características fundamentais do atuador em termos de resposta transiente, verificadas no modelo analítico, e confirmadas com resul-

Figura 36 – Resultados analíticos, numéricos e experimentais para (a) corrente de eixo direto e (b) quadratura, (c) velocidade, e (d) posição para $v_d = 0$ e $v_q = 5 \cdot \text{sen}(2\pi 10t) + 5$ V, em um tempo de teste de 0,35 s.

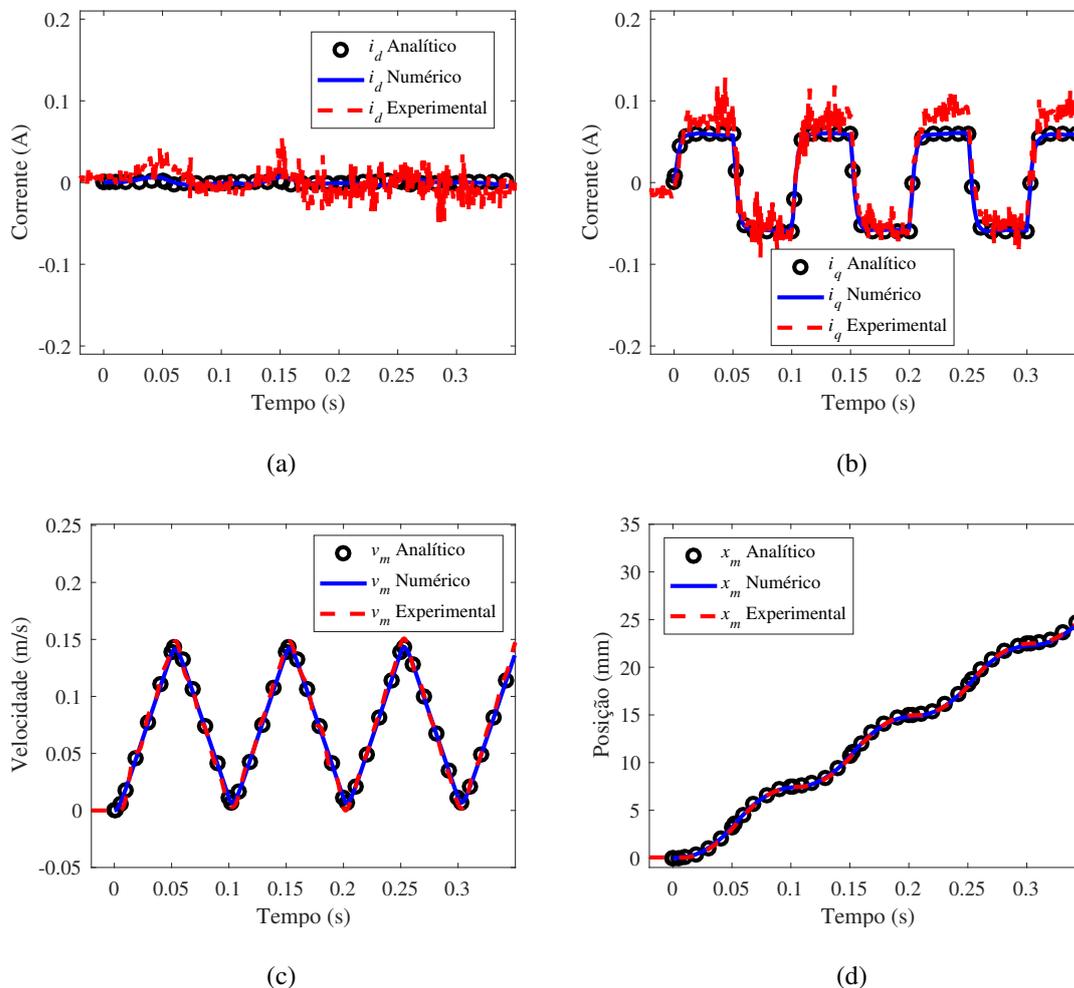


Fonte: do autor

tados experimentais. Nos gráficos de corrente de eixo direto, a média dos valores é de 1×10^{-3} mA para os modelos numérico, analítico e experimental. Estes valores são praticamente desprezíveis se comparados as magnitudes da corrente de quadratura, o que confirma que a máquina está sendo corretamente acionada em quadratura, uma vez que a corrente de eixo direto próxima de zero significa que a posição de acionamento é correta pois $v_d = 0$.

No caso 1, a corrente de quadratura na Figura 35 é similar nos três modelos. Inicialmente um valor mais elevado de corrente é requerido devido à inércia para retirar o atuador de uma posição estática e, depois disso, a corrente decresce para valores próximos de zero. O valor máximo da corrente de quadratura no modelo numérico é de 0,602

Figura 37 – Resultados analíticos, numéricos e experimentais para (a) corrente de eixo direto e (b) quadratura, (c) velocidade, e (d) posição para $v_d = 0$ e v_q uma onda triangular de 0 a 10 V com 10 Hz, em um tempo de teste de 0,35 s.



Fonte: do autor

A, no modelo analítico é de 0,619 A e no modelo experimental é de 0,614 A. O valor numérico dessa corrente é próximo de zero em regime permanente ($3,2 \cdot 10^{-5}$ A) como no modelo analítico ($1,8 \cdot 10^{-4}$ A) e no experimental ($2,0 \cdot 10^{-4}$ A). Como v_q é constante, o valor da velocidade também deve ser, o que de fato ocorre. Seu valor nos modelos analítico, numérico e experimental é de 0,155, 0,149, e 0,152 m/s, respectivamente. No modelo experimental essa velocidade é obtida de forma indireta pela derivada da posição, resultando em algumas oscilações na parte transiente do sinal. Essas oscilações podem ser em parte causadas por efeitos elásticos no acoplamento entre o eixo atuador e o eixo do *encoder*, que podem ser melhoradas mudando o tipo de acoplamento mecânico para um que seja

mais rígido¹; entretanto, essas oscilações na velocidade não são perceptíveis no protótipo em operação e não afetam o desempenho do atuador. Essas oscilações também podem ser oriundas de problema de tratamento de dados causado pela forma de aquisição indireta da medida de velocidade. Como o atuador sincroniza em uma velocidade constante, a curva de posição é uma linha reta ascendente.

No caso 2, a corrente de quadratura apresenta um valor maior no início devido ao nível CC do sinal de tensão (0,331, 0,318, e 0,303 A para os modelos analítico, numérico e experimental, respectivamente), e depois disso um valor senoidal com valor de pico de 0,095, 0,090, and 0,094 A (para os modelos analítico, numérico e experimental, respectivamente). A velocidade alcança níveis similares ao da referência em degrau quando a tensão é a mesma, ou seja, 0,154, 0,148, e 0,154 m/s para os modelos analítico, numérico e experimental, respectivamente. A posição é crescente com oscilações devido ao nível CC do sinal e da entrada senoidal. No caso 3, a corrente de quadratura apresenta valor de pico de 61,6, 57,8, e 68,7 mA para os modelos analítico, numérico e experimental, respectivamente. A velocidade também alcança valores similares à referência em degrau quando a tensão é a mesma, ou seja, 10 V (0,149, 0,142, e 0,148 m/s). A posição tem oscilações devido à excitação senoidal e é crescente devido ao nível CC do sinal.

Nas medições de baixos níveis de corrente é possível perceber ruído com uma linha de tendência ao redor dos valores analíticos e numéricos. Isso pode ser explicado pelo fato de que na planta experimental existem vários fatores não modelados que influenciam a análise, como ruídos de medição, conversão analógica/digital e incertezas paramétricas. Uma das causas também pode ser o ruído causado pela frequência de chaveamento do inversor de frequência.

A Tabela 5 mostra uma análise estatística da raiz quadrada do erro médio (RMSE) para os três casos analisados, comparando dados dos modelos analíticos, numéricos e experimentais. É possível afirmar que a escala dos valores da RMSE são baixos se comparados a média dos valores obtidos nos testes, comprovando adequação entre os modelos. Os menores valores de erro ocorrem entre resultados numéricos e analíticos, mostrando que o modelo analítico desenvolvido representa bem o comportamento dinâmico do sistema. A precisão dos modelos analítico e numérico são similares quando comparadas ao modelo

¹Este acoplamento flexível foi modificado por um rígido para os ensaios de controle em malha fechada, demonstrados no Capítulo 4, e esta oscilação reduziu significativamente.

Tabela 5 – Análise da raiz quadrada do erro médio.

Caso	Variável	RMSE		
		Analítico x Numérico	Analítico x Experimental	Numérico x Experimental
1	i_d (A)	0,0049	0,0332	0,0326
	i_q (A)	0,0053	0,0324	0,0303
	v_m (m/s)	0,0014	0,0140	0,0144
	x_m (m)	$1,07 \cdot 10^{-4}$	$2,33 \cdot 10^{-4}$	$3,15 \cdot 10^{-4}$
2	i_d (A)	0,0036	0,0167	0,0218
	i_q (A)	0,0019	0,0213	0,0218
	v_m (m/s)	0,0009	0,0080	0,0083
	x_m (m)	$1,53 \cdot 10^{-4}$	$2,40 \cdot 10^{-4}$	$3,78 \cdot 10^{-4}$
3	i_d (A)	0,0030	0,0158	0,0146
	i_q (A)	0,0014	0,0214	0,0218
	v_m (m/s)	0,0009	0,0044	0,0044
	x_m (m)	$1,39 \cdot 10^{-4}$	$1,39 \cdot 10^{-4}$	$1,05 \cdot 10^{-4}$

experimental.

Em termos de tempo de processamento, o tempo da cossimulação para as entradas do tipo degrau, senoidal e triangular é de 32,6, 54,6 e 46,2 horas, respectivamente, enquanto o tempo de processamento analítico é menor que um segundo. Este tempo pode ser considerado elevado no modelo de cossimulação; entretanto, trata-se de um método fácil e confiável de análise transiente e pode ser uma ferramenta importante para validar modelo dinâmico e obter parâmetros necessários no modelo analítico.

3.7 Conclusões do Capítulo

Este capítulo apresentou uma abordagem sistemática mostrando passo a passo como determinar os parâmetros do modelo dinâmico analítico de uma máquina linear síncrona de ímãs permanentes. O método proposto foi validado, mostrando um alto grau de conformidade com o protótipo experimental. A vantagem do modelo analítico é o baixo consumo de tempo de processamento, sendo uma ferramenta importante para projetar

controladores.

Além disso, o modelo de cossimulação para a análise dinâmica de máquinas lineares foi validado com sucesso. Em comparação com o modelo analítico, a cossimulação requer um tempo de processamento muito superior. No entanto, tem a vantagem de poder levar em consideração aspectos que não são facilmente modelados por modelos analíticos como, por exemplo, distribuição do fluxo magnético devido a efeitos de extremidade, saturação magnética, perdas magnéticas, entre outros. Embora estes aspectos não tenham sido relevantes para a topologia do atuador analisado, eles podem vir a ser em determinadas condições de operação ou para diferentes topologias. A análise numérica também mostrou que é possível utilizar uma fonte de tensão controlada ao invés de um inversor de frequência de tensão no modelo numérico para reduzir significativamente o tempo de simulação, sem que exista uma influência significativa nos resultados do modelo dinâmico.

Ambos os métodos abordados neste capítulo podem ser ferramentas confiáveis para modelagem dinâmica de atuadores eletromagnéticos lineares sem a necessidade de um protótipo. Assim, eles podem ser implementados no estágio inicial do projeto para prever a resposta dinâmica dos atuadores. Com o modelo analítico validado, ele servirá como base para o projeto de controladores tradicionais como proporcional-integral (PI) ou mais avançados, conforme discutido no Capítulo 4.

Foram produzidos durante esta tese os seguintes trabalhos envolvendo o estudo da modelagem do atuador:

- BANDEIRA BOFF, BEN HUR; FLORES, JEFERSON VIEIRA; ECKERT, PAULO ROBERTO. Validação do Modelo Dinâmico de um Atuador Eletromagnético Linear Tubular Utilizando Cossimulação com Método dos Elementos Finitos. Em: ANAIS DO 14º SIMPÓSIO BRASILEIRO DE AUTOMAÇÃO INTELIGENTE, 2019. DOI: 10.48011/ASBA.V2I1.1592.
- BOFF, BEN HUR BANDEIRA; FLORES, JEFERSON VIEIRA; FLORES FILHO, ALY FERREIRA; ECKERT, PAULO ROBERTO. Dynamic Modeling of Linear Permanent Magnet Synchronous Motors: Determination of Parameters and Numerical Co-simulation. JOURNAL OF CONTROL, AUTOMATION AND ELECTRICAL SYSTEMS, v. 32, p. 1782-1794, 2021. DOI: 10.1007/S40313-021-00749-2.

4 CONTROLE DO ATUADOR

Existem diversas aplicações de máquinas lineares em seguimento ou rejeição de referências periódicas e senoidais, sejam elas em sistemas de suspensão ou não. Exemplos dessas aplicações podem ser encontrados em compressores ressonantes lineares para refrigeração (LIANG, 2017), válvulas para motores sem câmaras (DIMITROVA *et al.*, 2019), posicionamento de servos multi-eixo (ZHANG *et al.*, 2014) e compensação de ondas mártimas em plataforma Stewart (CAI *et al.*, 2021). Existem também exemplos dessas aplicações usando máquinas rotativas, como rastreamento de posição de motores síncronos de ímãs permanentes aplicados a veículos elétricos (CHENG *et al.*, 2020), seguimento periódico de velocidade (LI *et al.*, 2021) e rejeição de frequências em um sistema de suspensão (WANG *et al.*, 2015). Quando o movimento é linear, atuadores lineares são os preferidos, pois agem diretamente nas partes móveis, permitindo uma operação com maior eficiência e precisão no seguimento ou rejeição de referências de posição. Nesse contexto, um sistema de controle deve ser projetado para garantir o seguimento de referências periódicas ou senoidais e a rejeição de distúrbios com o desempenho transitório e de regime permanente desejados.

Controladores baseados no princípio do modelo interno (PMI) são alternativas do ponto de vista teórico para resolver os problemas de seguimento de referências e rejeição de perturbações. De acordo com este princípio, um sistema pode seguir uma referência com erro nulo ou rejeitar uma perturbação em regime permanente se duas condições forem satisfeitas: o sistema em malha fechada ser assintoticamente estável e o controlador ser capaz de gerar sinais com as mesmas características em regime permanente dos sinais de referência e distúrbio (FRANCIS; WONHAM, 1976). Por exemplo, é através do PMI que se pode mostrar que controladores de ação integral, como o proporcional-integral (PI), podem seguir ou rejeitar sinais do tipo degrau com erro de seguimento nulo em

regime permanente. No caso de sinais senoidais, a interpretação do PMI no domínio da frequência requer um controlador com magnitude infinita nas frequências harmônicas que descrevem os sinais de referência ou distúrbio. Isso é possível com o chamado controlador ressonante, onde um par de polos complexos puramente imaginários são adicionados à função de transferência do controlador (PEREIRA *et al.*, 2014). Muitas aplicações práticas de controladores ressonantes podem ser encontradas na literatura: em plantas como inversores ligados à rede (OSÓRIO *et al.*, 2019; RODARTE *et al.*, 2020), conversores de energia *back-to-back* (SOUZA *et al.*, 2022) e sistemas de posicionamento sujeitos à quantização de medidas (SALTON *et al.*, 2022).

Para sinais periódicos com alto conteúdo harmônico, o controlador necessário para satisfazer o PMI é de ordem alta e com um grande número de parâmetros de sintonia, pois um par de polos imaginários complexos deve ser inserido para cada componente harmônica a ser compensada. Neste caso, o projeto do controlador baseado na solução de um problema de otimização com restrições na forma de desigualdades matriciais lineares (LMIs) oferece um método sistemático para ajustar os parâmetros do controlador, garantindo estabilidade interna e desempenho transitório (PEREIRA *et al.*, 2014). Controladores ressonantes projetados com base em LMIs são frequentemente usados no contexto de máquinas elétricas rotativas, por exemplo, para controle de velocidade em motores síncronos de ímã permanente (LAN *et al.*, 2020; LI *et al.*, 2021), controle de velocidade de motores de indução (BAHLOUL *et al.*, 2018) e controle de corrente em geradores síncronos com ímãs permanentes (CHANG; TSAI; LU, 2019).

No entanto, quando se trata de atuadores eletromagnéticos lineares, eles apresentam diferenças significativas em relação às máquinas rotativas. A diferença mais relevante é que máquinas lineares apresentam comprimento finito, o que requer operação dentro dos limites deste curso. O comprimento finito também afeta a distribuição de fluxo nas extremidades axiais da máquina, que cria efeitos assimétricos (BOFF; ECKERT; AMARA, 2022; BOFF *et al.*, 2017) e pode afetar seu modelo dinâmico e a configuração do acionamento (BOFF; ECKERT; AMARA, 2022). Em (MERCORELLI; WERNER, 2017), o controle de posição de um atuador piezo-hidráulico é desenvolvido para seguir referências periódicas para válvulas de admissão usando um controlador ressonante com duas ações de avanço para compensar variações de velocidade. O controle de movimento de um atuador linear de dois graus de liberdade para aplicações periódicas é proposto

em (KIM; HIRATA, 2020), baseado em um controlador PI *sensorless*. Em (CHUNG; MOON; JANG, 1999) um atuador oscilatório linear do tipo *voice-coil* é utilizado para suprimir vibrações estruturais, sendo os ganhos do controlador determinados via LQR. Existem poucos trabalhos na literatura abordando métodos de controle para seguimento de referências periódicas em máquinas eletromagnéticas lineares, de forma que a proposição e validação de uma metodologia sistemática para solução desse problema se apresenta como uma contribuição relevante.

Este capítulo aborda o seguimento periódico de posição e a rejeição de perturbações de carga no atuador eletromagnético linear. Uma estratégia de controle *multi-loop* inspirada no controle por orientação de campo (FOC) é considerada (BOLDEA, 2013), onde um controlador proporcional-integral (PI) é inserido no laço de controle de eixo direto para regular seu componente CC para zero. O seguimento/rejeição de sinais periódicos de posição é garantido pela introdução de um controlador múltiplo ressonante com ação integral (PI + ressonante – controlador PI-RES (LISERRE; TEODORESCU; BLAAB-JERG, 2006)) no laço de controle do eixo de quadratura.

Através do uso de técnicas de realimentação linearizante, um modelo linear de estado-espaço do sistema de malha fechada é derivado e o controlador é reescrito na forma de uma realimentação de estados aumentada, conforme apresentado em (PEREIRA *et al.*, 2014). Os ganhos do controlador são calculados pela solução de problemas de otimização sob restrições de LMIs, garantindo estabilidade em malha fechada e desempenho transitório, conforme demonstrado em (SALTON *et al.*, 2013). A implementação digital do controlador PI-RES também é apresentada. O método proposto é validado por meio de estudos de caso no atuador descrito no Capítulo 3. São apresentadas simulações e resultados experimentais que ilustram o seguimento preciso de referências periódicas com componentes harmônicos (de até quinta ordem), deslocamento e perturbações de força de carga estática e incremental.

4.1 Modelo no Espaço de Estados

A partir do modelo demonstrado na Seção 3.2, é possível representar este sistema não linear por um sistema linearizado através de uma mudança na variável de controle (TARCZEWSKI; GRZESIAK, 2016). Esta técnica possui vantagens em relação as que consideram linearização em torno de um ponto de equilíbrio (CHEN, 1998), como a de

poder operar em diferentes condições. Considerando as variáveis auxiliares $v_d^*(t) = \varsigma_1 L_q v_m(t) i_q(t)$ e $v_q^*(t) = \varsigma_1 L_d v_m(t) i_d(t)$, então (23) e (24) podem ser reescritas como

$$\frac{d}{dt} i_d(t) = -\frac{R i_d(t)}{L_d} + \frac{1}{L_d} [v_d(t) + v_d^*(t)], \quad (31)$$

$$\frac{d}{dt} i_q(t) = -\frac{R i_q(t)}{L_q} - \frac{\varsigma_1 \lambda_{mg} v_m(t)}{L_q} + \frac{1}{L_q} [v_q(t) - v_q^*(t)]. \quad (32)$$

Definindo agora o vetor de estados $x_p \in \mathbb{R}^4$ como

$$x_p = \begin{bmatrix} i_d(t) & i_q(t) & v_m(t) & x_m(t) \end{bmatrix}^T, \quad (33)$$

o vetor de entrada $u \in \mathbb{R}^2$,

$$u = \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix}, \quad (34)$$

com $u_d(t) = v_d(t) + v_d^*(t)$, $u_q(t) = v_q(t) - v_q^*(t)$ e a posição linear do atuador como saída controlada, ou seja,

$$y_p = \begin{bmatrix} x_m(t) \end{bmatrix}, \quad (35)$$

então, o sistema definido por (25), (26), (31) e (32) pode ser representado no espaço de estados como

$$\begin{cases} \dot{x}_p = A_p x(t) + B_p u(t) + B_d F_L(t) \\ y_p = C_p x(t) \end{cases}, \quad (36)$$

onde

$$A_p = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_q} & -\frac{\varsigma_1 \lambda_{mg}}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{\varsigma_2 \lambda_{mg}}{m} & -\frac{B_v}{m} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (37)$$

$$C_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Devido a estrutura particular da matriz A_p , segue que a dinâmica de i_d é desacoplada dos demais estados, formando assim dois subsistemas independentes. Definindo $x_d(t) = i_d(t)$, então o primeiro estado de $x_p(t)$ pode ser descrito por

$$\dot{x}_d(t) = A_d x_d(t) + B_d u_d(t), \quad (38)$$

onde $A_d = -\frac{R}{L_d}$ e $B_d = \frac{1}{L_d}$. De modo similar, definindo $x_q(t) = [i_q(t) \ v_m(t) \ x_m(t)]^T$, segue que

$$\begin{cases} \dot{x}_q = A_q x_q(t) + B_q u_q(t) + B_{wq} F_L(t) \\ y_q = C_q x_q(t) \end{cases}, \quad (39)$$

que é representado por

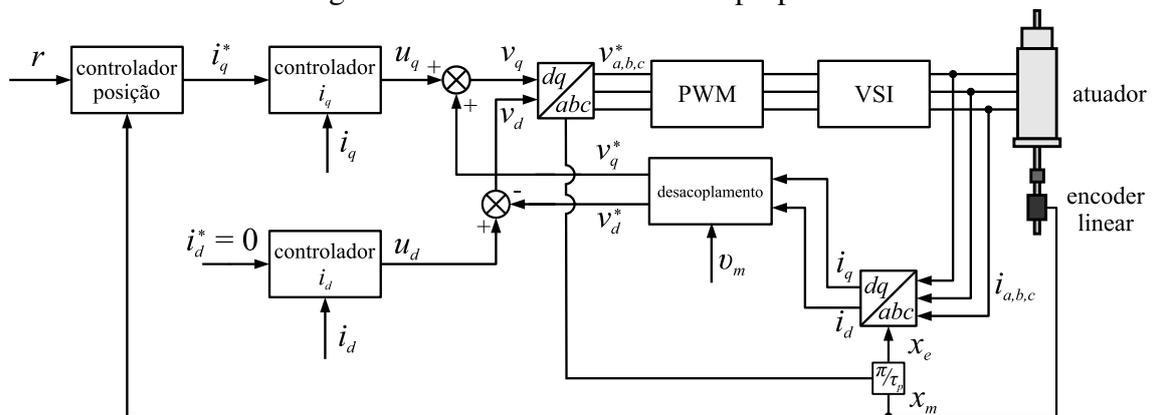
$$A_q = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_q} & -\frac{s_1 \lambda_{mg}}{L_q} & 0 \\ \frac{s_2 \lambda_{mg}}{m} & -\frac{B_v}{m} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, B_q = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, B_{wq} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{m} \\ 0 \end{bmatrix}, C_q = [0 \ 0 \ 1]. \quad (40)$$

Conforme apresentado no Capítulo 3, fica claro que, para este protótipo em particular, as suposições de indutâncias síncronas invariantes no tempo ($L_d = L_q$) e dinâmica linear desacoplada (dadas por (38) e (39)) são verificadas, de acordo com o modelo validado neste mesmo capítulo.

4.2 Estrutura e Projeto do Controlador

Com base na propriedade de desacoplamento apresentada anteriormente, uma estratégia de controle *multi-loop* ilustrada no diagrama de blocos da Figura 38 foi implementada. Este controlador é semelhante à estratégia de controle por orientação de campo aplicada a máquinas lineares (como demonstrada em (BOLDEA, 2013), por exemplo).

Figura 38 – Estrutura de controle proposta.



Fonte: do autor

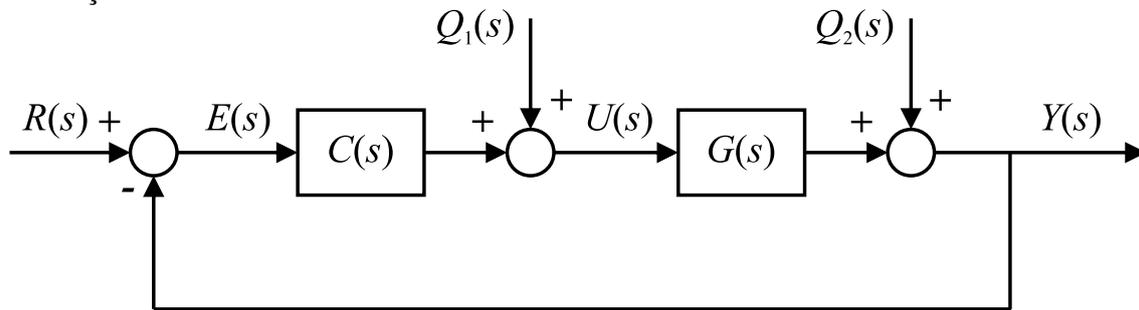
Como a operação com enfraquecimento de campo não será considerada, a referência da corrente de eixo direto é definida como zero e o controle i_d é feito por um controlador PI para levar o componente CC de $i_d(t)$ a zero em regime permanente. O controle

do subsistema de quadratura definido em (39) está associado à dinâmica do movimento. Visando o seguimento de referências periódicas de posição e rejeição de perturbações de carga, um controlador PI-RES modificado é considerado. A formulação do controlador no espaço de estados e o método de projeto baseado em LMIs seguem o procedimento apresentado em (PEREIRA *et al.*, 2014), conforme detalhado nas próximas subseções.

4.2.1 Controlador PI-RES

Para a dedução deste controlador, seguindo a formulação apresentada em (FLORES *et al.*, 2012), se considera o sistema genérico em malha fechada com realimentação unitária apresentado na Figura 39, com funções de transferência da planta e controlador dadas por $G(s)$ e $C(s)$, respectivamente. Além disso, os sinais $R(s)$, $E(s)$, $U(s)$, $Q_1(s)$, $Q_2(s)$ e $Y(s)$ representam, nesta ordem, as Transformadas de Laplace da referência, erro de seguimento, sinal de controle, distúrbio de entrada, distúrbio de saída e saída da planta.

Figura 39 – Diagrama de blocos de um sistema genérico em malha fechada com realimentação unitária.



Fonte: do autor

Com base na Figura 39, as seguintes funções de transferência em malha fechada podem ser determinadas como

$$T_R(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)}, \quad (41)$$

$$T_{Q_1}(s) = \frac{Y(s)}{Q_1(s)} = \frac{G(s)}{1 + C(s)G(s)}, \quad (42)$$

$$T_{Q_2}(s) = \frac{Y(s)}{Q_2(s)} = \frac{1}{1 + C(s)G(s)}. \quad (43)$$

Com isso, baseado nessas funções de transferência, os sinais de saída $Y(s)$ e erro $E(s)$ são dados por

$$Y(s) = T_R(s)R(s) + T_{Q_1}(s)Q_1(s) + T_{Q_2}(s)Q_2(s) \quad (44)$$

e

$$E(s) = R(s) - Y(s) = (1 - T_R(s))R(s) - T_{Q_1}(s)Q_1(s) - T_{Q_2}(s)Q_2(s). \quad (45)$$

Considerando uma referência puramente senoidal ou distúrbios com frequência ω_0 , segue de (45) que o erro de seguimento será nulo em regime permanente se o sistema em malha fechada for estável e

$$|T_R(j\omega_0)| = \left| \frac{C(j\omega_0)G(j\omega_0)}{1 + C(j\omega_0)G(j\omega_0)} \right| = 1, \quad \angle T_R(j\omega_0) = 0, \quad (46)$$

$$|T_{Q_1}(j\omega_0)| = \left| \frac{G(j\omega_0)}{1 + C(j\omega_0)G(j\omega_0)} \right| = 0, \quad (47)$$

$$|T_{Q_2}(j\omega_0)| = \left| \frac{G(j\omega_0)}{1 + C(j\omega_0)G(j\omega_0)} \right| = 0. \quad (48)$$

Observe que (46), (47) e (48) são satisfeitos quando $|C(j\omega_0)G(j\omega_0)| = \infty$ e $|C(j\omega_0)| = \infty$. Assim, o seguimento ou rejeição de sinais senoidais com erro zero em regime permanente pode ser garantido se o controlador apresentar magnitude infinita na frequência ω_0 e desde que não haja cancelamentos de polos no controlador com zeros da planta nesta frequência. Este controlador satisfaz implicitamente o Princípio do Modelo Interno (PMI), que estabelece condições necessárias para o seguimento e rejeição em regime permanente (FRANCIS; WONHAM, 1976). Da mesma forma, o seguimento de referências periódicas pode ser garantido pelo uso de uma expansão da Série de Fourier e impondo um controlador com magnitude infinita para todas as frequências harmônicas relevantes.

Uma forma de atender a essa condição é considerar no controlador uma função de transferência com um par de polos imaginários puros em $s = \pm j\omega_0$, no chamado controlador ressonante. Conforme apresentado em (PEREIRA *et al.*, 2014), o controlador ressonante pode ser descrito por

$$C_R(s) = \frac{Y_R(s)}{E(s)} = \frac{K_{r1}\omega_0 + K_{r2}s}{s^2 + \omega_0^2} + K_e, \quad (49)$$

onde $y_R(t)$ é o sinal de saída do controlador e K_{r1} , K_{r2} e K_e são parâmetros de sintonia que devem ser escolhidos para que o sistema em malha fechada seja estável.

Este controlador pode ser representado no espaço de estados como

$$\begin{cases} \dot{x}_R(t) = A_R x_R(t) + B_R e(t) \\ y_R(t) = C_R x_R(t) + D_R e(t) \end{cases}, \quad (50)$$

onde $x_R(t)$ é o vetor de estados do controlador ressonante definido por

$$x_R(t) = [x_{R1}(t) \ x_{R2}(t)]^T \in \mathbb{R}^2 \quad (51)$$

e as matrizes do controlador são dadas por

$$A_R = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 \\ -\omega_0 & 0 \end{bmatrix}, B_R = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C_R = [K_{r1} \ K_{r2}], D_R = K_e. \quad (52)$$

Em diversas aplicações práticas, o objetivo é seguir sinais periódicos com um valor médio diferente de zero. Nesse caso, o controlador ressonante apresentado em (49) pode ser estendido para uma PI-RES dado por (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006)

$$C(s) = \frac{Y_C(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} + \sum_{j=1}^h \frac{K_{r1j}\omega_j + K_{r2j}s}{s^2 + \omega_j^2} + K_e, \quad (53)$$

onde K_{r1j} , K_{r2j} , K_i , K_e e ω_j são parâmetros livres de projeto para serem escolhidos.

Esse controlador pode ser realizado no espaço de estados na forma

$$\begin{cases} \dot{x}_C(t) = A_C x_C(t) + B_C e(t) \\ y_C(t) = C_C x_C(t) + D_C e(t) \end{cases}, \quad (54)$$

onde $x_C(t) = [x_{R1}(t) \ x_{R2}(t) \ \dots \ x_{Rh}(t) \ x_i]^T \in \mathbb{R}^{2h+1}$ é o vetor de estados do controlador e

$$A_C = \begin{bmatrix} A_{r1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & A_{r2} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & A_{rh} & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_C = \begin{bmatrix} B_r \\ B_r \\ \vdots \\ B_r \\ 1 \end{bmatrix},$$

$$C_C = [C_{r1} \ C_{r2} \ \dots \ C_{rh} \ K_i], D_C = K_e.$$

Baseado nas matrizes definidas em (52), então $A_{rj} = A_R|_{\omega_0=\omega_j}$, $B_r = B_R$ e $C_{rj} = C_R|_{K_{r1}=K_{r1j}, K_{r2}=K_{r2j}}$.

4.2.2 Formulação via realimentação de estados

Para empregar o método de projeto baseado em LMIs apresentado em (PEREIRA *et al.*, 2014), é necessário converter a formulação do controlador em uma realimentação da

planta e dos estados do controlador. Considerando a dinâmica do eixo em quadratura apresentada em (39) e a formulação do controlador PI-RES em (54), onde $e(t) = r(t) - x_m(t)$ é o erro de rastreamento de posição em relação a um determinado sinal periódico $r(t)$, então é possível definir um vetor de estados aumentado $x_a(t) = [x_q(t)^T \ x_C(t)^T]^T \in \mathbb{R}^{4+2h}$ com dinâmica representada por

$$\begin{cases} \dot{x}_a(t) = A_a x_a(t) + B_a u_q(t) + B_{aw} F_L(t) + B_{ar} r(t) \\ y_a(t) = C_a x_a(t) \end{cases}, \quad (55)$$

onde

$$A_a = \begin{bmatrix} A_q & 0 \\ -B_C C_q & A_C \end{bmatrix}, B_a = \begin{bmatrix} B_q \\ 0 \end{bmatrix}, B_{aw} = \begin{bmatrix} B_w \\ 0 \end{bmatrix}, B_{ar} = \begin{bmatrix} 0 \\ B_C \end{bmatrix}, C_a = \begin{bmatrix} C_q & 0 \end{bmatrix}. \quad (56)$$

Para uma abordagem baseada em realimentação de estados, é considerado um sinal de controle que combina a saída do controlador $y_C(t)$ com uma realimentação de estados da planta, tal que

$$\begin{aligned} u_q(t) &= K_q x_q(t) + y_C(t) = K_q x_q(t) + C_C x_C(t) + D_C e(t) \\ &= K_q x_q(t) + C_C x_C(t) + D_C r(t) - D_C C_q x_q(t), \end{aligned} \quad (57)$$

onde K_q é um ganho a ser determinado. Este sinal de controle pode ser reescrito como

$$u_q(t) = K_a x_a(t) + D_C r(t), \quad K_a = [K_q - D_C C_q \quad C_C], \quad (58)$$

tal que o sistema em malha fechada interconectado é dado por

$$\begin{cases} \dot{x} = (A_a + B_a K_a) x_a(t) + B_{aw} F_L(t) + B_{ar} r(t) \\ y = C_a x_a(t) \end{cases}, \quad (59)$$

$$\text{com } B_{ar} = \begin{bmatrix} B_q D_C \\ B_C \end{bmatrix}.$$

Observação 1 Considerando o diagrama de blocos da Figura 38, a formulação de realimentação de estados apresentada nesta seção resulta em um bloco de controle de posição que combina os controladores PI-RES e Proporcional-Derivativo (PD).

Primeiro, considere $K_q = [K_{q1} \ K_{q2} \ K_{q3}]$ tal que a entrada de controle $u_q(t)$ em (57) pode ser reescrita como

$$u_q(t) = K_{q1}i_q(t) + K_{q2}v_m(t) + K_{q3}x_m(t) + y_C(t).$$

Com base nas propriedades da transformada de Laplace e na função de transferência do controlador definida em (53), então

$$U_q(s) = K_{q1}I_q(s) + I_q^*(s)$$

com

$$I_q^*(s) = (K_{q2}s + K_{q3})X_m(s) + C(s)(R(s) - X_m(s)).$$

Observe que o termo $(K_{q2}s + K_{q3})X_m(s)$ corresponde a um controlador PD aplicado diretamente na saída da planta. Estruturas de controle compostas por um controlador PI no canal de erro e um controlador PD na saída da planta são usuais na área de controle de processos (ONAT, 2019). No entanto, em vez de um controlador PI padrão, aqui também é adicionada uma estrutura ressonante para garantir o seguimento e rejeição periódicos. Por fim, fica claro que o bloco “controlador i_q ” corresponde à realimentação direta de i_q multiplicada pelo ganho K_{q1} .

4.2.3 Projeto de controladores baseados em LMIs

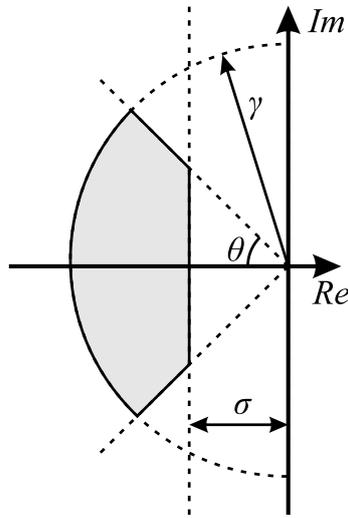
Nesta seção, é apresentado um método para determinar o ganho aumentado K_a (e, conseqüentemente, as matrizes K_q , C_C e D_C) para garantir a estabilidade interna da malha fechada e um desempenho transitório satisfatório. Isso será alcançado pela alocação de polos em malha fechada nas regiões das LMIs, também conhecida como D-estabilidade (CHILALI; GAHINET, 1996).

A estabilidade interna de (59) é obtida garantindo que a matriz $A_a + B_a K_a$ seja Hurwitz (todos os autovalores possuem parte real negativa). Além do requisito de estabilidade, o desempenho transitório também pode ser levado em consideração a partir da alocação dos autovalores de $A_a + B_a K_a$ dentro de uma determinada região do plano complexo definido como a interseção das seguintes sub-regiões (CHILALI; GAHINET, 1996)

$$\begin{aligned} R_{CR} &= \{p_i \in \mathbb{C} : \text{Re}(p_i) \leq -\sigma, \sigma \in \mathbb{R}^+\}, \\ R_{DR} &= \{p_i \in \mathbb{C} : |p_i| \leq \gamma, \gamma \in \mathbb{R}^+\}, \\ R_{NF} &= \{p_i \in \mathbb{C} : \arctan\left(\frac{|\text{Im}(p_i)|}{|\text{Re}(p_i)|}\right) \leq \theta, \theta \in \mathbb{R}^+\}, \end{aligned} \quad (60)$$

onde p_i com $i = 1, \dots, m$ são os autovalores de $A_a + B_a K_a$, σ , γ e θ são parâmetros que devem ser escolhidos a priori com base no desempenho transitório desejado. Mais especificamente, σ está diretamente relacionado ao tempo de acomodação, γ restringe a máxima frequência natural e θ está associado ao fator de amortecimento (PEREIRA *et al.*, 2014). A Figura 40 ilustra a região criada pela interseção dessas sub-regiões no plano complexo.

Figura 40 – Região do plano complexo que satisfaz as condições do posicionamento de polos (D-estabilidade).



Fonte: (PEREIRA *et al.*, 2014)

Segundo (CHILALI; GAHINET, 1996), se existe uma matriz simétrica positiva definida $Q \in \mathbb{R}^{4+2h \times 4+2h}$ e uma matriz $W \in \mathbb{R}^{1 \times 4+2h}$ satisfazendo

$$\begin{aligned} L_1 \otimes Q + M_1 \otimes (A_a Q + B_a W) + M_1' \otimes (A_a Q + B_a W)' &< 0, \\ L_2 \otimes Q + M_2 \otimes (A_a Q + B_a W) + M_2' \otimes (A_a Q + B_a W)' &< 0, \\ L_3 \otimes Q + M_3 \otimes (A_a Q + B_a W) + M_3' \otimes (A_a Q + B_a W)' &< 0, \end{aligned} \quad (61)$$

onde \otimes denota o produto de Kronecker, e

$$\begin{aligned} L_1 &= 2\sigma, M_1 = 1, \\ L_2 &= \begin{bmatrix} -\gamma & 0 \\ 0 & -\gamma \end{bmatrix}, M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ L_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, M_3 = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (62)$$

então o sistema (59) com $K_a = WQ^{-1}$ é internamente estável com autovalores de $A_a + B_a K_a$ confinados em (60).

O dimensionamento de K_a pode ser feito resolvendo um problema de factibilidade, ou seja, encontrar as matrizes Q e W tais que as LMIs em (61) sejam satisfeitas. Este problema pode ser resolvido em MATLAB (ou Python) usando pacotes computacionais padrão (GAHINET; NEMIROVSKII, 1993). Dado $K_a = [K_{a1} \ K_{a2}]$, então os parâmetros do controlador podem ser determinados resolvendo o sistema de equações lineares definido por $C_C = K_{a2}$ e $K_q - D_C C_q = K_{a1}$.

4.3 Resultados e Análises

Esta seção apresenta o ambiente de simulação, aparato experimental, instrumentação do protótipo, definição dos casos de teste e seus respectivos controladores. Resultados experimentais e de simulação são exibidos e discutidos em termos de desempenho do seguimento e rejeição.

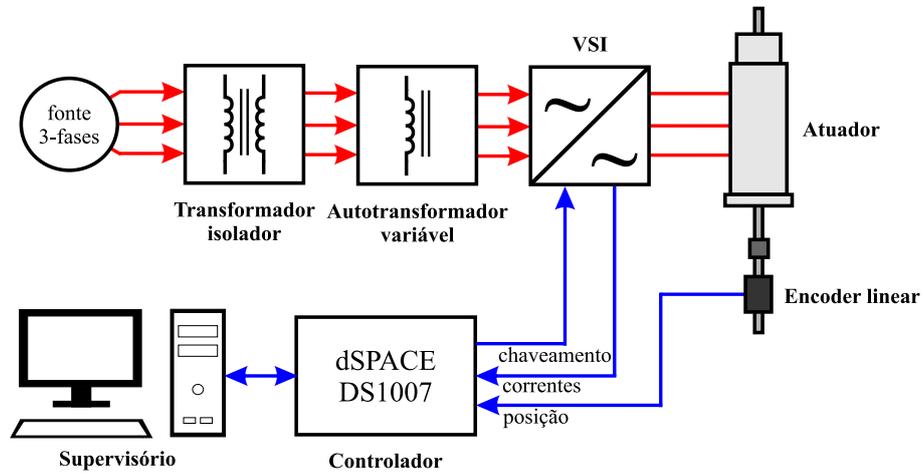
4.3.1 Aparato experimental

Em relação ao aparato experimental descrito na Seção 3.5, o inversor de frequência (VSI) foi modificado para obter um acionamento com maior potência elétrica, e com isso um aparato de alimentação trifásica foi implementado, conforme Figura 41 (a). Um transformador isolador foi inserido para evitar curto-circuito fase-terra e um autotransformador variável para ajuste da tensão de alimentação do inversor. O VSI trifásico é do modelo Semikron Semix Stack e possui sensores de corrente de efeito Hall em linha (CSNF161). O acoplamento entre os eixos do atuador linear e o sensor de posição foi modificado por um do tipo rígido, como ilustrado na Figura 41 (b). Para os ensaios com carga, foram adicionadas duas molas de tração (força de carga incremental) e uma massa suspensa (força de carga constante), conforme ilustrado na Figura 41 (c). Assim também é possível avaliar o desempenho do controlador quando o atuador está sujeito a duas condições diferentes de carga.

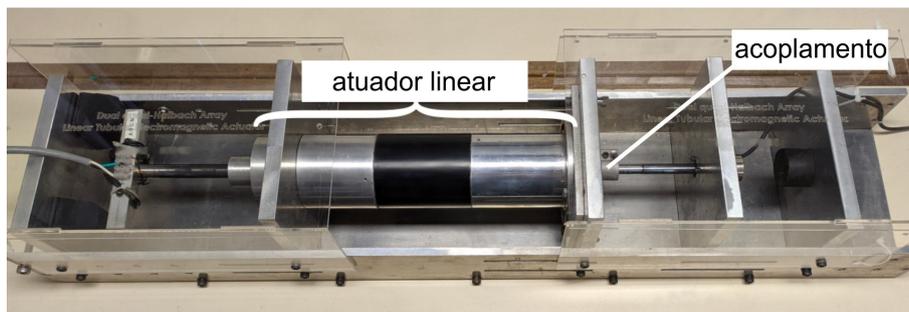
4.3.2 Simulação em malha fechada

Para melhor emular o comportamento da configuração experimental, foi criado em MATLAB/Simulink um ambiente de simulação onde a planta é simulada em tempo con-

Figura 41 – Diagrama experimental das (a) conexões do acionamento e instrumentação, (b) protótipo do atuador tubular linear colocado na bancada de testes para validação experimental, e (c) configuração da força de carga.



(a)



(b)



(c)

Fonte: do autor

tínuo e o controlador é implementado em tempo discreto, conforme apresentado na Figura 42. No bloco “modelo do atuador” são descritas as equações (23) a (26) e o bloco “desacoplamento” é responsável por calcular a realimentação linearizante. Para isso, o controlador de tempo contínuo (54) é discretizado através do método *Zero-Order Hold*

(ZOH), resultando em

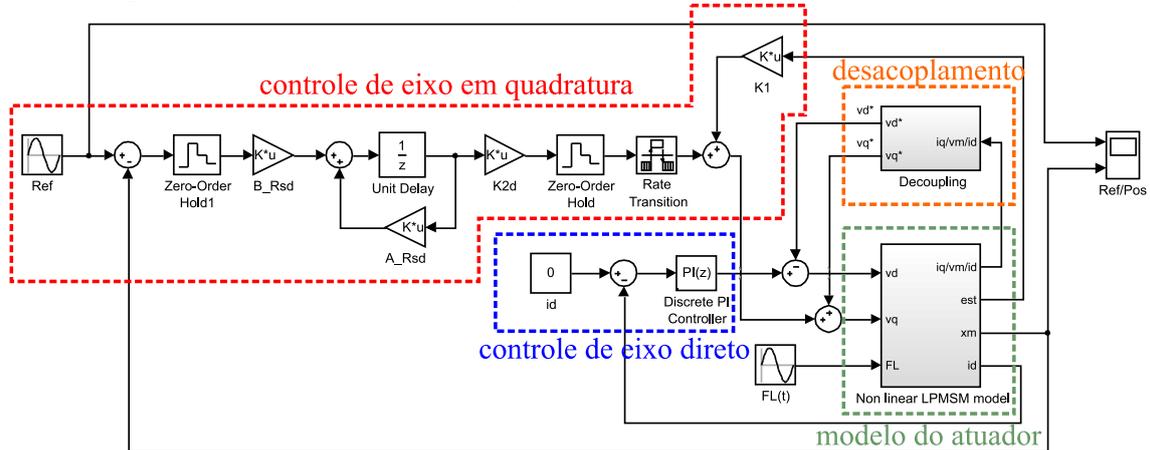
$$\begin{cases} x_{Cd}[k+1] = A_{Cd}x_{Cd}[k] + B_{Cd}e_d[k] \\ y_{Cd}[k] = C_{Cd}x_{Cd}[k] + D_{Cd}e_d[k] \end{cases}, \quad (63)$$

onde as matrizes A_{Cd} , B_{Cd} , C_{Cd} , D_{Cd} são dadas por

$$A_{Cd} = \exp(A_C T), B_{Cd} = B_C \int_0^T \exp(A_C \tau) d\tau, C_{Cd} = C_C, D_{Cd} = D_C. \quad (64)$$

O diagrama de simulação em malha fechada é mostrado na Figura 42 onde o controlador PI de eixo direto também é discretizado usando o método ZOH.

Figura 42 – Ambiente de simulação desenvolvido em MATLAB/Simulink.



Fonte: do autor

4.3.3 Estudos de caso

Para ilustrar o desempenho transitório e em regime permanente do método proposto, cinco casos de teste foram considerados. Em todos os casos, uma frequência fundamental de $\omega_0 = 1,6\pi$ rad/s foi considerada para o sinal de referência de posição, diferindo em termos de conteúdo harmônico e condições de carga. O ensaio com variação de carga é mais significativo para comparar o desempenho do controlador, principalmente na rejeição de distúrbios, permitindo avaliar a capacidade de seguimento e rejeição em condições dinâmicas.

O caso 1 considera o seguimento de uma referência puramente senoidal de 15 mm de amplitude e com frequência de ω_0 , $3\omega_0$ e $5\omega_0$ para $t \in [5,10)$, $t \in [10,15)$ e $t \in [15,20)$ s, respectivamente. Além disso, um deslocamento no nível médio de 10 mm também é

considerado. Portanto, o sinal de referência do caso 1 é dado por¹

$$r_1(t) = 10 \times 10^{-3} \Upsilon(1, \infty) + 15 \times 10^{-3} [\sin(\omega_0 t) \Upsilon(5, 10) + \sin(3\omega_0 t) \Upsilon(10, 15) + \sin(5\omega_0 t) \Upsilon(15, 20)] \text{ m.} \quad (65)$$

O caso 2 considera um sinal com conteúdo harmônico crescente, ou seja, para $t > 5$ s apenas um sinal senoidal de frequência ω_0 é considerado, então uma terceira harmônica é adicionada à referência para $t \in [10, 25)$ s e uma quinta harmônica é adicionada para $t \in [15, 20)$ s. Assumindo um nível médio de -10 mm e todas as harmônicas com 10 mm de amplitude, o sinal de referência do caso 2 é

$$r_2(t) = -10 \times 10^{-3} \Upsilon(1, \infty) + 10 \times 10^{-3} [\sin(\omega_0 t) \Upsilon(5, 30) + \sin(3\omega_0 t) \Upsilon(10, 25) + \sin(5\omega_0 t) \Upsilon(15, 20)] \text{ m.} \quad (66)$$

Os casos 1 e 2 operam sem distúrbios de carga mecânica ($F_L = 0$ N). Por outro lado, os casos 3 e 4 aplicam os mesmos sinais de referência dos casos 1 e 2, respectivamente, mas, assumindo uma força de carga $F_L(t) = F_K + K_s x_m$ N, onde F_K é uma força constante de 35 N, K_s é a constante da mola de 730 N/m, e x_m é a posição do eixo. A força F_K é imposta definindo a posição inicial de forma que a mola já esteja tensionada. O caso 5 considera uma força de carga constante de 20 N devido a um peso padrão suspenso e o sinal de referência dado por

$$r_5(t) = 15 \times 10^{-3} [\sin(\omega_0 t) \Upsilon(5, 15)] \text{ m.} \quad (67)$$

Frequências harmônicas de ordem superior não foram consideradas no caso 5 devido a vibrações no conjunto mecânico de peso e polia.

Em todos os estudos de caso, as métricas de avaliação do desempenho são: tempo de acomodação após cada mudança de referência; raiz do erro quadrático médio (RMSE) e erro percentual absoluto (APE) do sinal de posição em regime permanente. Como o objetivo é avaliar as capacidades de seguimento harmônico em regime permanente, a seguinte definição para o APE é considerada

$$\text{APE} = \frac{\text{máx}\{|e_{ss}|\}}{\text{máx}\{|r_{ss} - \text{média}\{r_{ss}\}|\}}, \quad (68)$$

onde o subíndice ss denota a condição de regime permanente do erro de seguimento de posição e_{ss} e da entrada de referência de posição r_{ss} .

¹ $\Upsilon(t_1, t_2)$ denota uma função que é 1 para $t \in [t_1, t_2)$ e 0 caso contrário.

4.3.4 Parâmetros do controlador

Para o controlador PI que controla o subsistema i_d (38), os parâmetros da Tabela 4 resultam em uma função de transferência de $u_d(t)$ para $i_d(t)$ dada por

$$G_d(s) = \frac{120,7}{s + 1537}. \quad (69)$$

A partir da análise do sistema em malha fechada, utilizando o aplicativo *rltool* do MATLAB, conclui-se que um controlador PI com a função de transferência

$$C_d(s) = 5 + \frac{500}{s}, \quad (70)$$

resulta em uma resposta ao degrau com tempo de acomodação inferior a 0,15 s e sem sobressinal, e portanto considerada adequada para seguimento da corrente $i_d(t)$, uma vez que as referências de posição estão em uma escala de aproximadamente 20 a 30 segundos.

Com base em $r_1(t)$ a $r_5(t)$, fica claro que o controlador de eixo de quadratura deve ser um PI-RES com $h = 3$ e $\omega_1 = \omega_0$, $\omega_2 = 3\omega_0$ e $\omega_3 = 5\omega_0$. Assim, considerando as matrizes do controlador em (50), a função de transferência (53) com $D_R = 0$ e os parâmetros de desempenho transitório² $\gamma = 4800$, $\sigma = 4$ e $\theta = \pi/4$, o problema de factibilidade sob restrições de LMIs (61) resulta em

$$K_G = [-7,463 \quad -2,595 \times 10^1 \quad -8,341 \times 10^3] \quad (71)$$

e

$$C_C = [7,947 \times 10^4 \quad 8,264 \times 10^4 \quad 3,169 \times 10^4 \quad 1,533 \times 10^5 \quad (72) \\ 2,037 \times 10^5 \quad 5,007 \times 10^4 \quad 7,141 \times 10^4].$$

Este valor de σ resulta em um desempenho transitório com um tempo de acomodação menor que 1 s, aproximadamente.

4.3.5 Resultados e discussão

Os resultados obtidos são mostrados nas Figuras 43, 44, 45, 46 e 47 para os casos 1 a 5, respectivamente. Em cada caso, os mesmos parâmetros são fornecidos tanto para a simulação quanto para a configuração experimental. Os dados são analisados em termos de RMSE e APE entre a posição experimental e a referência para os cinco casos, que são mostrados na Tabela 6, para os intervalos de tempo discutidos abaixo.

²Escolhidos empiricamente para evitar a saturação do sinal de controle.

Tabela 6 – Estatísticas do erro de seguimento de posição experimental.

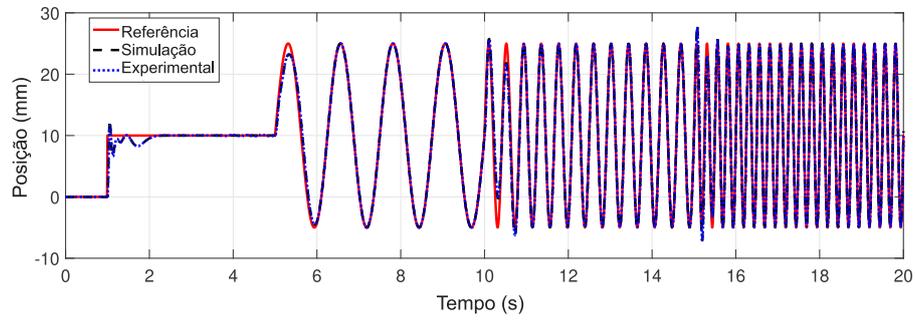
Caso	RMSE (mm)	APE (%)
1	0,0865	1,67
2	0,0745	1,10
3	0,0987	1,89
4	0,0905	1,30
5	0,0391	1,19

O caso 1 mostra uma condição na qual uma referência de degrau de posição é imposta e um sinal senoidal com frequência variável é inserido. Como esperado, a simulação mostra um erro de seguimento nulo em regime permanente, enquanto os resultados experimentais exibem um erro absoluto de seguimento em regime permanente abaixo de 0,5 mm para todos os casos devido a fatores como ruído de medição, discretização do controlador e incertezas paramétricas. Para a pior condição de rastreamento em regime permanente, ou seja, $t \in [16,20)$, o RMSE experimental do sinal de posição é de 0,0865 mm e o APE é de aproximadamente 1,67%. Essas métricas destacam o ótimo seguimento em regime permanente do método proposto. Um ponto a ser destacado é a alta fidelidade do modelo de simulação, com diferenças perceptíveis visualmente apenas em termos de correntes de quadratura e de eixo direto, que são mais suscetíveis a ruídos de medição.

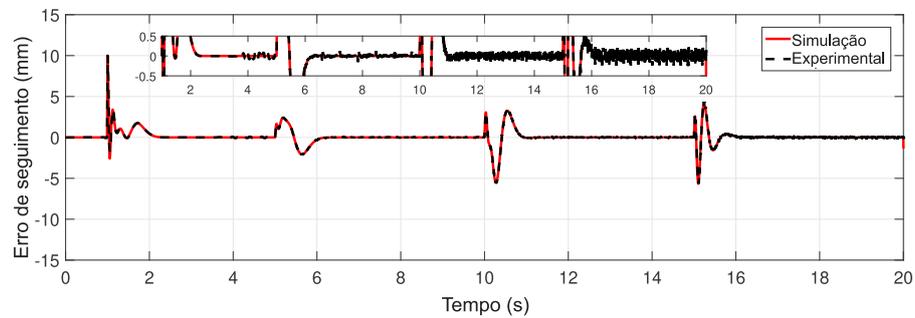
O caso 2 ilustra um cenário de seguimento de referência periódica no qual a composição harmônica do sinal de referência muda conforme o tempo, adicionando terceira e a quinta harmônicas. Como no caso 1, o erro de seguimento da simulação não é significativo e o erro de seguimento absoluto experimental em regime permanente é inferior a 0,5 mm. A pior condição de erro experimental de seguimento em regime permanente ($t \in [16,20)$) apresenta um RMSE de 0,0745 mm e um APE de aproximadamente 1,10%. Uma diferença notável entre os casos 1 e 2 é que o caso 2 apresenta uma ondulação maior em i_d , mas sem prejuízo do desempenho de seguimento. Esta ondulação pode ser reduzida pela introdução de um controlador PI-RES no laço de controle i_d (ver (LISERRE; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006)). Nesse caso, isso não é necessário, pois o desempenho do controlador não foi significativamente afetado.

Os casos 3 e 4 representam um cenário em que o atuador deve seguir as mesmas referências impostas nos casos 1 e 2, porém operando sob uma força de carga F_L causada

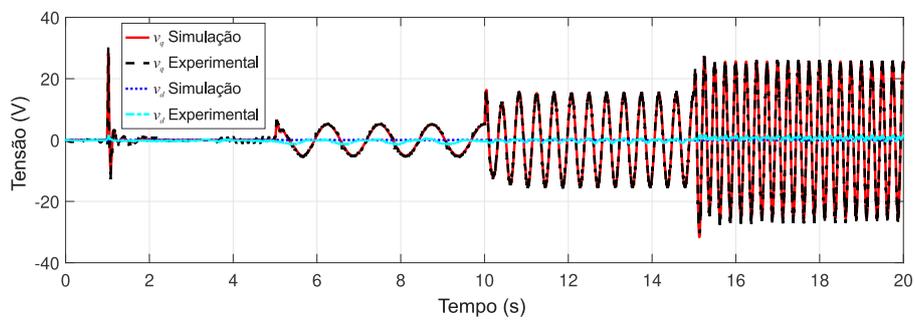
Figura 43 – Resultados experimentais de (a) posição do atuador, (b) erro de seguimento de posição, tensões (c) e correntes (d) de eixo-direto e em quadratura, para o caso 1.



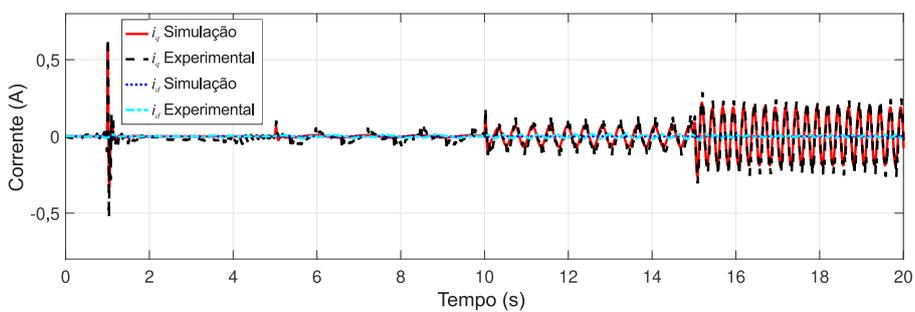
(a)



(b)



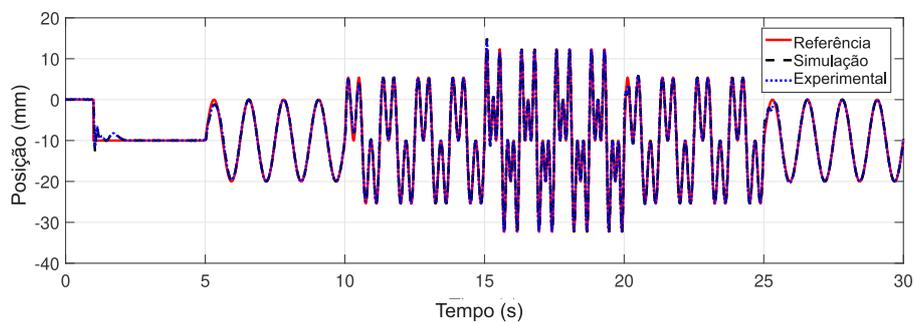
(c)



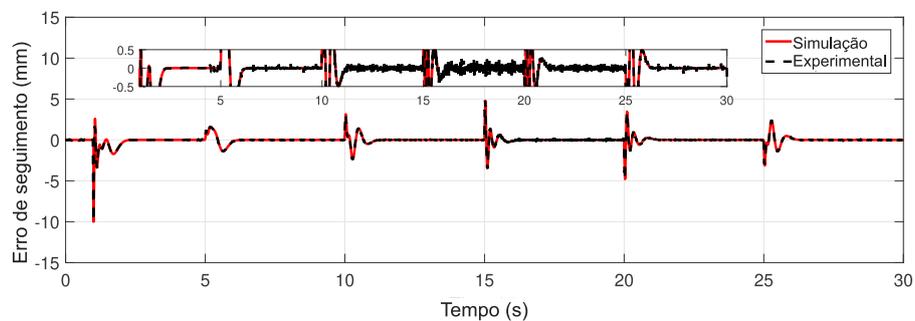
(d)

Fonte: do autor

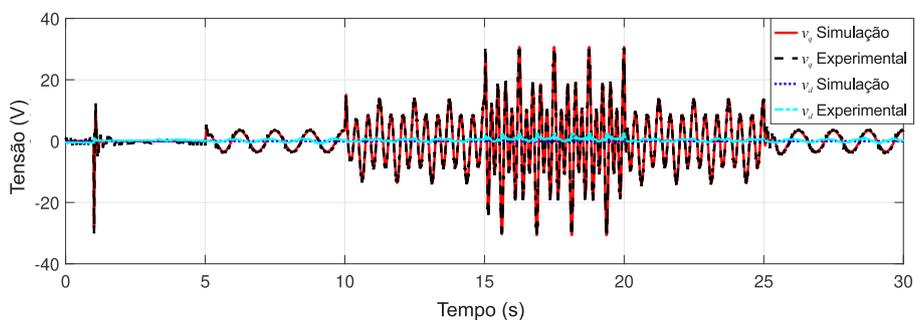
Figura 44 – Resultados experimentais de (a) posição do atuador, (b) erro de seguimento de posição, tensões (c) e correntes (d) de eixo-direto e em quadratura, para o caso 2.



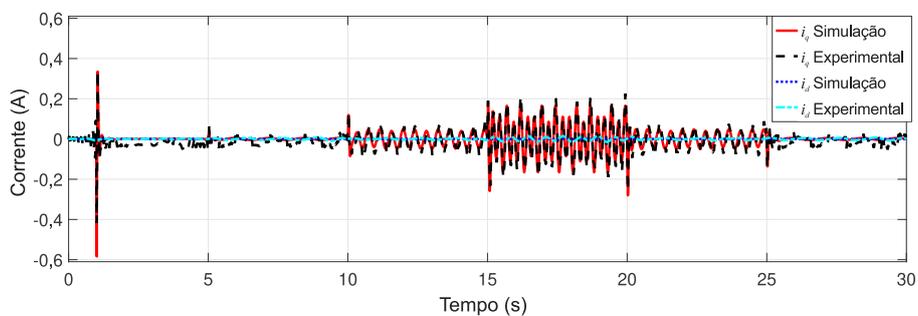
(a)



(b)



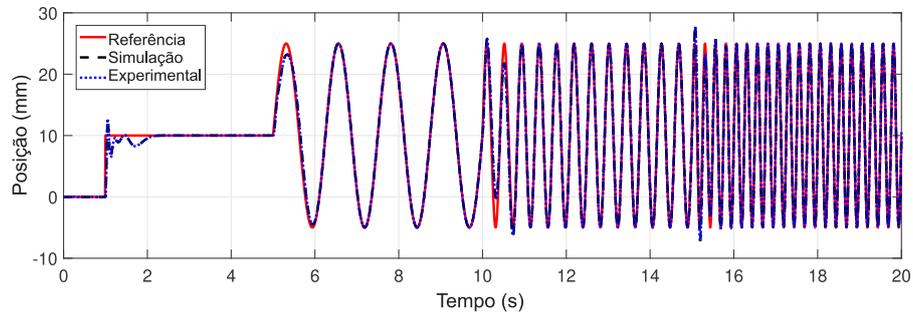
(c)



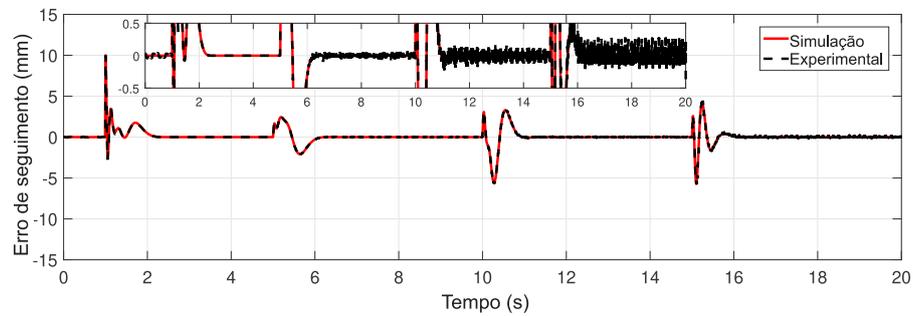
(d)

Fonte: do autor

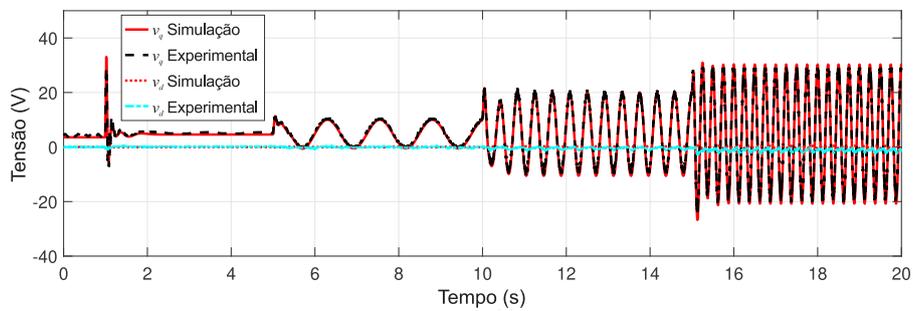
Figura 45 – Resultados experimentais de (a) posição do atuador, (b) erro de seguimento de posição, tensões (c) e correntes (d) de eixo-direto e em quadratura, para o caso 3.



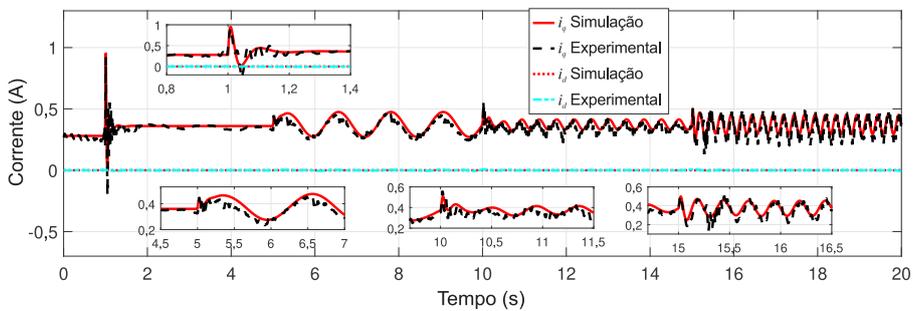
(a)



(b)



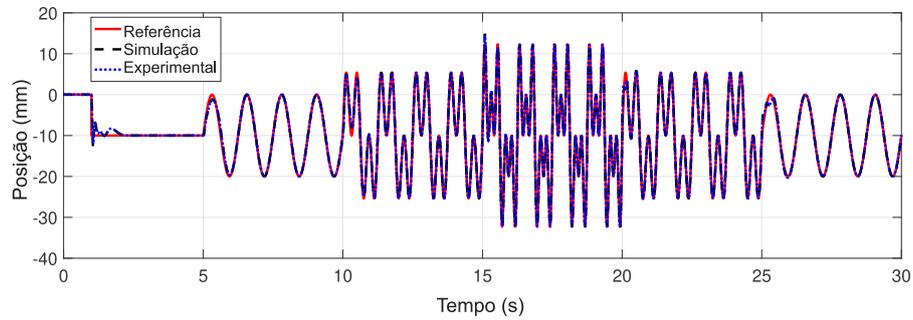
(c)



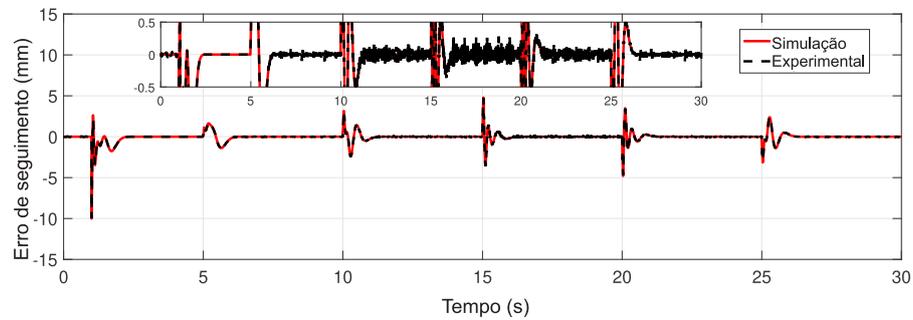
(d)

Fonte: do autor

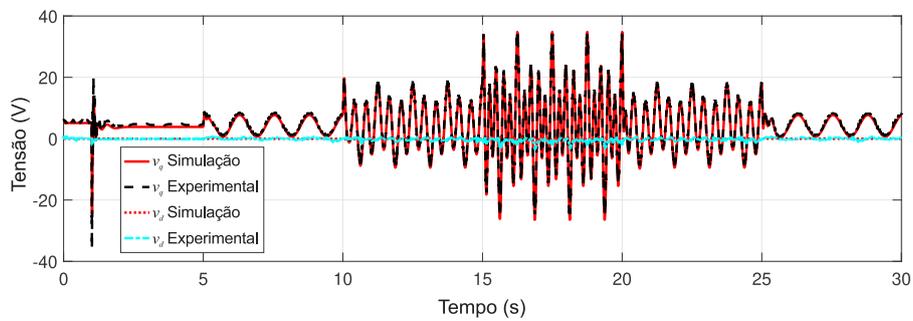
Figura 46 – Resultados experimentais de (a) posição do atuador, (b) erro de seguimento de posição, tensões (c) e correntes (d) de eixo-direto e em quadratura, para o caso 4.



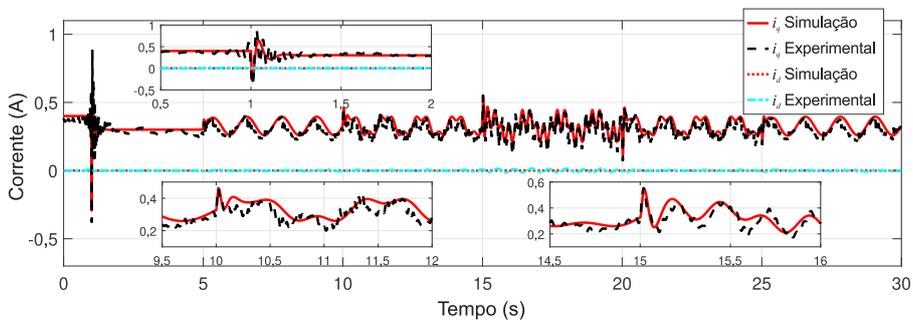
(a)



(b)



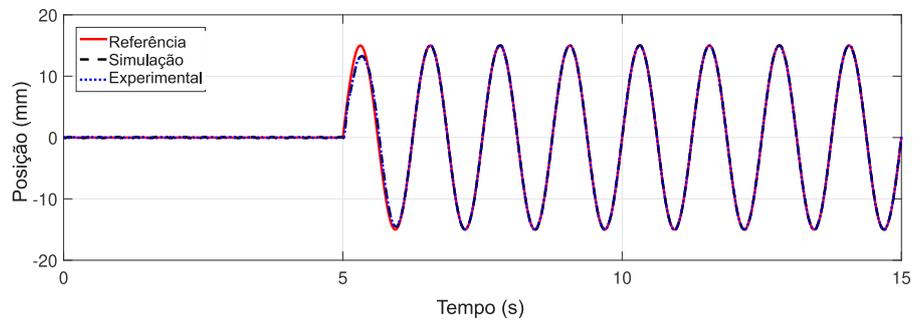
(c)



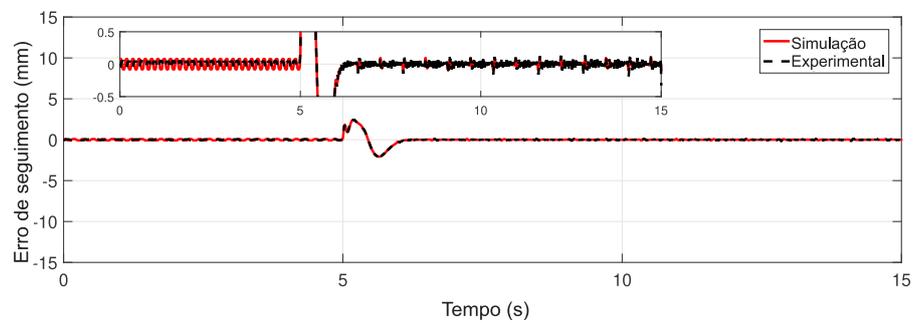
(d)

Fonte: do autor

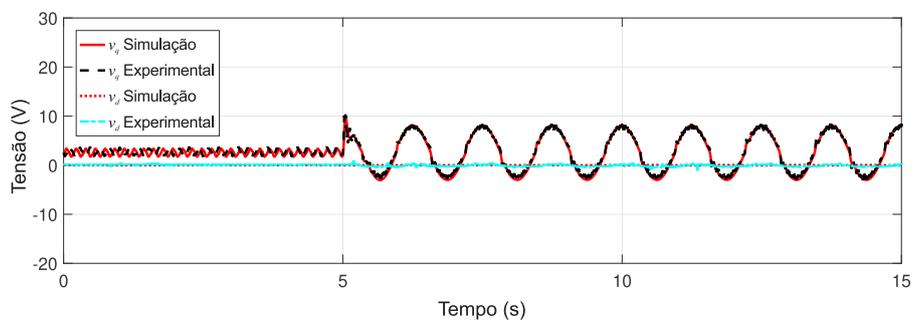
Figura 47 – Resultados experimentais de (a) posição do atuador, (b) erro de seguimento de posição, tensões (c) e correntes (d) de eixo-direto e em quadratura, para o caso 5.



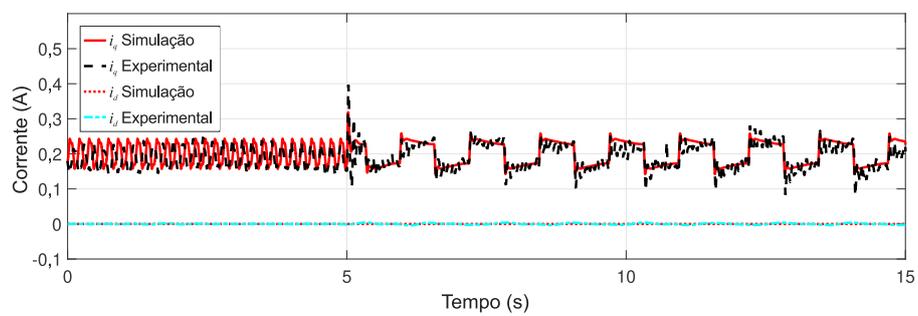
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: do autor

pela mola de tração. Em ambos os casos, o controlador proposto foi capaz de rejeitar o distúrbio de carga mantendo um desempenho em malha fechada semelhante ao caso sem carga, em termos de tempo de acomodação e erro de seguimento em regime permanente. As piores condições de erro de seguimento experimental em regime permanente ($t \in [16,20)$) apresentam um RMSE de 0,0987 mm e 0,0905 mm, respectivamente. Do mesmo modo, os APEs nestes casos são 1,89% e 1,30%. As principais diferenças com relação aos casos sem carga são os níveis mais altos na entrada de controle e a presença de *offset* em i_q , ambos necessários para compensar o distúrbio de carga.

O caso 5 representa um caso em que o atuador deve compensar uma força de carga constante causada pelo conjunto da polia e peso padrão. Como no cenário de carga anterior, a perturbação é rejeitada com o mesmo nível de desempenho de seguimento transitório e em regime permanente do que no caso sem carga (valor RMSE de 0,0391 mm e APE de 1,19% de 10 a 15 s). A corrente e a tensão de quadratura agora apresentam um valor de *offset* e níveis de amplitude mais altos em relação ao teste sem carga.

Finalmente, é importante ressaltar que o desempenho transiente do sistema em malha fechada satisfaz as restrições de projeto de tempo de acomodação definidas nas LMIs, com a saída da planta atingindo o regime permanente em aproximadamente 1 s para todos os casos de simulação e experimentais, e os erros absolutos de rastreamento abaixo de 0,5 mm (ou 2% da amplitude de referência periódica).

4.4 Conclusões do Capítulo

Este capítulo abordou o seguimento de referências periódicas em atuadores eletromagnéticos lineares através do uso de controladores ressonantes projetados a partir de condições LMIs. Controladores proporcionais não são indicados para seguimento de sinais com alta frequência. Buscando um melhor desempenho, foram desenvolvidos controladores mais específicos. Com base nas propriedades de desacoplamento e no controle por orientação de campo (FOC), uma estrutura de controle *multi-loop* foi considerada com um controlador PI-RES formulado no espaço de estados para regular a dinâmica de posição do atuador e um controlador PI no laço de controle de eixo direto. O projeto do controlador PI-RES foi feito usando LMIs, que podem lidar sistematicamente com um grande número de parâmetros de sintonia, garantindo a estabilidade interna de malha fechada e o desempenho transitório desejado. Simulações e resultados experimentais no

atuador tubular linear mostraram erros absolutos de seguimento abaixo de 0,5 mm (ou 2% da amplitude de referência periódica) para diferentes cenários de referência e cargas, com frequências harmônicas de sinais periódicos. O controlador desenvolvido consegue atender aos requisitos de seguimento, tanto para o ensaio sem carga quanto para o com carga³. Além disso, o desempenho transitório para mudanças de referência está de acordo com a restrição de tempo de acomodação prescrita no projeto de LMIs. Usando o esquema de controle proposto, fica comprovado que os atuadores tubulares lineares podem ser uma alternativa viável em aplicações que requerem o seguimento ou rejeição de sinais periódicos como, por exemplo, sistemas de suspensão ativa e sistemas de posicionamento de precisão.

Foram produzidos durante este tese os seguintes trabalhos envolvendo o estudo do controle do atuador:

- BANDEIRA BOFF, BEN HUR; VIEIRA FLORES, JEFERSON ; ECKERT, PAULO ROBERTO . Seguimento de Referências Senoidais em Atuadores Eletromagnéticos Lineares Tubulares. Em: Congresso Brasileiro de Automática 2020. Anais do Congresso Brasileiro de Automática 2020. DOI: 10.48011/ASBA.V2I1.1592.
- BOFF, BEN HUR BANDEIRA; FLORES, JEFERSON VIEIRA; ECKERT, PAULO ROBERTO. Multi-loop resonant control applied to linear permanent magnet synchronous motors for periodic position tracking, 2023. (Submetido para avaliação).

³Pode ser visualizado em https://youtu.be/A60_d0a-240.

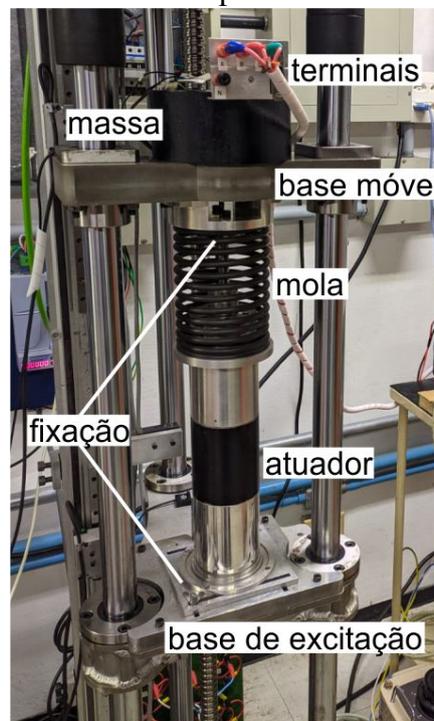
Parte II

**Aplicação do Atuador em um Sistema
de Suspensão Ativa**

5 APARATO EXPERIMENTAL DO SISTEMA DE SUSPENSÃO

O aparato experimental é um conjunto composto por plataforma, *softwares*, sensores e atuador que são utilizados para avaliar o desempenho e características de um sistema de suspensão ativa sob diferentes condições de operação. No contexto desse trabalho, foi considerada a plataforma de suspensão ilustrada na Figura 48. O atuador é inserido neste

Figura 48 – Plataforma de suspensão com o atuador inserido.



Fonte: do autor

sistema com duas bases, na qual uma delas, a inferior, é responsável pela excitação de base, e a outra a superior, é livre para se movimentar na direção vertical. Nesse aparato um conjunto massa-mola é acoplado ao eixo do atuador para caracterizar um sistema de

suspensão.

O aparato experimental para a realização dos ensaios da suspensão ativa inclui ainda uma variedade de componentes, tais como: motor rotativo acoplado a um fuso, inversores de frequência, sensores de posição, sensores de corrente, mola, massa, sistema de aquisição de dados e computador para processar e monitorar os resultados. Isto é detalhado durante esse capítulo. Além disso, o aparato experimental pode ser configurado de maneira a simular diferentes condições de terreno, que visam representar cenários experimentais como curvas, acelerações e desacelerações, obstáculos e pisos irregulares, ou também para analisar a operação do sistema empregando diferentes controladores para atingir determinado desempenho em termos de conforto ou dirigibilidade.

5.1 Modelagem Dinâmica da Plataforma de Suspensão

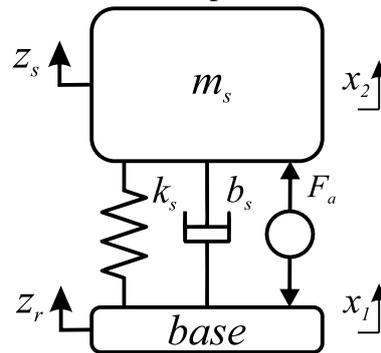
É preciso obter o modelo dinâmico da plataforma de suspensão, composta pelo sistema ilustrado na Figura 48, para representar matematicamente o comportamento do sistema e levar isso em consideração no projeto do controlador. Essa modelagem envolve o equacionamento da dinâmica considerando parâmetros da bancada, tais como massa, constante elástica de mola, além de forças de atritos envolvidos no sistema. Por fim, o sistema é representado no espaço de estados em função das variáveis de interesse.

5.1.1 Modelo dinâmico da plataforma de suspensão

Embora faça parte do escopo deste trabalho realizar ensaios que também representem perfis de rodovia, a plataforma de suspensão apresentada não é capaz de representar um modelo de quarto de carro por se tratar de uma plataforma com apenas um grau de liberdade. Apesar disso, ela consegue reproduzir as características básicas desse modelo, pois a dinâmica não representada está relacionada apenas com as rodas e pneus do veículo. Essa plataforma possui uma massa suspensa (que representa a massa do veículo), uma mola, um amortecimento intrínseco e um elemento ativo capaz de inserir força no sistema de suspensão (que será o atuador eletromagnético linear). O modelo dessa plataforma com um grau de liberdade pode ser representado pela Figura 49.

Neste modelo, a massa suspensa (m_s) representa a massa do veículo, a mola (k_s) e o amortecedor (b_s) representam parâmetros inerentes da plataforma, o eixo z_r representa a rodovia ou entrada de perturbação no sistema de suspensão oriunda da *base*, o eixo z_s

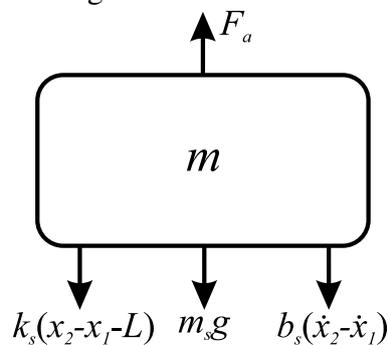
Figura 49 – Modelo da plataforma de suspensão ativa com um grau de liberdade.



Fonte: do autor

representa a movimentação da massa suspensa. As posições absolutas da rodovia z_r e da massa suspensa z_s , respectivamente, também são representadas pelas variáveis auxiliares x_1 e x_2 , conforme segue. O elemento de força aplicado no sistema (F_a) representa o atuador eletromagnético. Com base nesse modelo, é possível definir o diagrama de corpo livre para a massa suspensa do sistema, conforme representado pela Figura 50.

Figura 50 – Diagrama de corpo livre da massa suspensa contida no modelo considerando a plataforma de suspensão com um grau de liberdade.



Fonte: do autor

Para este sistema, considera-se que as entradas são a força imposta pelo atuador F_a e a velocidade de deslocamento da rodovia \dot{z}_r . A mola em estado estático possui um comprimento L . No equacionamento será considerado que os elementos massa, constante elástica da mola e coeficiente de amortecimento são invariantes. Com base nessas considerações, é possível escrever a equação diferencial¹

$$m_s \ddot{x}_2 = F_a - m_s g - k_s(x_2 - x_1 - L) - b_s(\dot{x}_2 - \dot{x}_1). \quad (73)$$

¹A dependência temporal é suprimida quando a sua ausência não prejudicar o entendimento.

Em repouso ($\dot{x}(t) = \ddot{x}(t) = 0$ e $F_a(t) = 0$), a mola relaxada têm um comprimento

$$x_2(t) - x_1(t) = L. \quad (74)$$

Considerando o valor da massa para obter o ponto de equilíbrio do sistema (x_{2eq}), segue que

$$m_s 0 = 0 - m_s g - k_s(x_{2eq} - 0 - L) - b_s 0, \quad (75)$$

assim

$$x_{2eq}(t) = L - \frac{m_s g}{k_s}, \quad (76)$$

$$x_2(t) = x_{2eq}(t) + z_s(t). \quad (77)$$

Isso resulta no sistema que representa a dinâmica da plataforma com um grau de liberdade como

$$m_s \ddot{z}_s = F_a - k_s(z_s - z_r) - b_s(\dot{z}_s - \dot{z}_r). \quad (78)$$

É possível transformar esta equação diferencial em um sistema no espaço de estados, definindo o vetor de estados como

$$x_s(t) = \begin{bmatrix} x_{1s}(t) \\ x_{2s}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_s(t) - z_r(t) \\ \dot{z}_s(t) \end{bmatrix}, \quad (79)$$

onde os estados representam respectivamente a deflexão da suspensão, velocidade vertical da massa suspensa. Já o vetor de entradas pode ser escrito como

$$u_s(t) = \begin{bmatrix} u_{1s}(t) \\ u_{2s}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{z}_r(t) \\ F_a(t) \end{bmatrix}, \quad (80)$$

onde $\dot{z}_r(t)$ representa a velocidade vertical de ação da rodovia no sistema (distúrbio a ser rejeitado), e $F_a(t)$ representa a força do atuador imposta no sistema para atingir o desempenho desejado. Nesse modelo, o vetor de saídas é definido como

$$y_s(t) = \begin{bmatrix} y_{1s}(t) \\ y_{2s}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_s(t) - z_r(t) \\ \ddot{z}_s(t) \end{bmatrix}, \quad (81)$$

que representa a deflexão da suspensão e a aceleração da massa suspensa. Essas duas saídas podem ser otimizadas de acordo com os critérios de suspensão exigidos.

Com base em (78), segue que

$$\begin{cases} \dot{x}_s(t) = A_s x_s(t) + B_s u_s(t) \\ y_s(t) = C_s x_s(t) + D_s u_s(t) \end{cases}, \quad (82)$$

onde

$$A_s = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k_s}{m_s} & -\frac{b_s}{m_s} \end{bmatrix}, \quad (83)$$

$$B_s = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ \frac{b_s}{m_s} & \frac{1}{m_s} \end{bmatrix}, \quad (84)$$

$$C_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{k_s}{m_s} & -\frac{b_s}{m_s} \end{bmatrix}, \quad (85)$$

$$D_s = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{b_s}{m_s} & \frac{1}{m_s} \end{bmatrix}. \quad (86)$$

Os parâmetros do sistema de suspensão (massa suspensa, constante elástica da mola e coeficiente de amortecimento), conforme Apêndice C e (ZANATTA, 2018) são $m_s = 18,83$ kg, $k_s = 3600$ N/m e $b_s = 0,024$ N/(m/s).

Para ilustrar qual é a massa suspensa deste sistema de suspensão, a Figura 51 mostra uma vista da plataforma com um grau de liberdade e o atuador inserido, seguido por uma vista em corte ilustrando o interior do atuador, e outra vista destacando a massa suspensa considerada. Ela é composta pela soma da massa móvel do atuador, massa da base superior, massa dos acoplamentos de fixação do atuador e massa da peça em metal sob a base móvel superior, conforme destacado no Apêndice C.

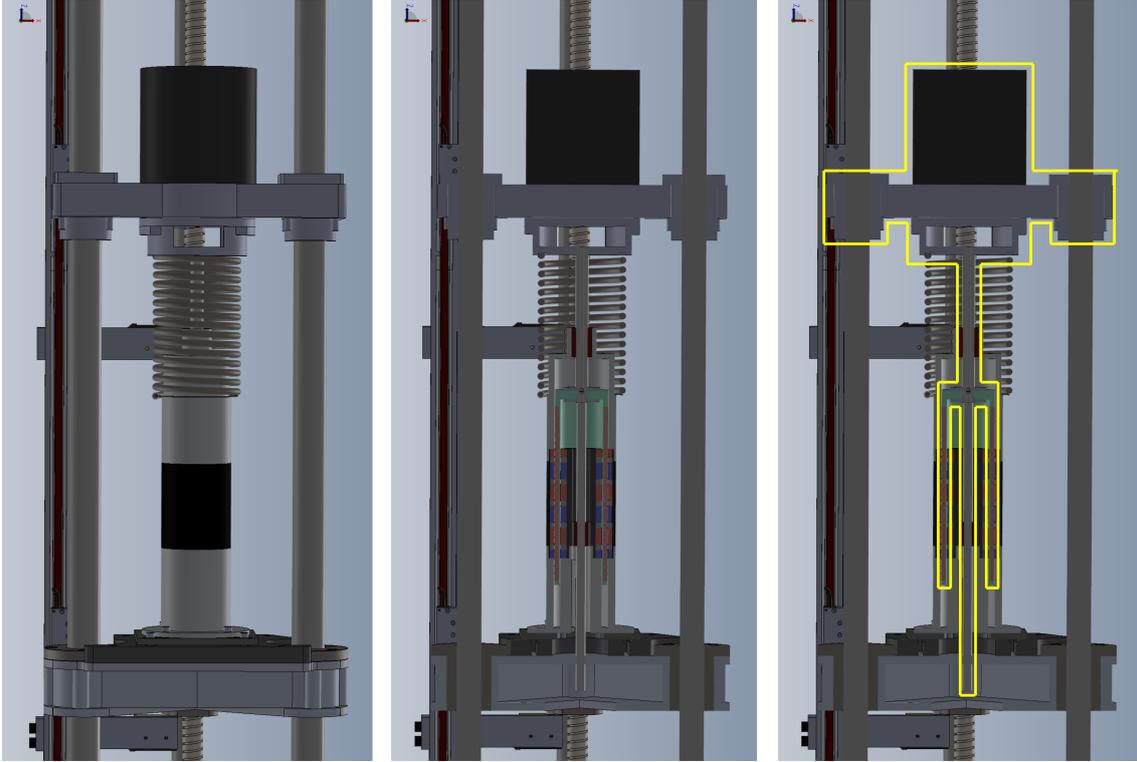
5.1.2 Atrito de Coulomb

Devido a essa plataforma de suspensão possuir atrito de Coulomb, ou atrito seco (ZANATTA, 2018), imposto pela presença dos rolamentos lineares que têm a função de limitar o movimento em uma única direção, cria-se uma força que atua em oposição ao movimento relativo entre dois corpos que geralmente é representada por um fator não linear. Segundo (PENNESTRÌ *et al.*, 2016), este atrito pode ser modelado como uma força dada por

$$A_c(t) = \mu_N \tanh\left(\frac{v_r(t)}{v_N}\right), \quad (87)$$

onde μ_N e v_N são constantes obtidas por testes experimentais, sendo $\mu_N = 2,684$ N, e v_N empiricamente escolhido para adequar o atrito modelado com o modelo numérico validado em (ZANATTA, 2018), resultando em $v_N = 0,1$ m/s. Já $v_r(t)$ é a velocidade relativa entre massa suspensa e a rodovia, podendo também ser expressa como $v_r(t) =$

Figura 51 – Vista frontal do atuador colocado na plataforma de suspensão ativa: completa, em corte e com a massa suspensa destacada.



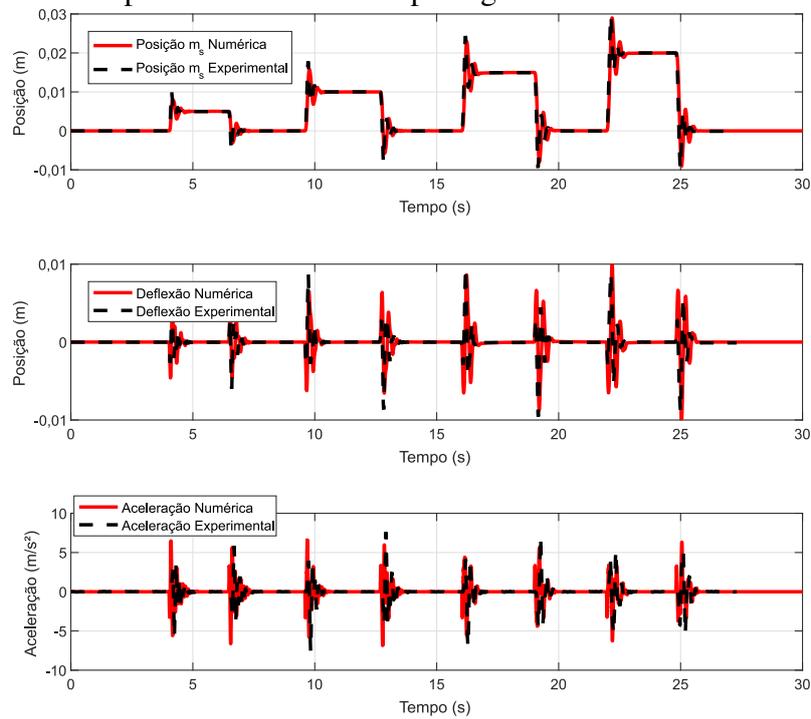
Fonte: do autor

$\dot{z}_s(t) - \dot{z}_r(t)$. Logo, reescrevendo (78) considerando o atrito seco resulta em

$$m_s \ddot{z}_s = F_a - k_s(z_s - z_r) - b_s(\dot{z}_s - \dot{z}_r) - \mu_N \tanh\left(\frac{\dot{z}_s - \dot{z}_r}{v_N}\right). \quad (88)$$

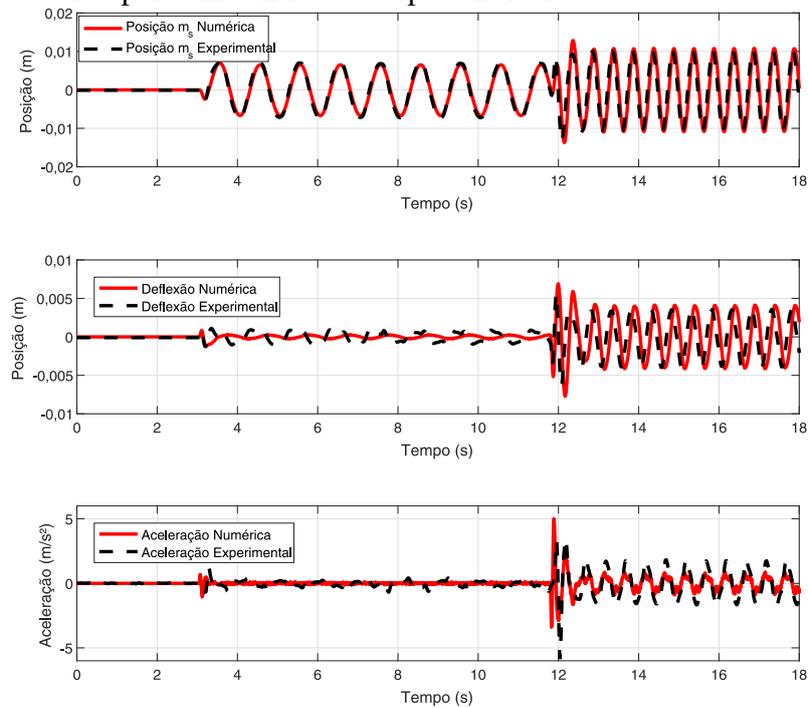
A partir do modelo com atrito apresentado em (88), é possível realizar a validação experimental do sistema combinando a suspensão e o modelo dinâmico do atuador apresentado no Capítulo 3. Para atender a esse propósito, as Figuras 52 e 53 representam os ensaios realizados. Nestes ensaios, as entradas foram do tipo degrau (com amplitude de 5 a 20 mm) e senoidal (com amplitude variável e frequência de 1 Hz), e foram avaliadas a posição da massa suspensa, a deflexão (diferença entre a posição das bases superior e inferior) e a aceleração da base superior. Estes ensaios permitem observar que a dinâmica do sistema massa-mola-atuador é bem representada através do modelo dinâmico proposto. Existem pequenas diferenças que não devem ser significativas para avaliação do sistema da suspensão ativa, e ocorrem devido a efeitos não lineares no sistema mecânico experimental que são de modelagem complexa, e podem ser considerados em trabalhos futuros.

Figura 52 – Validação experimental do sistema dinâmico da bancada em relação ao modelo numérico obtido para uma entrada do tipo degrau.



Fonte: do autor

Figura 53 – Validação experimental do sistema dinâmico da bancada em relação ao modelo numérico obtido para uma entrada do tipo senoidal.

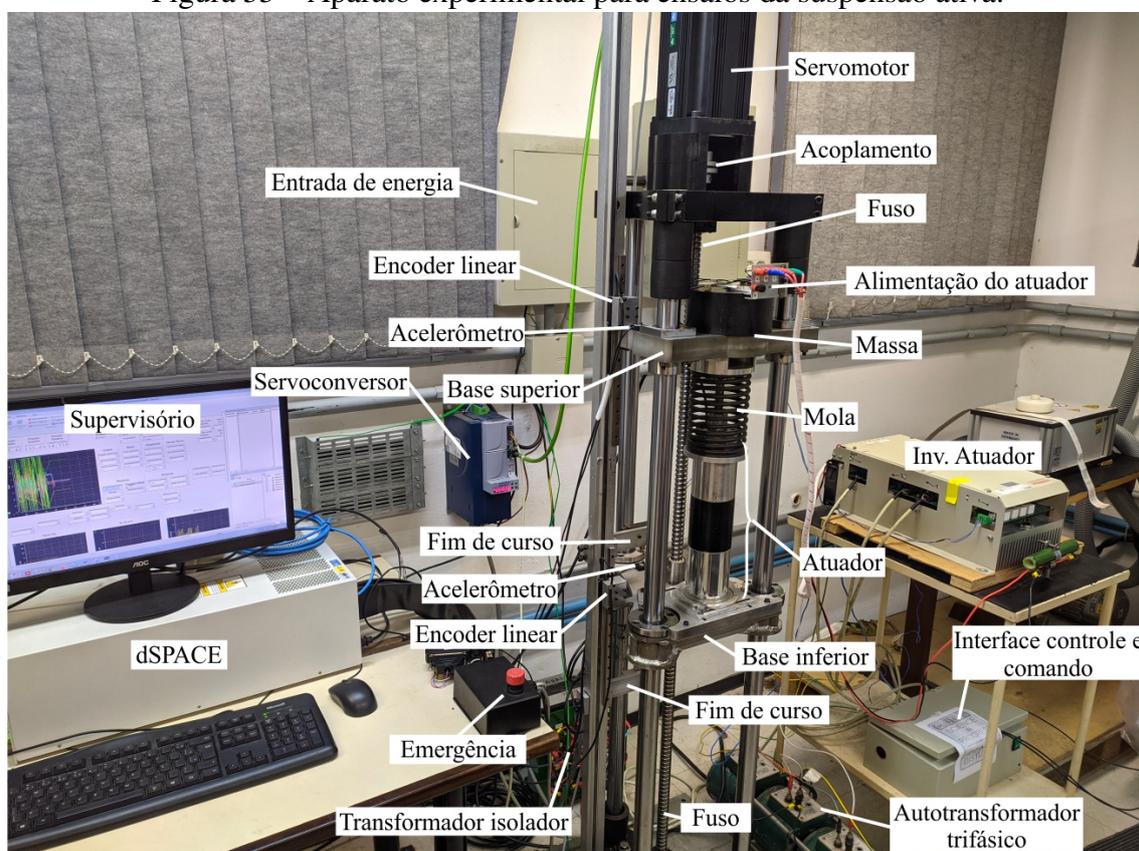


Fonte: do autor

produzir a força necessária no sistema de suspensão ativa.

A Figura 55 mostra o aparato experimental que foi realizado com base no diagrama de blocos apresentado na Figura 54. Cada uma das bases da plataforma de suspensão possui um sensor de posição acoplado (encoder linear) e um sensor de aceleração (unidade de medição inercial – acelerômetro), além de sensores de fim de curso para proteger o curso máximo e mínimo do atuador eletromagnético linear. As correntes de linha são medidas por sensores de corrente de efeito Hall que estão dentro do inversor que alimenta o atuador.

Figura 55 – Aparato experimental para ensaios da suspensão ativa.



Fonte: do autor

Ambos os encoders lineares são magnéticos sem contato e realizam medição digital absoluta da posição (modelo RLS LMA10), os acelerômetros são analógicos do modelo MEAS 4000A, o inversor do atuador eletromagnético linear é o Semikron Semix Stack que possui sensores de corrente (CSNF161) e o servoconversor que controla o servomotor é o WEG SCA06. Os sinais são medidos pela dSPACE modelo DS1007 e apresentados na tela do microcomputador no sistema supervisor gerenciado pelo *software* ControlDesk, que trabalha em paralelo com o Simulink/MATLAB para compilar os códigos de comando

e leitura. Existe uma interface de controle e comando para isolar os sinais de controle e potência entre inversores e dSPACE. Adicionalmente existe um botão de emergência que zera a saída dos inversores e um transformador trifásico isolador para evitar curtos fase-terra entre a carcaça do atuador e potenciais condutores.

A massa suspensa utilizada como parâmetro no modelo dinâmico da plataforma, conforme especificado no Apêndice C, as partes da massa suspensa foram medidas em parte utilizando uma balança de precisão Urano UD 6000/1L e a massa da base móvel foi medida utilizando a balança Ramuza DP 50. Já a constante elástica da mola foi obtida considerando a Lei de Hooke (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2011). Portanto, manteve-se a base inferior da plataforma em uma posição estática, o atuador desenergizado, fez-se a medida de posição da base superior com o *encoder* linear acoplado a ela enquanto foram adicionados pesos padrão sobre a base superior.

5.3 Definição dos Cenários de Teste

É importante definir cenários de teste em sistemas de suspensão para poder avaliar o comportamento dinâmico diante de diferentes condições de operação. Isso permite avaliar a estabilidade, o desempenho e garantir um nível seguro de operação do sistema em diferentes situações. Para contemplar a avaliação desses parâmetros, foram escolhidos dois cenários de teste com perturbações distintas, que são, senoidal e perfil de rodovia.

Um cenário de teste com perturbações senoidais pode ser utilizado para avaliar a resposta do sistema a oscilações periódicas. Neste cenário, é importante considerar diferentes frequências de operação para avaliar o comportamento do sistema, principalmente em condições próximas à frequência de ressonância. A frequência de ressonância do sistema massa-mola pode ser calculada (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2011) através de

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_s}{m_s}}, \quad (89)$$

que, com os parâmetros discutidos na Seção 5.1.1, resulta em $f_{res} = 2,2$ Hz. Um ensaio experimental foi conduzido, conforme Apêndice C, para validar este valor de frequência. Através desse teste, a frequência de ressonância experimental do sistema resultou em $f_{res} = 2,17$ Hz. A pequena diferença em relação ao valor teórico pode ser justificada em função de incerteza em relação aos parâmetros k_s e m_s medidos. A frequência de ressonância considerada nos testes subsequentes é aquela obtida experimentalmente. De

forma a abranger uma gama de frequências no entorno de f_{res} , os sinais senoidais serão ensaiados em função da razão da frequência de ressonância, de $0,25f_{res}$ até $2f_{res}$.

Outro cenário de teste é o perfil de rodovia, baseado na norma ISO 8608 (ISO 8608 - Mechanical Vibration–Road Surface Profiles–Reporting of Measured Data, 2016). Neste cenário é possível avaliar a resposta do sistema à vibrações estocásticas, que na prática representam imperfeições na pista. Para isso, é necessário definir perfis de rodovia com diferentes níveis de velocidade e imperfeições. Entretanto, também é necessário avaliar quais os limites mecânicos da plataforma de suspensão em reproduzir esses perfis, seja em limite de curso (deslocamento) ou de velocidade (frequência). Portanto, é necessário avaliar o perfil em função do tempo e da frequência para definir qual perfil pode ser implementado na plataforma experimental.

A norma ISO 8608 define perfis dos tipos A até H para representar da melhor até a pior condição de pista (o que está diretamente associado ao deslocamento e às frequências de excitação). Após a geração desses perfis, foi constatado que é possível implementar na plataforma até o tipo D por conta das limitações de curso; portanto, é possível ensaiar perfis dos tipos A ao D. Com isso, é necessário definir a velocidade na qual o veículo se desloca pela pista. Foram consideradas as seguintes velocidades, com base nas principais rodovias brasileiras: 100, 80, 60, 30 e 20 km/h.

5.4 Validação Dinâmica da Plataforma de Suspensão

A validação dinâmica da plataforma visa verificar se os sinais que representam os perfis de rodovia a serem testados podem ser reproduzidos pela bancada. Isso envolve comparar os resultados analíticos (perfis gerados) com os resultados experimentais para verificar se o aparato consegue reproduzir a referência desejada. Essa verificação deve ser feita tanto no domínio do tempo quanto da frequência.

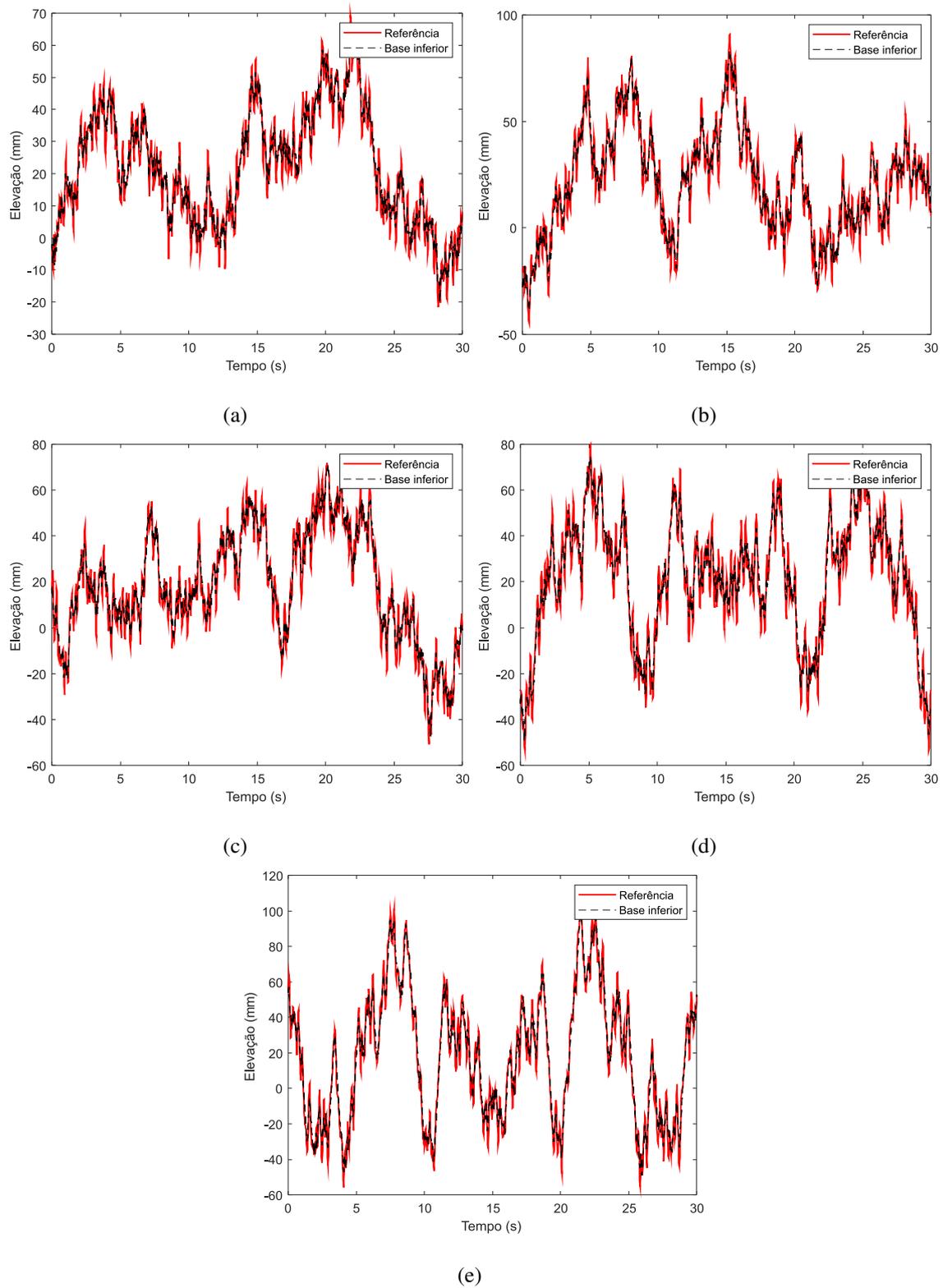
A validação é feita para os perfis de rodovia definidos na Seção 5.3, com base na norma ISO 8608 (ISO 8608 - Mechanical Vibration–Road Surface Profiles–Reporting of Measured Data, 2016), ou seja, perfil do tipo A (100 km/h), B (80 km/h), C (60 km/h), D (30 km/h) e E (20 km/h). No domínio do tempo, o deslocamento vertical da base inferior é comparado com a referência imposta para verificar se a reprodução está de acordo com o esperado. Isso inclui verificar a forma da onda, a amplitude e o atraso. Os quatro perfis de referência gerados com base na norma ISO 8608, com as velocidades correspondentes,

juntamente a resposta experimental da bancada são ilustrados na Figura 56. É possível visualizar na Figura 56 que, no domínio do tempo, a referência é seguida de maneira precisa. Isso significa que os perfis de referência são reproduzidos na base inferior da plataforma de suspensão de maneira adequada. A única ressalva é de que em trechos com transição mais brusca, que exigem maior aceleração, o sinal é levemente atenuado. Por isso, é importante verificar também a resposta dos dados experimentais no domínio da frequência.

No domínio da frequência, a densidade espectral de potência é plotada em função da frequência temporal². Isso permite verificar se a resposta está de acordo com os dados experimentais em uma ampla faixa de frequências. A resposta da base inferior para os cinco perfis gerados nos casos anteriores no domínio da frequência é ilustrada nas Figuras 57, 58, 59, 60 e 61, representando as respostas em frequência do perfil gerado (referência) e da reprodução da plataforma de suspensão (experimental), considerando as métricas da norma. Após os testes, foi constatado que para uma rodovia do tipo D, mesmo que em uma velocidade de 20 km/h, a resposta em frequência não é reproduzida de maneira satisfatória pela plataforma, por isso o ensaio será restrito entre os quatro perfis A – C. Os dados experimentais no domínio da frequência representam bem a referência, ou seja, estão dentro dos limites da densidade espectral de potência definida pela norma ISO 8608; entretanto, existe uma atenuação no sinal a partir de aproximadamente 10 Hz. A análise dos resultados experimentais mostra que a plataforma de suspensão acionada por um servomotor rotativo não consegue reproduzir frequências acima de 10 Hz. Essa limitação pode ser causada por fatores como atrito, inércia do sistema, largura de banda do servomotor que faz a excitação de base, perdas na conversão de movimento e elevada massa suspensa. Portanto, quando a resposta em frequência da suspensão ativa for analisada, ela deve considerar que a base inferior possui um sinal desse tipo, isto é, atenuado a partir da frequência de 10 Hz. Com essa consideração o aparato experimental pode ser considerado validado para servir de base para ensaiar o controle da suspensão ativa.

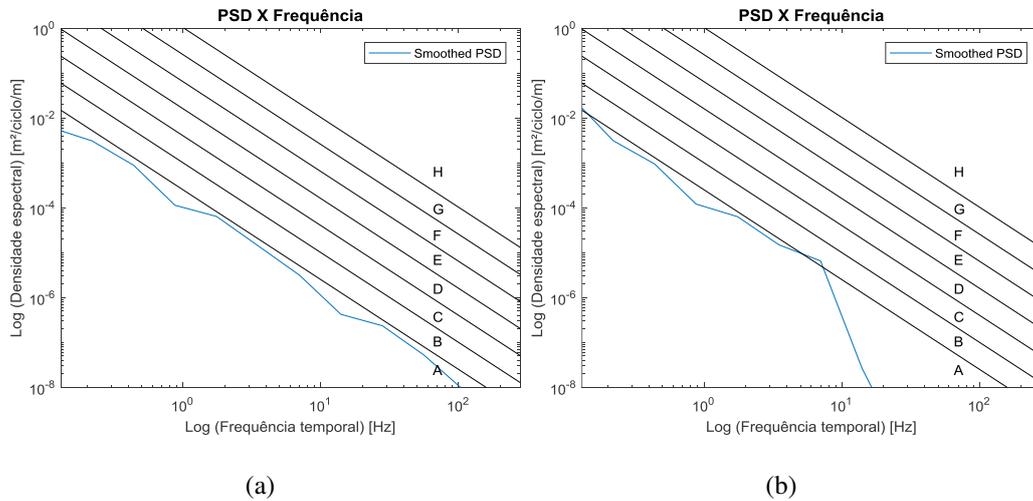
²A norma ISO 8608 define os perfis em função da frequência mecânica, que pode ser convertida para temporal caso seja considerado uma velocidade constante.

Figura 56 – Resultados experimentais de seguimento da referência de posição da base inferior da plataforma em função do tempo para as entradas de rodovias (ISO 8608) do tipo (a) A–100 km/h, (b) B–80 km/h, (c) B–60 km/h, (d) C–30 km/h e (e) D (20 km/h).



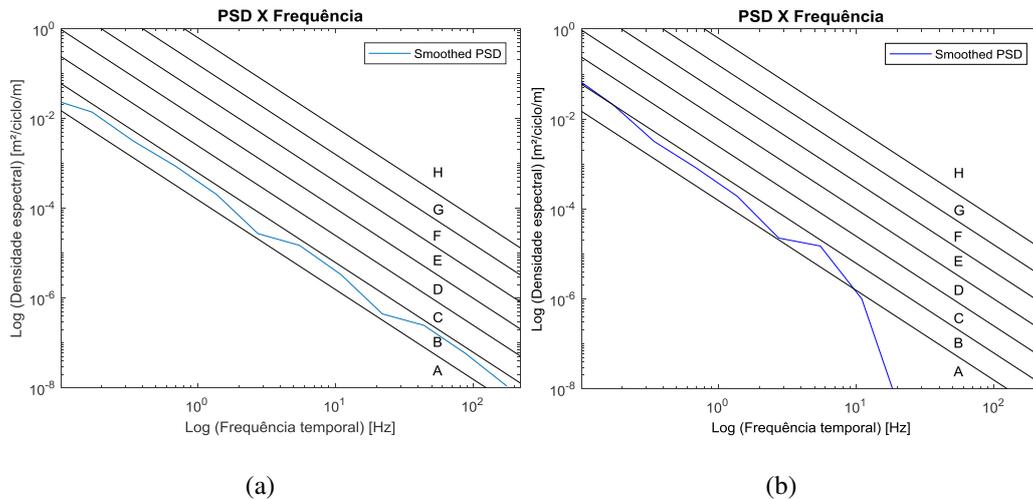
Fonte: do autor

Figura 57 – Resposta em frequência da (a) referência e (b) resposta da base inferior da plataforma de suspensão para uma rodovia (ISO 8608) do tipo A (100 km/h).



Fonte: do autor

Figura 58 – Resposta em frequência da (a) referência e (b) resposta da base inferior da plataforma de suspensão para uma rodovia (ISO 8608) do tipo B (80 km/h).

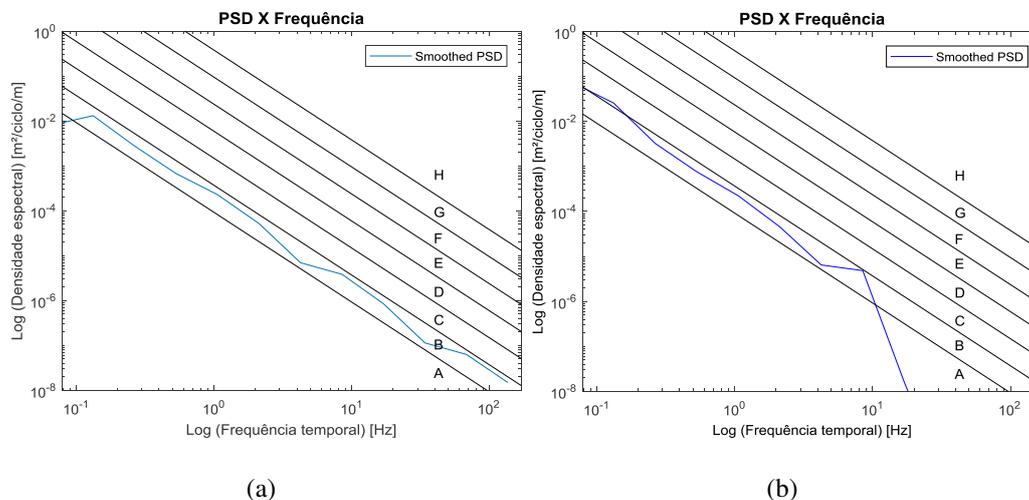


Fonte: do autor

5.5 Conclusões do Capítulo

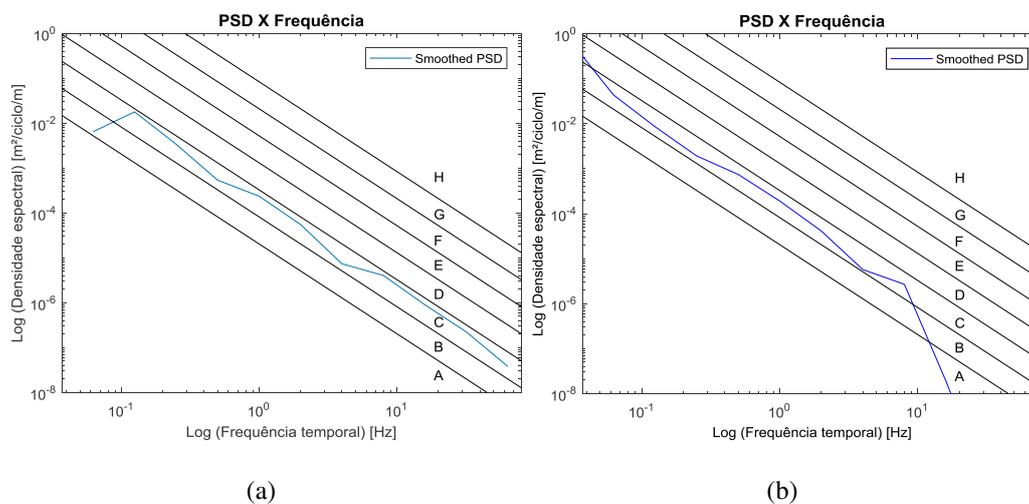
O aparato experimental desenvolvido para o sistema de suspensão foi modelado e validado experimentalmente e considerado apropriado para os ensaios da suspensão ativa. O diagrama de operação do sistema completo foi apresentado e as funcionalidades discutidas. Posteriormente foram definidos cenários de teste para a suspensão ativa baseados em sinais periódicos e em perfis de rodovias de acordo com a norma ISO 8608. Estes perfis foram ensaiados na plataforma de suspensão para verificar a sua resposta dinâmica, e a comparação dos sinais de referência com os dados experimentais reproduzidos mostrou

Figura 59 – Resposta em frequência da (a) referência e (b) resposta da base inferior da plataforma de suspensão para uma rodovia (ISO 8608) do tipo B (60 km/h).



Fonte: do autor

Figura 60 – Resposta em frequência da (a) referência e (b) resposta da base inferior da plataforma de suspensão para uma rodovia (ISO 8608) do tipo C (30 km/h).



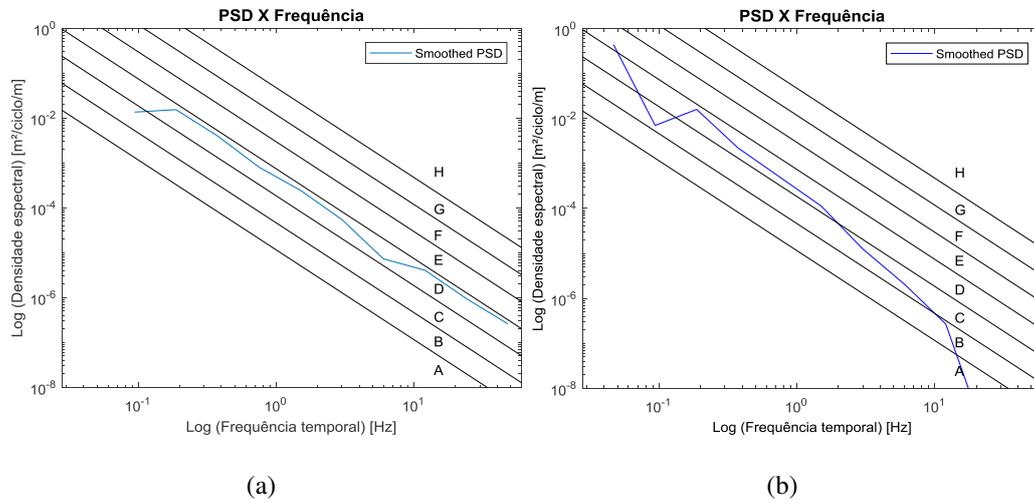
Fonte: do autor

que o aparato é capaz de reproduzir os sinais de referência no domínio do tempo, mas apresenta uma atenuação no sinal a partir de 10 Hz no domínio da frequência. Entretanto, o aparato experimental desenvolvido é adequado para simular perfis de rodovia e realizar ensaios visando comparar o desempenho de diferentes controladores.

Com os resultados obtidos e procedimentos desenvolvidos neste capítulo, foi produzido o seguinte trabalho acadêmico:

- BOFF, BEN HUR BANDEIRA; ECKERT, PAULO ROBERTO; FLORES, JEFERSON VIEIRA; OLIVEIRA, EDUARDO DA SILVA; FILHO, ALY FERREIRA

Figura 61 – Resposta em frequência da (a) referência e (b) resposta da base inferior da plataforma de suspensão para uma rodovia (ISO 8608) do tipo D (20 km/h).



Fonte: do autor

FLORES; PERONDI, EDUARDO ANDRÉ. Testing Framework for Linear Electromagnetic Semi-Active and Active Suspension Systems, 2023. (Submetido para avaliação).

6 IMPLEMENTAÇÃO DA SUSPENSÃO ATIVA

Neste capítulo, o atuador é aplicado em um sistema de suspensão ativa através de sua inserção na plataforma de suspensão definida e caracterizada no Capítulo 5. Isso busca validar o uso do atuador linear em um sistema de suspensão capaz de operar em ambientes distintos com múltiplas aplicações. Para isso, serão considerados os modelos dinâmicos do atuador e da plataforma de suspensão, e a abordagem de controle do atuador desenvolvido nos Capítulos 3, 4 e 5.

O modelo dinâmico do atuador considerado será o subsistema responsável pela dinâmica da tensão e corrente em quadratura (v_q e i_q), o qual está diretamente ligado com a produção de força eletromagnética por parte do atuador, conforme definido no Capítulo 4. Para o problema da suspensão, a saída de interesse do atuador é a força eletromagnética produzida, a qual servirá de entrada para o sistema de suspensão. Além disso, o estado referente à posição pode ser ignorado já que a força produzida é proporcional à corrente i_q , conforme apresentado em (19). Assim, considerando o vetor de estados do atuador eletromagnético como $x_{ae} = \begin{bmatrix} i_q & v_m \end{bmatrix}^T$ e a força eletromagnética produzida pelo atuador F_a , a dinâmica do atuador pode ser representada por

$$\begin{cases} \dot{x}_{ae} = A_{ae}x_{ae}(t) + B_{ae}v_q(t) + B_{dae}F_L(t) \\ F_a = C_{ae}x_{ae}(t) \end{cases}, \quad (90)$$

onde

$$A_{ae} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_q} & -\frac{\varsigma_1 \lambda_{mg}}{L_q} \\ \frac{\varsigma_2 \lambda_{mg}}{m} & -\frac{B_v}{m} \end{bmatrix}, B_{ae} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix}, B_{dae} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{m} \end{bmatrix}, C_{ae} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} K_F. \quad (91)$$

O modelo dinâmico do sistema de suspensão será o sistema baseado na plataforma de suspensão com um grau de liberdade, com massa, mola e atrito não linear, definido no Capítulo 5. É possível representar o sistema de suspensão, considerando o vetor de

estados como $x_s = \begin{bmatrix} z_s(t) - z_r(t) & \dot{z}_s(t) \end{bmatrix}^T$, a entrada como a força do atuador F_a e a derivada da posição do deslocamento da base z_r como distúrbio $w(t)$ por

$$\begin{cases} \dot{x}_s = A_s x_s(t) + B_s F_a(t) + B_w w(t) \\ y_s = C_s x_s(t) + D_s F_a(t) + D_w w(t) \end{cases}, \quad (92)$$

onde A_s , B_s , C_s e D_s são as matrizes do sistema de suspensão definidas por

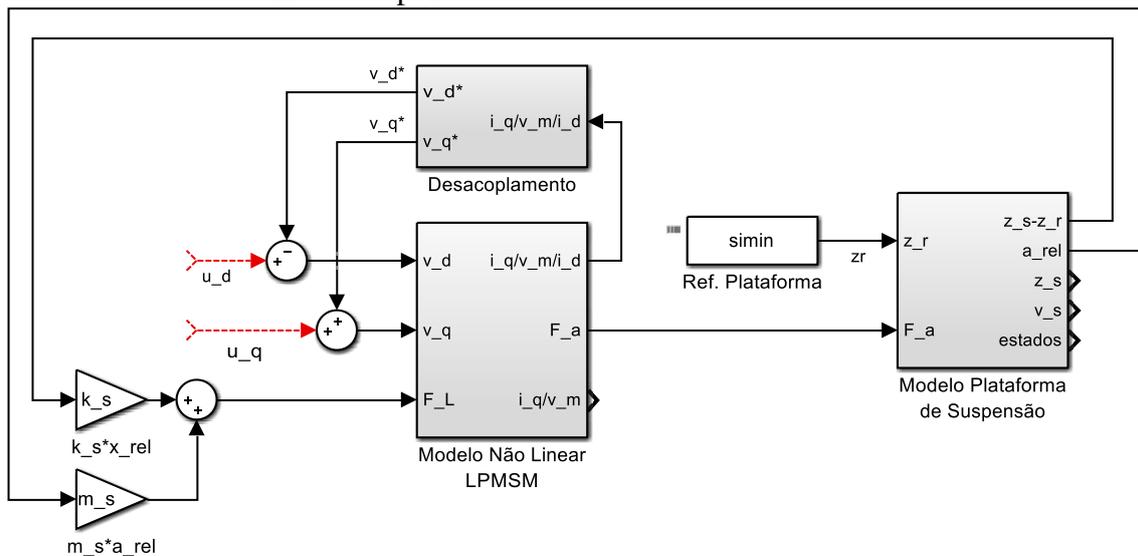
$$A_s = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k_s}{m_s} & -\frac{b_s}{m_s} \end{bmatrix}, B_s = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m_s} \end{bmatrix}, C_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{k_s}{m_s} & -\frac{b_s}{m_s} \end{bmatrix}, D_s = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m_s} \end{bmatrix}, \quad (93)$$

e B_w e D_w são as matrizes de distúrbio dadas por

$$B_w = \begin{bmatrix} -1 \\ \frac{b_s}{m_s} \end{bmatrix}, D_w = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{b_s}{m_s} \end{bmatrix}. \quad (94)$$

O sistema completo de suspensão ativa pode ser representado pelo diagrama de blocos no espaço de estados ilustrado na Figura 62. A realimentação linearizante do modelo dinâmico do atuador é feita através do bloco de desacoplamento conforme detalhado no Capítulo 4, e o modelo da plataforma de suspensão é dado por (92) com acréscimo do atrito de Coulomb representado em (88). O detalhamento dos blocos utilizados nos diagramas é apresentado no Apêndice D.

Figura 62 – Diagrama com a representação do sistema contemplando o modelo dinâmico do atuador e do sistema de suspensão.



Fonte: do autor

É possível observar neste diagrama que o sistema com massa e mola afetam a carga sob o atuador, portanto é necessário modelar seus efeitos. A força de carga da mola sob

o atuador depende da constante elástica da mola (k_s) e da posição relativa entre as bases da plataforma ($x_{rel} = z_s - z_r$). A força de carga da massa sob o atuador depende do seu próprio valor de massa (m_s) e da aceleração relativa entre as bases da plataforma ($a_{rel} = \ddot{x}_{rel}$). A soma destas forças de carga representa o que o atuador deve compensar quando desloca seu eixo inserindo força no sistema.

Observando ambos os modelos dinâmicos, é possível constatar que quando o sistema é unido para formar um único sistema, ele irá possuir quatro estados, dois deles oriundos do modelo do atuador, corrente de quadratura e velocidade mecânica, e os outros dois do modelo do sistema massa-mola-amortecedor, deflexão e velocidade da massa suspensa. Como, em geral, a dinâmica de sistemas elétricos é mais rápida que a de sistemas mecânicos, o controle do atuador se dará de duas maneiras distintas para avaliar esta característica. O controle que considera os quatro estados será denominado de controle completo, e o controle que considera apenas os estados da plataforma de suspensão será denominado de controle mecânico. No caso do controle mecânico, será considerado pra fins de projeto do controlador que o modelo do atuador é apenas um ganho tal que a força de saída seja proporcional a i_q , ou seja, a força gerada pelo atuador é proporcional a corrente de quadratura. Independente da denominação, esses controladores sempre atuarão em modo ativo na suspensão.

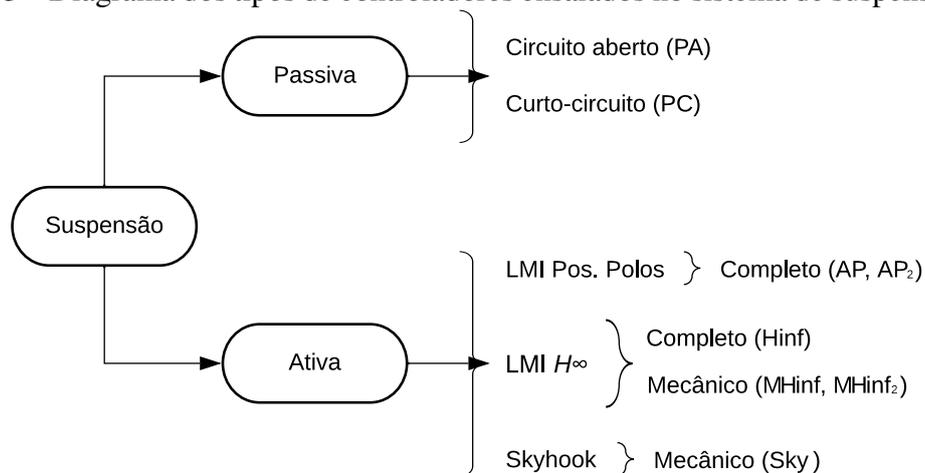
Em relação aos métodos de controle que serão aplicados no atuador para constituir o sistema de suspensão ativa, serão desenvolvidos três tipos. O primeiro deles é o controle do tipo *skyhook* para atenuação da vibração na massa suspensa. A estratégia deste controlador fornece uma referência de força que o atuador deve impor ao sistema de suspensão, e para isso considera apenas aspectos mecânicos do sistema. O segundo tipo utiliza os quatro estados e calcula os ganhos de realimentação do sistema através de LMIs, para que os polos em malha fechada estejam contidos em uma região predefinida para garantir estabilidade e a resposta transitória desejada (tal como demonstrado no Capítulo 4). O terceiro tipo utiliza LMIs para minimização da norma \mathcal{H}_∞ , reduzindo o pico da magnitude da resposta em frequência da função de transferência do distúrbio na saída do sistema. Este tipo de controle ainda pode ser desenvolvido apenas com a dinâmica mecânica do sistema para atingir objetivos similares ao controle *skyhook*.

A Figura 63 ilustra os tipos de controladores que serão ensaiados no sistema de suspensão ativa. Para fins de verificação do sistema operando sem controladores, em sua

característica natural, também serão ensaiados dois tipos de ensaios passivos:

- PA: com circuito aberto, ou seja, terminais do atuador sem conexão;
- PC: com curto-circuito (terminais do atuador curto-circuitados).

Figura 63 – Diagrama dos tipos de controladores ensaiados no sistema de suspensão ativa.



Fonte: do autor

Os controladores considerados para o ensaio na suspensão ativa são os seguintes:

- Sky: *skyhook* ativo desconsiderando o modelo do atuador (sistema mecânico);
- AP e AP₂: realimentação dos estados do atuador e da suspensão (modelo completo) com ganhos calculados via LMIs visando o posicionamento de polos em duas regiões distintas de D-estabilidade;
- Hinf: realimentação dos estados do atuador e da suspensão (modelo completo) com ganhos calculados via LMIs visando minimizar o pico da resposta em frequência da função de transferência do distúrbio $w(t)$ na saída $y(t)$;
- MHinf e MHinf₂: mesmo caso anterior, porém considerando apenas a realimentação dos estados da suspensão (sistema mecânico) com amplitudes distintas do sinal de controle.

Nas próximas seções, cada um destes controladores será detalhado.

6.1 Controle Baseado em *Skyhook* Ativo

Utilizar um sistema de suspensão ativa que emprega um controlador do tipo *skyhook* significa que o elemento ativo irá fornecer uma referência de força que foi calculada através desta técnica, cujo objetivo é minimizar o valor da aceleração na massa suspensa (KARNOPP; CROSBY; HARWOOD, 1974). O controle baseado em *skyhook* ativo é uma técnica linear que fornece uma referência de força que o atuador deve impor no sistema de suspensão, com base na velocidade da massa suspensa e de um ganho, através de

$$F_{sky} = -c_{sky}\dot{z}_s, \quad (95)$$

onde F_{sky} é a referência de força que o atuador deve seguir, c_{sky} é um ganho a ser definido, e \dot{z}_s é a velocidade da massa suspensa. Para garantir que exista essa força na saída do atuador, um controlador em malha fechada para gerar o sinal v_q deve ser implementado.

Como no atuador em estudo, a força eletromagnética na saída é dependente exclusivamente da corrente em quadratura, é possível converter a referência de força em corrente e inserir um controlador do tipo PI para garantir o seguimento desta corrente e por consequência, da força. Portanto, conforme estabelecido em (19),

$$F_a = K_F i_q, \quad (96)$$

onde F_a é a força produzida pelo atuador, i_q é a corrente de quadratura e K_F é a constante dada por $\frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau_p} p \lambda_{mg}$. O diagrama do sistema de suspensão ativa utilizando controle *skyhook* é ilustrado na Figura 64. É possível visualizar neste diagrama que o bloco *skyhook* fornecendo uma referência de força conforme (95), que é convertida em corrente de quadratura conforme (96). O erro entre a referência e a corrente do atuador serve de entrada para um controlador PI para garantir o seguimento de i_q e, consequentemente, da força.

Nos ensaios que serão apresentados a respeito deste controlador, o controle no subsistema de i_d continua sendo o mesmo desenvolvido no Capítulo 4, enquanto o controlador PI no subsistema de i_q tem a função de transferência dada por

$$G_{PIq}(s) = 10 + \frac{1}{s}, \quad (97)$$

e o ganho $c_{sky} = 2000$. Estes valores foram escolhidos considerando o máximo limite mecânico e elétrico da bancada para uma operação segura, sem que os ruídos do sinal de medição de corrente interfiram na atuação do controlador. Estes ganhos estão equalizados

onde

$$\mathbb{A}_A = \begin{bmatrix} A_s & B_s C_{ae} \\ 0_{2 \times 2} & A_{ae} \end{bmatrix}, \mathbb{B}_A = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 1} \\ B_{ae} \end{bmatrix}, \mathbb{B}_F = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 1} \\ B_{dae} \end{bmatrix}, \mathbb{B}_w = \begin{bmatrix} B_w \\ 0_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad (100)$$

$$\mathbb{C}_A = \begin{bmatrix} C_s & D_s C_{ae} \end{bmatrix}, \mathbb{D}_w = \begin{bmatrix} D_w \end{bmatrix}.$$

Assumindo $v_q = K_1 x_s + K_2 x_{ae} = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 \end{bmatrix} x_A = \mathbb{K}_A x_A$, então

$$\begin{cases} \dot{x}_A = (\mathbb{A}_A + \mathbb{B}_A \mathbb{K}_A) x_A(t) + \mathbb{B}_w w(t) \\ y_s = \mathbb{C}_A x_A(t) + \mathbb{D}_w w(t) \end{cases}. \quad (101)$$

O problema de posicionamento de polos consiste em determinar o ganho \mathbb{K}_A tal que os autovalores de $\tilde{\mathbb{A}}_A = \mathbb{A}_A + \mathbb{B}_A \mathbb{K}_A$ fiquem confinados na região de D-estabilidade definida na Seção 4.2.3, através de (60). Para isso, as LMIs apresentadas em (61) podem ser utilizadas considerando $A_a = \mathbb{A}_A$ e $B_a = \mathbb{B}_A$.

Por outro lado, o problema de minimização da norma \mathcal{H}_∞ está relacionado à função de transferência do distúrbio $w(t)$ na saída do sistema $y_s(t)$, a qual é dada por

$$G_w(s) = \frac{Y_s(s)}{W(s)} = \mathbb{C}_A (sI - \tilde{\mathbb{A}}_A)^{-1} \mathbb{B}_w + \mathbb{D}_w. \quad (102)$$

Nesse caso, o objetivo deste problema de minimização é determinar o menor limitante $\eta > 0$ possível tal que $\sup_\omega \|G_w(j\omega)\|_\infty < \eta$. A partir dos resultados de (SUN; GAO; SHI, 2020), isso pode ser obtido se existir uma matriz simétrica positiva definida $Q \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$ e uma matriz $W \in \mathbb{R}^{1 \times 4}$ satisfazendo²

$$\begin{bmatrix} Q \mathbb{A}_A^T + \mathbb{A}_A Q + \mathbb{B}_A W + W^T \mathbb{B}_A^T & \mathbb{B}_w & Q \mathbb{C}_A^T \\ * & -\eta I & \mathbb{D}_w^T \\ * & * & -\eta I \end{bmatrix} < 0$$

$$\begin{bmatrix} \mu_0^2 & W \\ * & Q \end{bmatrix} > 0, \quad (103)$$

$$Q > 0,$$

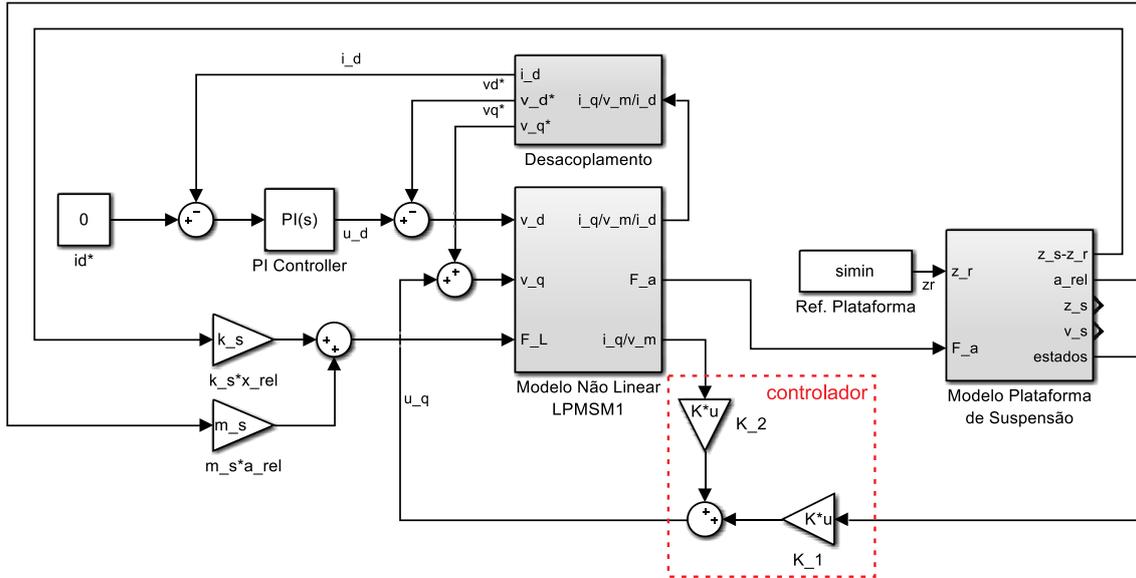
onde o escalar $\mu_0 > 0$ é uma variável livre a ser escolhida pelo projetista de forma a limitar a amplitude do sinal de controle.

¹A função \sup_ω se refere ao maior valor desta função quando ω varia. Deseja-se encontrar o menor η possível tal que o maior valor da norma de $G_w(j\omega)$ para toda a variação de ω seja menor que η .

²Nas matrizes, o asterisco (*) representa o termo induzido pela simetria, ou seja $a_{ji} = a_{ij}^T$, $i \neq j$.

Obtidas as matrizes W e Q satisfazem (61) ou (103), segue que $\mathbb{K}_A = WQ^{-1} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 & k_4 \end{bmatrix}$ onde $K_1 = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \end{bmatrix}$ e $K_2 = \begin{bmatrix} k_3 & k_4 \end{bmatrix}$. O diagrama do sistema de suspensão ativa utilizando controlador com ganhos calculados através de LMIs é ilustrado na Figura 65.

Figura 65 – Diagrama do sistema de suspensão ativa utilizando controlador com ganhos calculados através de LMIs.



Fonte: do autor

É possível utilizar estas mesmas LMIs considerando apenas o modelo do sistema de suspensão no espaço de estados para projetar uma realimentação dos estados apenas da parte mecânica do sistema. Para isso, considera-se que a força F_a é proporcional a v_q . Uma das maneiras de determinar essa constante de proporcionalidade é a partir do ganho CC da função de transferência de v_q em F_a dada por

$$G_{ae}(s) = \frac{F_a(s)}{V_q(s)} = C_{ae}(sI - A_{ae})^{-1}B_{ae}. \quad (104)$$

Para fins das LMIs, basta considerar $\mathbb{A}_A = A_s$, $\mathbb{B}_A = B_s G_{ae}(0)$, $\mathbb{C}_A = C_s$ e $\mathbb{D}_w = D_s$, sendo o ganho $K_1 = WQ^{-1} = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \end{bmatrix}$ e $K_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}$.

Os parâmetros de entrada das LMIs foram escolhidos empiricamente para apresentar cenários de operação cujos ganhos não excedam os limites elétricos e mecânicos da bancada, conforme especificados na Tabela 7. Nessa mesma tabela também são apresentados os ganhos de realimentação de estados correspondentes que serão utilizados nos experimentos.

Tabela 7 – Parâmetros de entrada definidos e ganhos resultantes dos projetos de controle via LMIs.

Acionamento	Parâmetros	Ganhos
AP	$\alpha = 15, r = 1800, \theta = \frac{\pi}{2}$	$K_1 = 1 \times 10^3[-2,2949 \ 0,0803]$ $K_2 = [6,7057 \ 49,2217]$
MHinf	$\mu_0 = 60$	$K_1 = [-0,1317 \ -68,2943]$
AP ₂	$\alpha = 10, r = 100, \theta = \frac{\pi}{4}$	$K_1 = [-181,6982 \ -2,4118]$ $K_2 = [11,5058 \ 65,6237]$
MHinf ₂	$\mu_0 = 120$	$K_1 = [-0,3792 \ -143,3292]$
Hinf	$\mu_0 = 120$	$K_1 = 1 \times 10^3[-2,0821 \ -0,0081]$ $K_2 = [-0,0277 \ 0,0153]$

6.3 Análise Experimental e Resultados

Foram estabelecidos dois cenários para a realização dos ensaios experimentais de caracterização da suspensão ativa, sendo o primeiro a análise da transmissibilidade (deslocamento, velocidade e posição) frente a referências periódicas, e o segundo a análise da magnitude no domínio da frequência (posição e aceleração) para verificação do desempenho em rodovias definidas pela norma ISO 8608.

6.3.1 Análise de transmissibilidade

O ensaio de transmissibilidade consiste na aplicação de referências periódicas senoidais na base de excitação da plataforma e na avaliação da base móvel acoplada na massa suspensa. A frequência destes sinais senoidais é definida em função da frequência de ressonância do sistema massa-mola-amortecedor ($f_{res} = 2,17$ Hz, conforme definida anteriormente). Foram considerados doze valores de frequência

$$\frac{f}{f_{res}} = \left[0,25 \ 0,5 \ 0,75 \ 0,85 \ 0,95 \ 1 \ 1,05 \ 1,15 \ 1,25 \ 1,5 \ 1,75 \ 2 \right], \quad (105)$$

para cada um dos tipos de condições de acionamento (controle ou modos passivos) apresentados anteriormente. Para cada ensaio de determinada frequência, com cada tipo de acionamento, os dados foram coletados em um período de análise de 5 segundos em regime permanente.

A análise da transmissibilidade do sistema de suspensão ativa é importante pois per-

mite visualizar a transferência de vibrações da base de excitação para a massa suspensa e caracterizar o comportamento da suspensão ativa frente aos diferentes tipos de acionamento estabelecidos. Considerando os valores apresentados em (105), a transmissibilidade (T_R) foi obtida através de

$$T_R(f/f_{res}) = -20 \log \left(\frac{A_{inf}(f/f_{res})}{A_{sup}(f/f_{res})} \right), \quad (106)$$

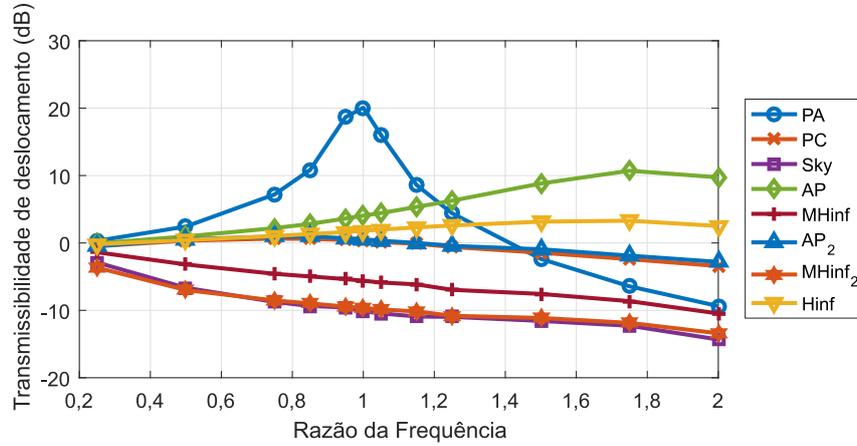
onde A_{inf} é a amplitude máxima da base inferior (excitação) e A_{sup} é a amplitude máxima da base superior (massa suspensa), ambos calculados para o sistema em regime permanente. As unidades dessas variáveis são em metros, metros por segundo e metros por segundo ao quadrado, para transmissibilidade de deslocamento, velocidade e aceleração, respectivamente. Já a transmissibilidade é adimensional e mensurada em dB.

A transmissibilidade de deslocamento é a razão entre a amplitude da resposta de posição do sistema de suspensão e a amplitude da excitação aplicada. Ela pode ser usada para avaliar a capacidade de isolamento ou reprodução dos distúrbios da massa suspensa. A transmissibilidade de velocidade é a razão entre a amplitude da velocidade do sistema de suspensão e a amplitude da excitação aplicada. Ela pode ser usada para avaliar a capacidade de amortecimento do sistema. A transmissibilidade de aceleração é a razão entre a amplitude da resposta de aceleração do sistema de suspensão e a amplitude da excitação aplicada. Ela pode ser usada para avaliar o nível de conforto do sistema através do isolamento do distúrbio. Os resultados experimentais destes ensaios de transmissibilidade são ilustrados na Figura 66.

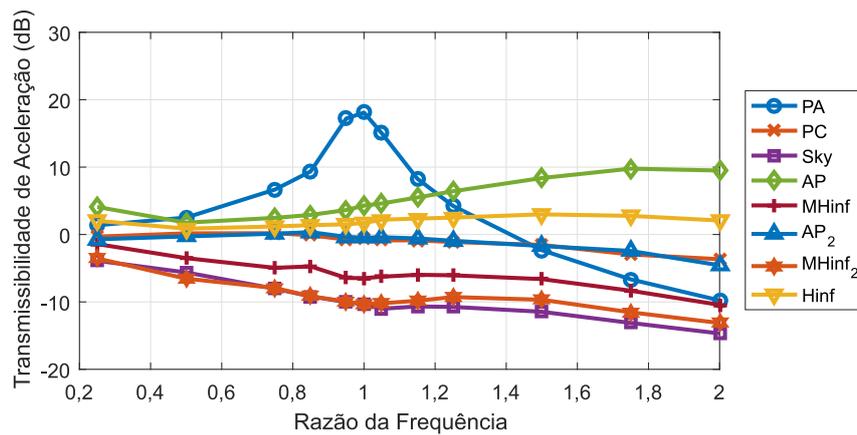
Com base neste ensaio, os coeficientes de atenuação das estratégias de controle do sistema de suspensão são conhecidas para uma excitação senoidal em função da frequência. É possível observar o comportamento da transmissibilidade também no domínio do tempo, conforme ilustrado na Figura 67, onde uma excitação senoidal de referência (100 %) foi imposta na plataforma de suspensão, considerando a estratégia de controle MHinf₂ para três casos múltiplos da frequência de ressonância: em baixa, em ressonância e alta frequência. Neste ensaio é possível constatar que a amplitude é atenuada tanto em baixas quando em altas frequências.

Do ponto de vista de figuras de mérito para um sistema de suspensão veicular, além da análise de transmissibilidade, podem ser citadas estabilidade (*road-holding*) e conforto. A estabilidade de um sistema de suspensão (capacidade em manter a posição da massa suspensa resistente aos distúrbios de deslocamento) está relacionada com a deflexão do

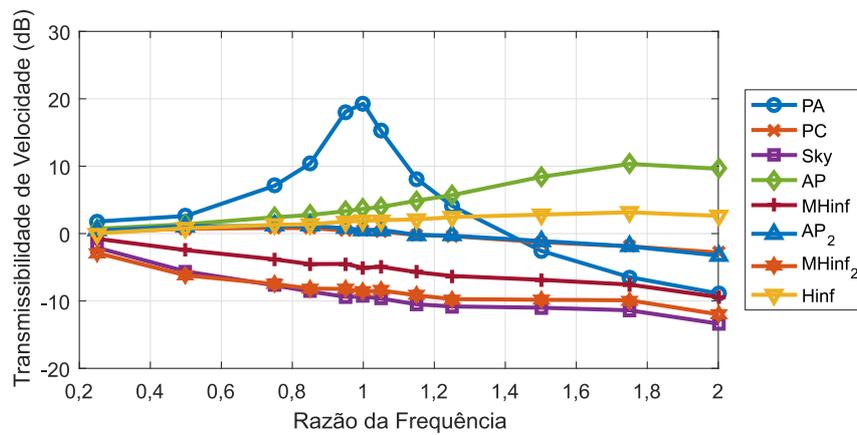
Figura 66 – Resultados experimentais do ensaio de transmissibilidade de (a) deslocamento, (b) aceleração e (c) velocidade para todos os controles ativos, em função da razão da frequência de ressonância do sistema.



(a)



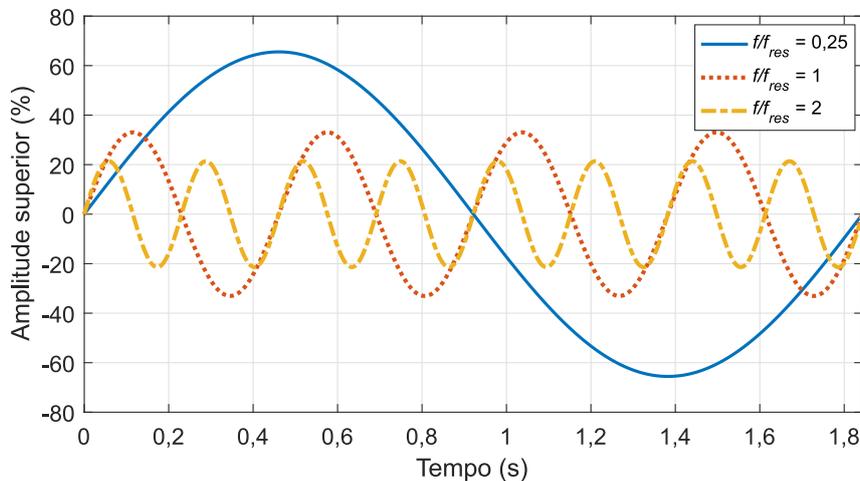
(b)



(c)

Fonte: do autor

Figura 67 – Resposta de amplitude da base superior (massa suspensa) considerando o controle $MHinf_2$ para uma excitação periódica senoidal na base inferior com 100 % de amplitude.



Fonte: do autor

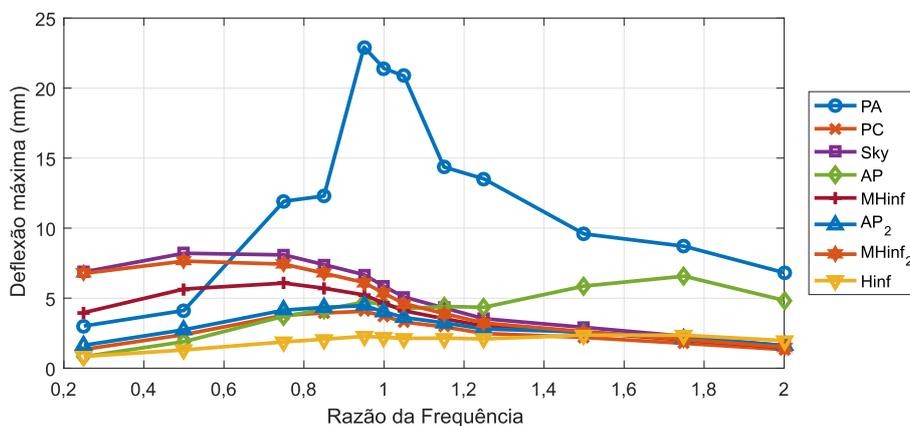
sistema (diferença entre a posição da massa suspensa e rodovia), que está associada a rigidez do amortecimento. Uma deflexão menor é desejável para a estabilidade do sistema de suspensão, pois isso indica uma posição estável do atuador. No entanto, uma deflexão muito baixa pode indicar que o sistema está rígido demais e não está sendo capaz de se adaptar às condições de excitação.

Uma deflexão excessiva pode levar a instabilidade do sistema de suspensão, e, por outro lado, uma deflexão mínima pode levar a uma alta transmissibilidade de vibração, causando desconforto. Portanto, é necessário avaliar a figura de mérito relacionada ao conforto. O conforto de um sistema de suspensão é uma medida subjetiva que busca descrever a sensação do passageiro durante a condução do veículo. Essa métrica é geralmente avaliada com base no valor eficaz da aceleração da massa suspensa em determinado período de tempo. Quanto menor este valor, maior é o conforto percebido pelo passageiro (SUN; GAO; SHI, 2020; SAVARESI *et al.*, 2010). Isso ocorre porque uma menor aceleração na carroceria do veículo indica que o sistema de suspensão está absorvendo os distúrbios causados pelas irregularidades da pista.

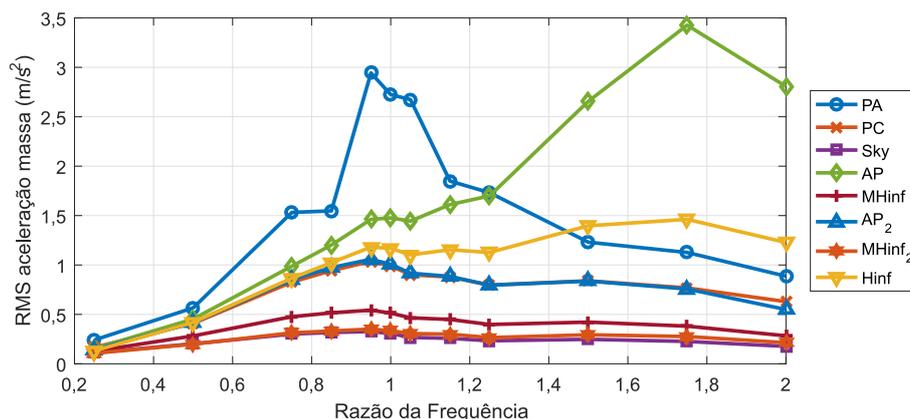
Os resultados experimentais ilustrando a deflexão máxima e o valor eficaz da aceleração da massa suspensa, em função da razão da frequência de ressonância, são exibidos na Figura 68. Estes resultados permitem analisar qual controlador é mais adequado para um sistema de suspensão que busque estabilidade e/ou conforto, permitindo também avaliar

a escolha de um intermediário.

Figura 68 – Resultados experimentais do ensaio de transmissibilidade avaliando a (a) deflexão máxima da suspensão e o (b) valor eficaz de aceleração da massa suspensa para todos os controles ativos, em função da razão da frequência de ressonância do sistema.



(a)



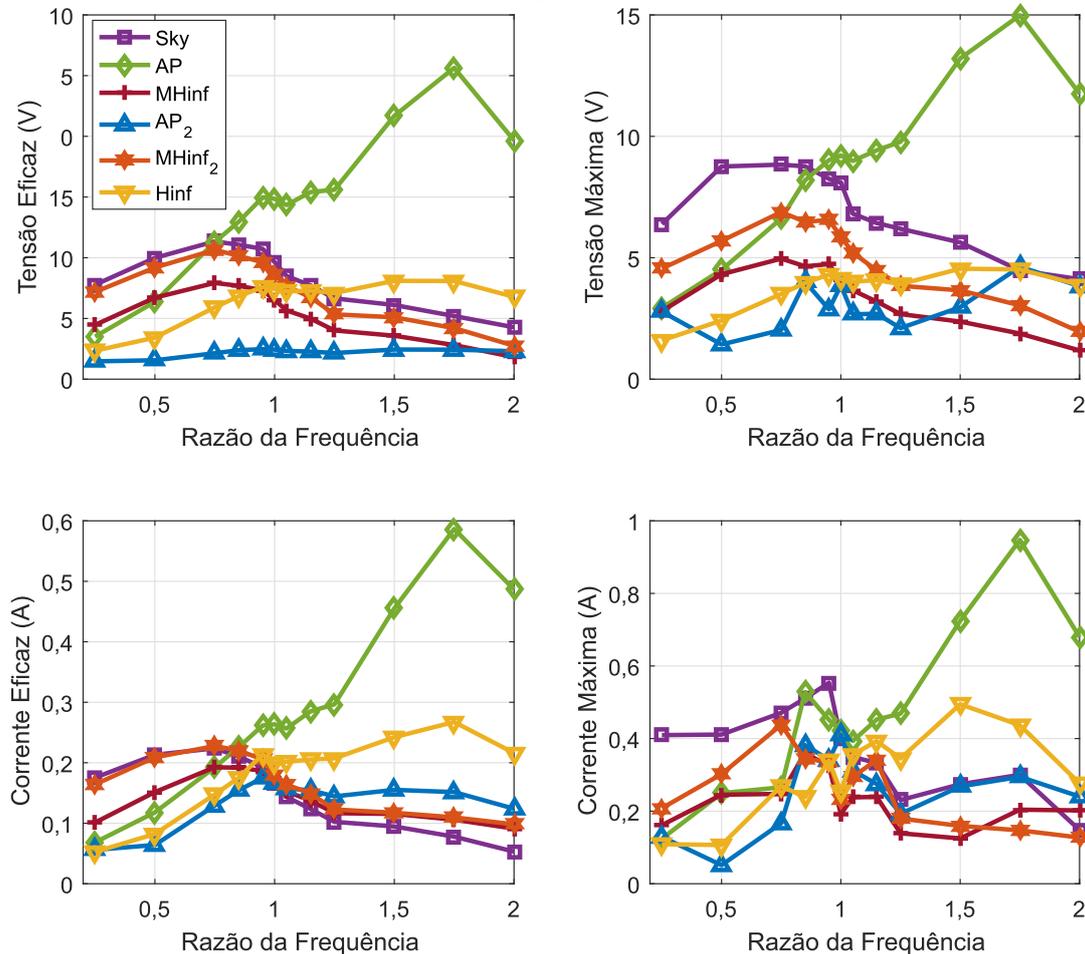
(b)

Fonte: do autor

Outra análise possível é verificar os parâmetros relacionados à energia elétrica do atuador eletromagnético linear frente aos mesmos cenários de teste. Como os controladores são aplicados no subsistema de v_q e i_q , essas são as duas grandezas avaliadas, tensão e corrente, para valores máximos e eficazes durante o período avaliado. Estes resultados são ilustrados na Figura 69. Através destes dados é possível comparar parâmetros elétricos dos controladores. É importante ressaltar que as transformações do sistema trifásico para o bifásico síncrono foram realizadas com amplitude constante; portanto, os valores de amplitude das tensões e correntes apresentados na Figura 69 refletem os valores das tensões e correntes de fase no atuador.

Os resultados apresentados nesta seção serão discutidos juntamente aos próximos re-

Figura 69 – Resultados experimentais com excitação senoidal avaliando parâmetros elétricos do atuador como tensão eficaz e máxima, e corrente eficaz e máxima para todos os controles ativos, em função da razão da frequência de ressonância do sistema.



Fonte: do autor

sultados na Seção 6.3.3.

6.3.2 Análise do desempenho em rodovias

A análise de desempenho do sistema de suspensão em rodovias foi realizada para as mesmas dez condições de acionamento (operação) dos ensaios com excitação senoidal, para cada uma das quatro rodovias ISO 8608 (ISO 8608 - Mechanical Vibration–Road Surface Profiles–Reporting of Measured Data, 2016) definidas no Capítulo 5 (A–100 km/h, B–80 km/h, B–60 km/h e C–30 km/h). Para analisar o desempenho dinâmico, a resposta do sistema de suspensão ativa a estes perfis será analisada através da magnitude no domínio da frequência, para as posições e acelerações das bases inferior e superior.

A análise da resposta dinâmica em frequência permite avaliar as diferentes frequências

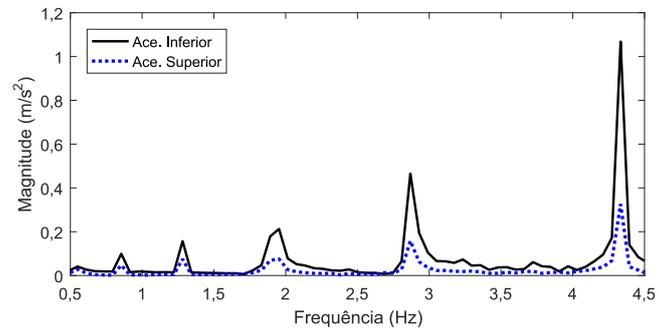
do sistema, incluindo a frequência de ressonância, e verificar o desempenho da suspensão em atenuar ou reproduzir estes valores. Nesse caso, cada ensaio com uma condição de operação (acionamento) gera quatro gráficos para a análise de posição (por serem quatro perfis de pista) e mais quatro para a análise da aceleração, totalizando oito gráficos. Para reduzir o tamanho da análise sem perder informações, foram definidos dois tipos de controladores que reproduzem duas condições de operação desejáveis em um sistema de suspensão. Com base nos ensaios de transmissibilidade, um dos controladores escolhidos é o calculado por LMIs considerando apenas a parte mecânica do sistema para minimização da norma \mathcal{H}_∞ , a fim de atenuar a vibração na massa suspensa (denominado MH2, baseado no MHinf₂) e outro também calculado por LMIs considerando o sistema completo para alocação de polos, a fim de minimizar a deflexão da suspensão garantindo maior estabilidade (denominado CP2, baseado no AP₂).

Os ensaios foram conduzidos no domínio do tempo, onde cada perfil de rodovia gerado tem duração de 30 segundos. Essa referência de posição foi imposta na base de excitação (inferior) da plataforma de suspensão e os efeitos sob a base móvel acoplada na massa suspensa (superior) foram analisados. Tanto para a base inferior quanto superior, a posição e a aceleração foram analisadas. Quando se refere à base inferior, esta análise está relacionada ao perfil de rodovia, e em relação à base superior, a análise esta relacionada com a massa suspensa. Os dados adquiridos no domínio do tempo foram convertidos para o domínio da frequência através da transformada rápida de Fourier para verificar o nível de vibração individual em cada frequência, o que torna possível associar estes níveis com conforto ao usuário. A análise foi limitada em frequência na mesma escala dos ensaios de transmissibilidade. A análise do deslocamento de posição da base inferior e superior para os controladores MH2 e CP2 são ilustradas nas Figuras 70 e 71, respectivamente. A análise de aceleração da base inferior e superior para os controladores MH2 e CP2 são ilustradas nas Figuras 72 e 73, respectivamente. Os resultados apresentados nesta seção serão discutidos na Seção 6.3.3.

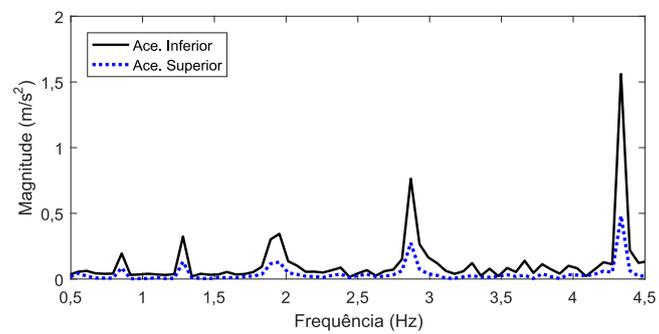
6.3.3 Discussão dos resultados

A partir dos ensaios realizados é possível avaliar a aplicação do atuador eletromagnético no sistema de suspensão ativa, através da análise dos resultados gráficos e quantitativos. No ensaio de transmissibilidade apresentado na Figura 66, é possível constatar que

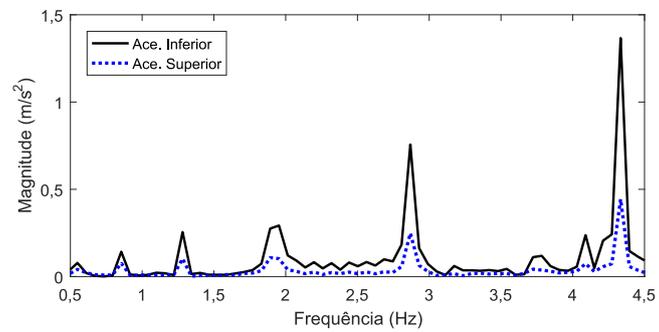
Figura 70 – Análise de deslocamento do acionamento MH2 em função da frequência para uma rodovia (a) A–100 km/h, (b) B–80 km/h, (c) B–60 km/h e (d) C–30 km/h.



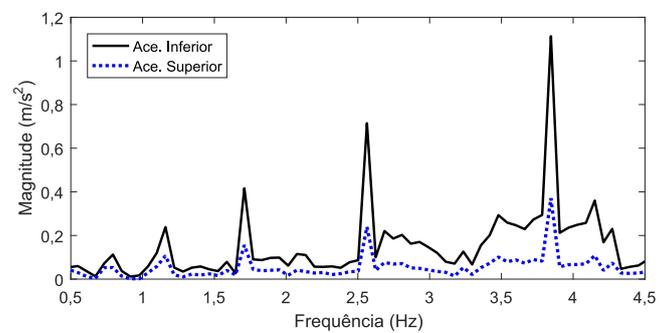
(a)



(b)



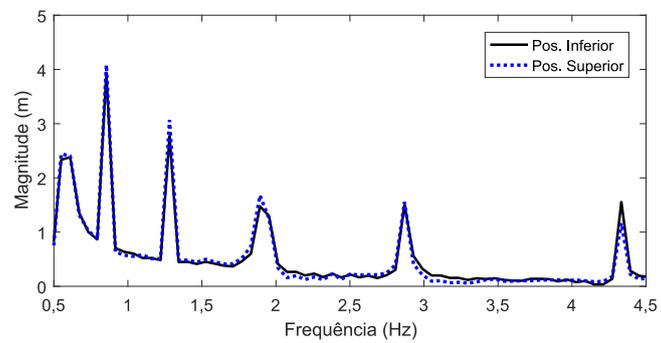
(c)



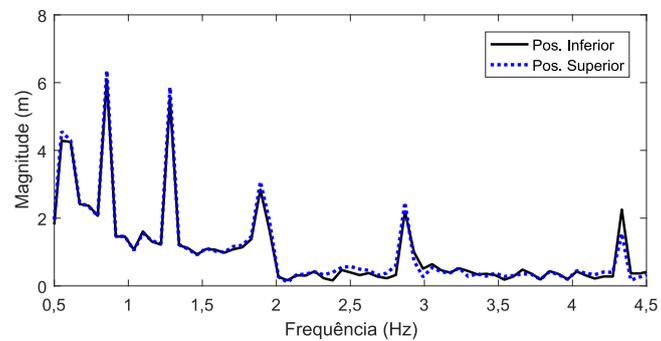
(d)

Fonte: do autor

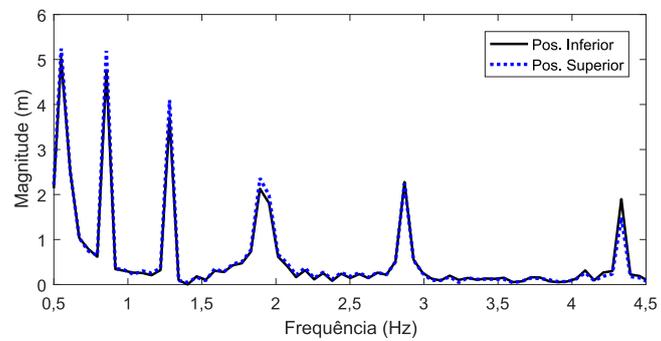
Figura 71 – Análise de deslocamento do acionamento CP2 em função da frequência para uma rodovia (a) A–100 km/h, (b) B–80 km/h, (c) B–60 km/h e (d) C–30 km/h.



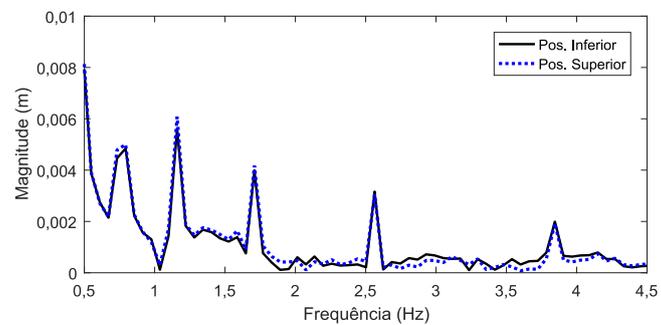
(a)



(b)



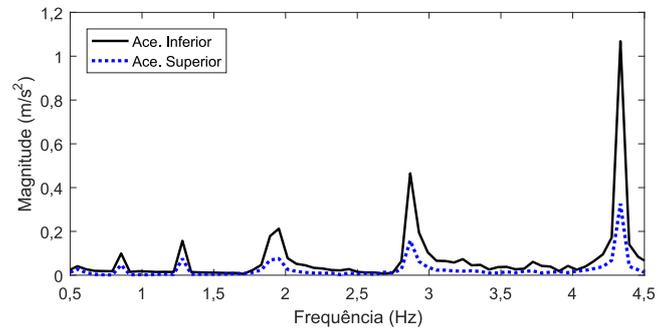
(c)



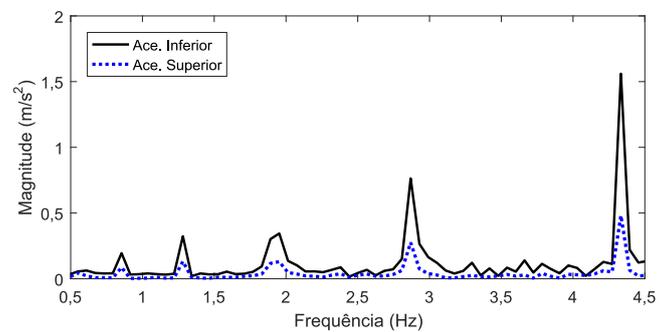
(d)

Fonte: do autor

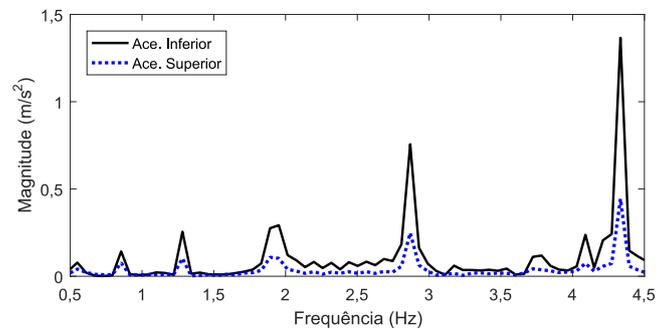
Figura 72 – Análise de aceleração do acionamento MH2 em função da frequência para uma rodovia (a) A–100 km/h, (b) B–80 km/h, (c) B–60 km/h e (d) C–30 km/h.



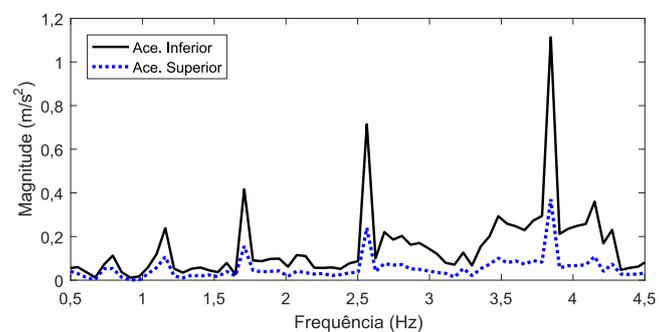
(a)



(b)



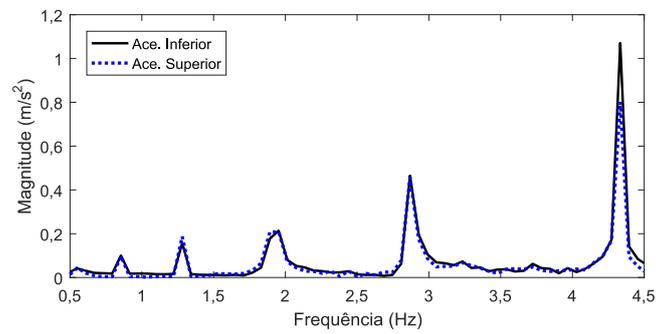
(c)



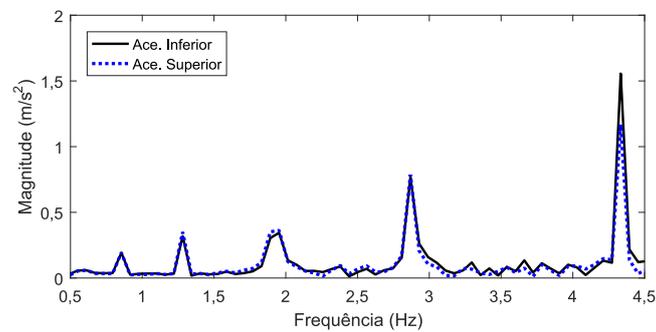
(d)

Fonte: do autor

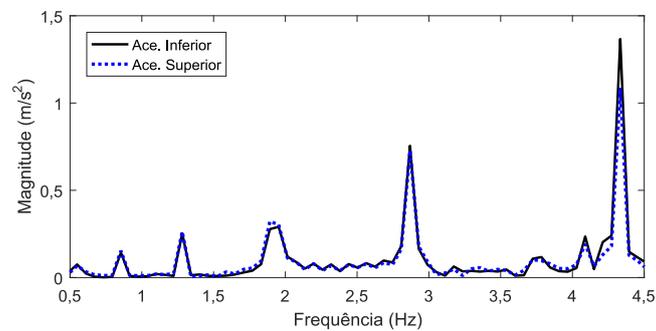
Figura 73 – Análise de deslocamento do acionamento CP2 em função da frequência para uma rodovia (a) A–100 km/h, (b) B–80 km/h, (c) B–60 km/h e (d) C–30 km/h.



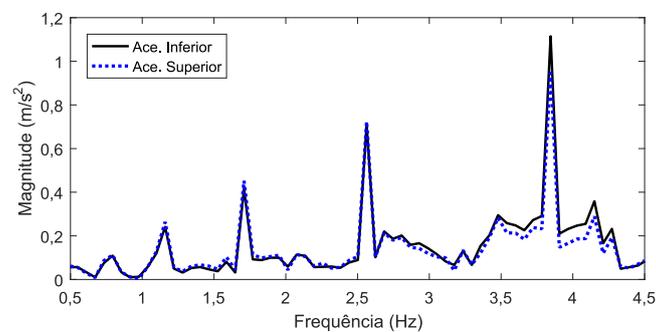
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: do autor

tanto para deslocamento, velocidade e aceleração, o sistema de suspensão ativa é capaz de isolar a massa suspensa das vibrações da base de excitação quando se utilizam controladores do tipo *skyhook* e com LMIs para minimização da norma \mathcal{H}_∞ aplicado somente a dinâmica mecânica do sistema (MHinf, MHinf₂). Já para seguimento do perfil de rodovia, o que não representa isolamento de vibrações, mas sim aderência na pista, os controladores mais indicados são os calculados por LMIs para alocação de polos, os quais consideram a dinâmica completa do sistema (AP, AP₂). Nesta figura ainda é possível observar a principal vantagem da suspensão ativa em relação à passiva, a capacidade em isolar vibrações da massa suspensa em baixa frequência, o que é difícil para as demais topologias de suspensão, uma vez que elas podem apenas variar o amortecimento até o ponto mínimo dado pelo curto-circuito nos terminais do atuador (modo PC).

Além desta análise, é possível avaliar a Figura 68, a qual mostra a deflexão máxima do sistema de suspensão, indicando quais controladores tornam o sistema mais rígido e conseguem manter o nível médio do atuador em uma posição centralizada. Uma suspensão mais rígida está associada com veículos mais esportivos que buscam uma rodagem segura em altas velocidades, e isso pode ser obtido com controladores que contemplam a dinâmica completa do sistema, como por exemplo, calculados através de LMIs para minimização da norma \mathcal{H}_∞ ou alocação de polos (AP, AP₂).

Na Figura 68 ainda é possível avaliar o valor eficaz da aceleração na massa suspensa, que está diretamente ligado ao conforto percebido pelos passageiros de um veículo. Uma suspensão que consegue isolar a massa suspensa das vibrações tende a manter a posição desta massa em um nível fixo e estável para qualquer cenário, tanto em baixas como altas frequências. Esta característica pode ser alcançada quando se empregam controladores baseados na dinâmica mecânica do sistema, como, por exemplo, calculados por LMIs para minimização da norma \mathcal{H}_∞ (MHinf, MHinf₂) e *skyhook*.

A Figura 69 possibilita analisar parâmetros relativos à energia elétrica do atuador para os ensaios com controladores ativos. A Tabela 8 ilustra os resultados experimentais quantitativos das Figuras 68 e 69 para o pior caso, ou seja, quando a razão da frequência de ressonância é unitária.

São exibidas nesta tabela, o tipo de acionamento representando a condição de operação, a deflexão máxima do sistema de suspensão ($\max(z_s - z_r)$), o valor eficaz da aceleração na massa suspensa (\ddot{z}_{s-rms}), as correntes eficaz (I_{rms}) e máxima (I_{max}) e as

Tabela 8 – Resultados experimentais comparativos obtidos nos ensaios de transmissibilidade quando a frequência de excitação é igual a frequência de ressonância ($f/f_{res} = 1$).

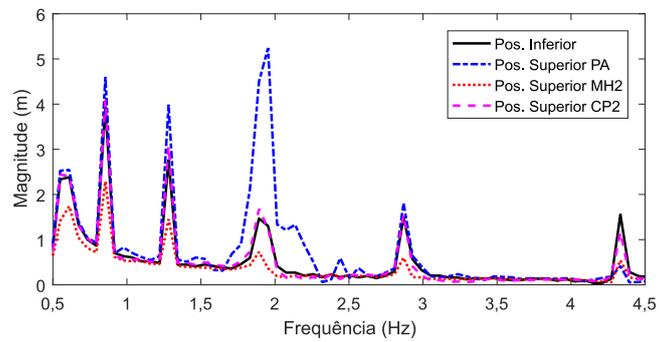
Acionamento (operação)	máx($z_s - z_r$) (mm)	\ddot{z}_{s-rms} (m/s ²)	I_{rms} (A)	V_{rms} (V)	I_{max} (A)	V_{max} (A)
PA	42,81	2,72	-	-	-	-
PC	7,45	0,99	-	-	-	-
Hinf	4,10	1,15	0,22	2,95	0,34	4,13
AP	9,15	1,48	0,26	5,94	0,42	9,21
AP ₂	8,05	1,01	0,17	0,98	0,41	3,87
MHinf	9,28	0,51	0,17	2,61	0,19	4,06
MHinf ₂	10,70	0,33	0,18	3,45	0,23	5,87
Sky	11,69	0,31	0,17	3,86	0,40	8,10

tensões eficaz (V_{rms}) e máxima (V_{max}) para o caso $f/f_{res} = 1$. Em relação à deflexão do sistema, o controlador que mais representa a condição de maior rigidez natural (PC) é o AP₂, sendo que é possível ainda operar abaixo deste valor com o controlador Hinf. Os controladores *skyhook* e MHinf₂ apresentam elevada deflexão em relação aos outros acionamentos, entretanto são as condições de operação que representam maior atenuação da aceleração na massa suspensa. Os demais controladores apresentam níveis semelhantes de aceleração na massa suspensa. Ainda é possível observar que o controlador *skyhook* e MHinf₂ possuem níveis similares de corrente e tensão para um desempenho similar. Apesar da similaridade no desempenho observada neste caso, o controle \mathcal{H}_∞ apresenta uma vantagem de projeto em relação ao *skyhook*, que é que o projeto sistemático, ou seja, os ganhos são dados pelas LMIs. No *skyhook* os ganhos são usualmente determinados de forma empírica a partir da experiência do projetista.

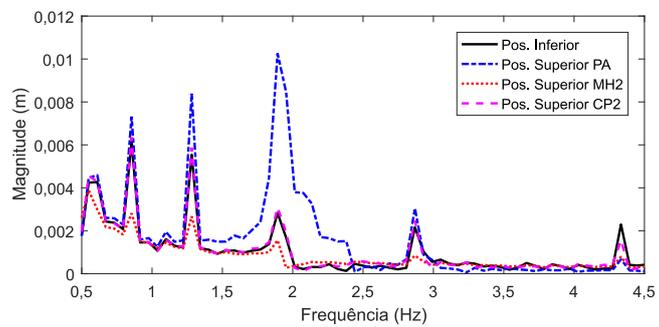
Avaliando o desempenho do sistema de suspensão ativa em rodovias representadas por perfis baseados na norma ISO 8608, para os dois controladores definidos, MH2 e CP2, é possível verificar aspectos de rejeição e seguimento. As Figuras 74 e 75 ilustram a sobreposição dos resultados obtidos na Seção 6.3.2, para deslocamento e aceleração da base inferior (distúrbio) e superior (massa suspensa).

De maneira similar ao que ocorreu nos ensaios de transmissibilidade, o controlador MH2 atua no sentido de promover conforto ao usuário, conseguindo isolar a massa sus-

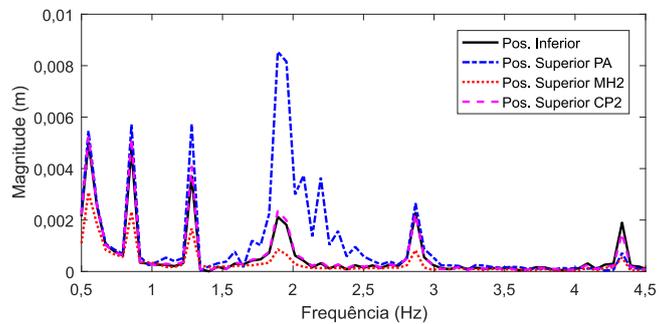
Figura 74 – Análise comparativa de deslocamento do modo passivo aberto (PA) e acionamentos MH2 e CP2 em função da frequência.



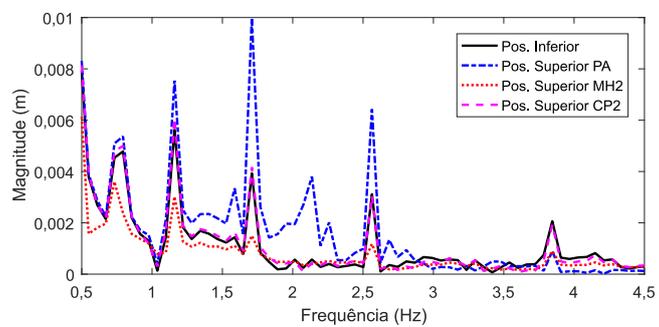
(a)



(b)



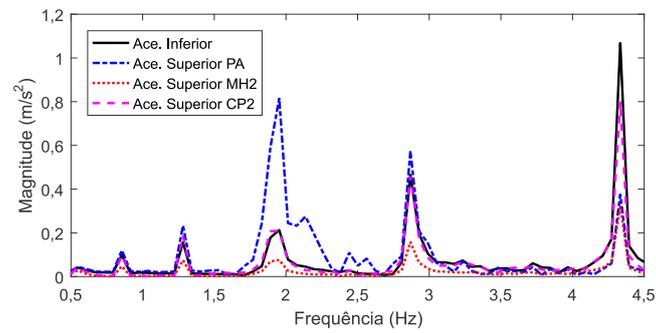
(c)



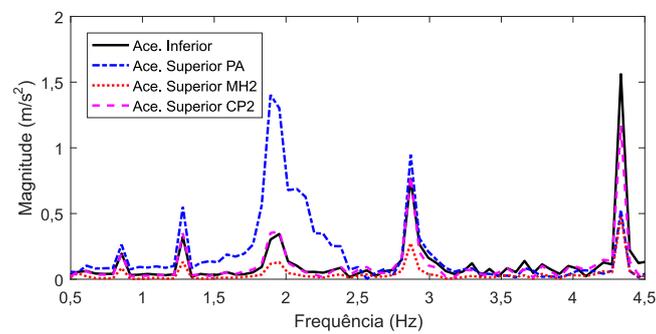
(d)

Fonte: do autor

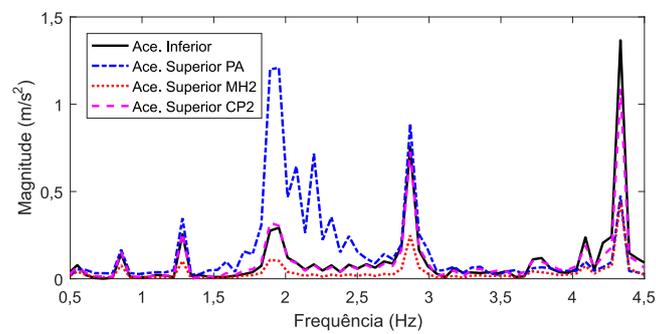
Figura 75 – Análise comparativa de aceleração do modo passivo aberto (PA) e acionamentos MH2 e CP2 em função da frequência.



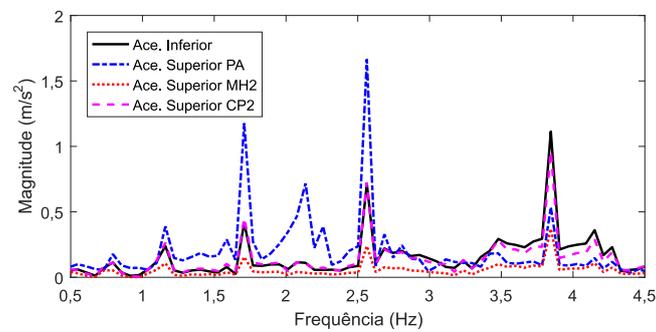
(a)



(b)



(c)



(d)

Fonte: do autor

Tabela 9 – Resultados experimentais comparativos da magnitude de posição obtidos nos ensaios com rodovias ISO 8608, nos pontos destacados.

Rodovia ensaiada	Pos. Inf. (mm)	PA (mm)	Variação (%)	MH2 (mm)	Variação (%)	CP2 (mm)	Variação (%)
A (1,95 Hz)	1,25	5,24	+319	0,37	-71	1,25	0
B (1,89 Hz)	2,83	10,3	+263	1,56	-45	3,08	+9
B (1,89 Hz)	2,12	8,54	+302	0,86	-60	2,36	+11
C (1,71 Hz)	3,93	9,90	+152	1,50	-62	4,17	+6

Tabela 10 – Resultados experimentais comparativos da magnitude de aceleração obtidos nos ensaios com rodovias ISO 8608, nos pontos destacados.

Rodovia ensaiada	Ace. Inf. (m/s ²)	PA (m/s ²)	Variação (%)	MH2 (m/s ²)	Variação (%)	CP2 (m/s ²)	Variação (%)
A (1,95 Hz)	0,213	0,815	+284	0,076	-64	0,213	0
B (1,89 Hz)	0,302	1,40	+364	0,117	-61	0,352	+17
B (1,89 Hz)	0,275	1,20	+336	0,109	-61	0,322	+17
C (1,71 Hz)	0,417	1,18	+183	0,156	-63	0,451	+8

pena, e o controlador CP2 atua no sentido de promover aderência ao perfil da rodovia, visando segurança. Na Figura 74 ainda é possível observar oscilações elevadas em torno da frequência de ressonância para o caso passivo aberto (PA). Na Figura 74 isto também ocorre, mas devido ao perfil ser randômico surgem outros picos em frequências mais elevadas. Como um sistema com massa-mola consegue atenuar vibrações em elevada frequência, o sistema de suspensão ativa será analisado para mitigar picos em baixa frequência (no entorno da frequência de ressonância).

As Tabelas 9 e 10 ilustram os valores de magnitude da posição e aceleração, respectivamente, para os quatro perfis de rodovia ensaiados (A–100 km/h, B–80 km/h, B–60 km/h e C–30 km/h) no ponto destacado. A magnitude da posição e aceleração da base inferior é comparada com o caso PA, MH2 e CP2, e a variação percentual da magnitude é calculada em valores percentuais em relação aos valores da base inferior. Nestas tabelas é possível observar que o sistema passivo (PA) atua amplificando a variação de posição e aceleração em torno da frequência de ressonância na faixa de 152% a 319%. O controlador MH2,

voltado para conforto, consegue atenuar a aceleração na massa suspensa em torno de 60% e a posição em torno de 45% até 71%. O controlador CP2 amplifica levemente os valores da plataforma inferior, na faixa de 6% até 17%, visto que seu propósito não é atenuar a vibração, mas garantir seguimento.

6.4 Conclusões do Capítulo

Este capítulo apresentou a aplicação do atuador eletromagnético modelado e controlado nos capítulos anteriores em um sistema de suspensão para implementação da suspensão ativa. A partir do aparato de suspensão, os modelos dinâmicos do atuador e plataforma foram destacados e agrupados para formar um modelo aumentado no espaço de estados, representando o sistema massa-mola-amortecedor e elemento ativo representado pelo atuador eletromagnético. Com essa definição, um ensaio com controlador proporcional foi elaborado para validação dos sensores e acionamento da bancada e atuador, para seguimento de perfis em baixa frequência³. Tendo essa validação, foram desenvolvidos controladores ativos para o sistema de suspensão ativa com atuador eletromagnético, do tipo clássico como *skyhook* e projetados por LMIs para alocação de polos e minimização da norma \mathcal{H}_∞ . Estes controladores foram ensaiados experimentalmente com distúrbios periódicos para avaliação da transmissibilidade e com distúrbios do tipo perfis de rodovia baseados na norma ISO 8608. Essa comparação ocorreu tanto no domínio do tempo (sinais periódicos) quanto no domínio da frequência (perfil de rodovia). O ensaio experimental da suspensão eletromagnética ativa⁴ constatou que é possível operar em diferentes modos com o sistema de suspensão ativa, buscando o máximo de conforto ou estabilidade, ou mesmo escolher parâmetros para se obter um desempenho intermediário.

Deste capítulo, e com considerações dos anteriores, um artigo foi apresentado em congresso e outro está sendo desenvolvido considerando a modelagem e o controle do atuador eletromagnético linear aplicado em um sistema de suspensão ativa:

- ECKERT, P. R.; BOFF, B. H. B.; FOLLMANN, L.; OLIVEIRA, E.; FLORES FILHO, A. F.; FLORES, J. V.; PERONDI, E. A.; LENZ, A. S.; MARCOLIN, V. C.; STRUCK, R. Application of Linear Electromagnetic Actuators in Vehicular Suspensions, 2023. 12° Colloquium SAE BRASIL de Suspensões e Implementos

³Ensaio de controle proporcional: <https://youtu.be/ZQMfy2rHJA4>.

⁴Ensaio da suspensão eletromagnética ativa: https://youtu.be/rG3-W_em_5o.

Rodoviários, 2023.

- BOFF, BEN HUR BANDEIRA; FLORES, JEFERSON VIEIRA; ECKERT, PAULO ROBERTO. Application and Control of a Dual quasi-Halbach Linear Tubular Actuator in Active Suspension Systems. (Em produção para submissão).

7 CONCLUSÃO

Este trabalho descreveu uma abordagem detalhada para a modelagem e controle de um atuador eletromagnético linear, o desenvolvimento de um aparato para ensaio de suspensão e a aplicação do atuador neste sistema para atuar como elemento ativo, constituindo assim, um sistema de suspensão ativa com atuador eletromagnético.

A primeira parte do trabalho se concentra na modelagem dinâmica e controle do atuador. A etapa de modelagem dinâmica inclui a identificação dos parâmetros físicos e eletromagnéticos do atuador e a representação matemática do mesmo. Para isso, foi utilizada uma topologia específica de um atuador linear tubular com duplo arranjo de quase-Halbach e foram realizadas análises para determinar os parâmetros do seu modelo dinâmico, como passo polar e par de polos, indutâncias síncronas, resistência elétrica, fluxo magnético concatenado pelos ímãs, massa e força de atrito. Este modelo dinâmico foi validado em um ambiente de cossimulação numérico desenvolvido e com ensaios experimentais conduzidos em malha aberta no protótipo. Com o modelo dinâmico validado, ele foi definido no espaço de estados e utilizado para o projeto de controladores visando o controle de posição do atuador para sinais periódicos. Para isso, foi proposto um controlador múltiplo ressonante operando em uma estrutura inspirada no FOC. Uma formulação de realimentação de estados foi proposta e os ganhos do controlador foram projetados baseados em desigualdades matriciais lineares, que buscam garantir a estabilidade e desempenho do sistema em malha fechada. Os resultados dos ensaios de controle no atuador mostraram a eficácia do controlador proposto, garantido seguimento de sinais periódicos com múltiplas harmônicas, mesmo sob condições com carga fixa e variável.

A segunda parte do trabalho se concentra no desenvolvimento de um ambiente de simulação e um aparato experimental para testar sistema de suspensão ativa frente a diferentes tipos de controladores e condições de operação do sistema de suspensão. A plata-

forma de suspensão representa um sistema massa-mola, o qual teve seu modelo dinâmico desenvolvido e validado. Foram definidos cenários de testes para o ensaio da suspensão baseados em sinais periódicos (senoidais) e estocásticos (perfis de rodovia conforme ISO 8608). Foram realizados estudos de caso para avaliar o desempenho da plataforma de suspensão na reprodução destes perfis, em relação à amplitude e velocidade que pode ser reproduzida. Com o aparato experimental desenvolvido e validado, o atuador foi inserido neste sistema, e um modelo aumentado considerando o modelo do atuador e do sistema massa-mola foi desenvolvido e utilizado como base para projeto de controladores. O sistema de suspensão ativa foi analisado em termos de transmissibilidade para distúrbios periódicos senoidais e em termos de desempenho para perfis de rodovia definidos. As análises experimentais mostraram que os controladores propostos são eficazes e capazes de melhorar a estabilidade do sistema de suspensão ou isolar a massa suspensa de vibrações. Este trabalho fornece uma base sólida e replicável para a aplicação de atuadores eletromagnéticos lineares em sistemas de suspensão ativa, contemplando os principais aspectos necessários para modelagem e controle.

Durante a tese foram publicados trabalhos relevantes representando objetivos intermédios, conforme apresentados nos capítulos correspondentes. De modo a dar seguimento no presente trabalho, são identificados tópicos de trabalhos futuros ou melhorias na análise e abordagem, como, por exemplo, consideração de chaves reais no acionamento do sistema de cossimulação para verificar dissipação de potência no acionamento e os efeitos da frequência de chaveamento no comportamento da máquina; desenvolvimento de técnicas de projeto de controladores baseadas em diagramas de Bode, modelando isoladamente a parte mecânica e elétrica do sistema, buscando desempenho em função das dinâmicas individuais; desenvolvimento de técnicas de projeto de controladores em tempo discreto para controle do atuador; desenvolvimento de um controlador robusto para lidar com variações no valor da massa suspensa ou na variação de indutâncias (para atuadores em que essa diferença é significativa); análise do potencial de regeneração de energia do atuador em função dos perfis de rodovia definidos; estudo comparativo do potencial regenerativo de energia do atuador estudado em relação às demais topologias; desenvolvimento de um sistema de suspensão ativa com capacidade de regeneração de energia, e aplicação do atuador em um veículo para comprovar o desempenho da suspensão em ambiente relevante.

REFERÊNCIAS

ANDERSON, Z. M.; JACKOWSKI, Z. J.; BAVETTA, R. **Hydraulic energy transfer**. 2018. n. US 10035397.

ATAEI, M. *et al.* Multi-objective optimization of a hybrid electromagnetic suspension system for ride comfort, road holding and regenerated power. **JVC/Journal of Vibration and Control**, [S.l.], v. 23, n. 5, p. 782–793, 2017.

BAHLOUL, M. *et al.* Robust sensorless vector control of an induction machine using Multiobjective Adaptive Fuzzy Luenberger Observer. **ISA Transactions**, [S.l.], v. 74, p. 144–154, 2018.

BASARAN, S.; BASARAN, M. Vibration Control of Truck Cabins With the Adaptive Vectorial Backstepping Design of Electromagnetic Active Suspension System. **IEEE Access**, [S.l.], v. 8, p. 173056–173067, 2020.

BIDA, V. M.; SAMOKHVALOV, D. V.; AL-MAHTURI, F. S. PMSM vector control techniques - A survey. **Proceedings of the 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, ElConRus 2018**, [S.l.], v. 2018-January, n. VVC, p. 577–581, 2018.

BOFF, B. H. B. **Influência do efeito de extremidade de atuadores eletromagnéticos lineares nas indutâncias**. 2018. 164 p. Dissertação (Mestrado em engenharia) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2018.

BOFF, B. H. B.; ECKERT, P. R.; AMARA, Y. A Comprehensive Review on the End Effects of Linear Permanent Magnet Machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.], p. 1–14, 2022.

BOFF, B. H. B. *et al.* Influence of end effects on direct-and quadrature-Axis inductances in linear electromagnetic actuators. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S.l.], v. 53, n. 11, p. 1–7, 2017.

BOFF, B. H. B. *et al.* Analysis of end pole sizing effects in linear permanent magnet synchronous actuators with quasi-halbach arrays. **2019 12th International Symposium on Linear Drives for Industry Applications, LDIA 2019**, [S.l.], v. 2, n. c, p. 1–6, 2019.

BOFF, B. H. B. *et al.* Dynamic Modeling of Linear Permanent Magnet Synchronous Motors: determination of parameters and numerical co-simulation. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, [S.l.], v. 32, n. 6, p. 1782–1794, July 2021.

BOLDEA, I. A Key Component for Realizing Energy Savings in Today's Technology. **Industrial Electronics**, [S.l.], n. September, p. 32–50, 2008.

BOLDEA, I. **Linear Electric Machines, Drives, and MAGLEVs Handbook**. Boca Raton: CRC Press, 2013. 654 p.

BOLDEA, I. **Linear electric machines, drives, and MAGLEVs handbook**. [S.l.]: CRC press, 2017.

BOUOUDEN, S.; CHADLI, M.; KARIMI, H. R. A Robust Predictive Control Design for Nonlinear Active Suspension Systems. **Asian Journal of Control**, [S.l.], v. 18, n. 1, p. 122–132, July 2015.

CAI, Y. *et al.* Sliding-mode control of ship-mounted Stewart platforms for wave compensation using velocity feedforward. **Ocean Engineering**, [S.l.], v. 236, n. June, p. 109477, 2021.

CAO, J. *et al.* State of the Art in Vehicle Active Suspension Adaptive Control Systems Based on Intelligent Methodologies. **IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems**, [S.l.], v. 9, n. 3, p. 392–405, Sept. 2008.

CHANG; TSAI; LU. Current Control of the Permanent-Magnet Synchronous Generator Using Interval Type-2 T-S Fuzzy Systems. **Energies**, [S.l.], v. 12, n. 15, p. 2953, jul 2019.

CHEN, C.-T. **Linear system theory and design**. [S.l.]: Oxford University Press, Inc., 1998.

CHEN, P.-C.; HUANG, A.-C. Adaptive sliding control of active suspension systems with uncertain hydraulic actuator dynamics. **Vehicle System Dynamics**, [S.l.], v. 44, n. 5, p. 357–368, may 2006.

CHENG, S. *et al.* Adaptive fuzzy control for permanent magnet synchronous motors considering input saturation in electric vehicle stochastic drive systems. **Journal of the Franklin Institute**, [S.l.], v. 357, n. 13, p. 8473–8490, Sept. 2020.

CHIASSON, J. **Modeling and high performance control of electric machines**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005.

CHILALI, M.; GAHINET, P. H_{∞} design with pole placement constraints: an LMI approach. **IEEE Transactions on Automatic Control**, [S.l.], v. 41, n. 3, p. 358–367, Mar. 1996.

CHOI, D.; OH, J.-H. Active Suspension for a Rapid Mobile Robot Using Cartesian Computed Torque Control. **Journal of Intelligent & Robotic Systems**, [S.l.], v. 79, n. 2, p. 221–235, May 2014.

CHUNG, T. Y.; MOON, S. J.; JANG, S. M. Active control on the structural vibration under base excitations using a linear oscillatory actuator. **International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics**, [S.l.], v. 10, n. 3, p. 203–214, 1999.

CYTRYNSKI, S. *et al.* The Active Suspension of the New Mercedes-Benz GLE. **ATZ worldwide**, [S.l.], v. 120, n. 12, p. 42–45, dec 2018.

- DAI, J. *et al.* Design and Analysis of Electromagnetic Linear Actuation-Energy-Reclaiming Device Applied to a New-Type Energy-Reclaiming Suspension. **Actuators**, [S.l.], v. 12, n. 4, p. 142, Mar. 2023.
- DIMITROVA, Z. *et al.* Robust control for an electromagnetic actuator for a camless engine. **Mechatronics**, [S.l.], v. 57, n. May 2018, p. 109–128, 2019.
- DING, R. *et al.* A modified energy-saving skyhook for active suspension based on a hybrid electromagnetic actuator. **Journal of Vibration and Control**, [S.l.], v. 25, n. 2, p. 286–297, jan 2019.
- DIXON, J. C. **The shock absorber handbook**. [S.l.]: SAE International, 1999.
- ECKERT, P. R. **Metodologia de projeto de atuador eletromagnético linear para sistemas de suspensão semiativa e ativa**. 2016. 320 p. Tese — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2016.
- ECKERT, P. R. *et al.* Dual Quasi-Halbach Linear Tubular Actuator With Coreless Moving-Coil for Semiactive and Active Suspension. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 65, n. 12, p. 9873–9883, dec 2018.
- ECKERT, P. *et al.* Design methodology of a dual-Halbach array linear actuator with thermal-electromagnetic coupling. **Sensors**, [S.l.], v. 16, n. 3, p. 360, 2016.
- ELS, P. The applicability of ride comfort standards to off-road vehicles. **Journal of Terramechanics**, [S.l.], v. 42, n. 1, p. 47–64, Jan. 2005.
- ESKI, İ.; YILDIRIM, Ş. Vibration control of vehicle active suspension system using a new robust neural network control system. **Simulation Modelling Practice and Theory**, [S.l.], v. 17, n. 5, p. 778–793, May 2009.
- EZETA, J. H.; MANDOW, A.; CERESO, A. G. Los sistemas de suspension activa y semiactiva: una revision. **RIAI - Revista Iberoamericana de Automatica e Informatica Industrial**, [S.l.], v. 10, n. 2, p. 121–132, 2013.
- FISCHER, D.; ISERMANN, R. Mechatronic semi-active and active vehicle suspensions. **Control Engineering Practice**, [S.l.], v. 12, n. 11, p. 1353–1367, Nov. 2004.
- FLORES, J. V. *et al.* Repetitive Control Design for MIMO Systems With Saturating Actuators. **IEEE Transactions on Automatic Control**, [S.l.], v. 57, n. 1, p. 192–198, Jan. 2012.
- FRANCIS, B.; WONHAM, W. The internal model principle of control theory. **Automatica**, [S.l.], v. 12, n. 5, p. 457–465, Sept. 1976.
- GAHINET, P.; NEMIROVSKII, A. General-Purpose LMI solvers with benchmarks. *In*: IEEE CONFERENCE ON DECISION AND CONTROL, 32., 1993. **Proceedings [...]** IEEE, 1993.
- GYSEN, B. L. J. *et al.* Efficiency of a Regenerative Direct-Drive Electromagnetic Active Suspension. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S.l.], v. 60, n. 4, p. 1384–1393, may 2011.

GYSEN, B. *et al.* Design Aspects of an Active Electromagnetic Suspension System for Automotive Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.], v. 45, n. 5, p. 1589–1597, 2009.

GYSEN, B. *et al.* Active Electromagnetic Suspension System for Improved Vehicle Dynamics. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S.l.], v. 59, n. 3, p. 1156–1163, mar 2010.

HADA, M.; MENON, A.; BHAVE, S. Optimisation of an active suspension force controller using genetic algorithm for random input. **Defence Science Journal**, [S.l.], v. 57, n. 5, p. 691, 2007.

HALBACH, K. Design of permanent multipole magnets with oriented rare earth cobalt material. **Nuclear Instruments and Methods**, [S.l.], v. 169, n. 1, p. 1–10, feb 1980.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de Física ? vol.2 (Gravitação, Ondas e Termodinâmica)**. [S.l.]: Editora LTC, 2011.

HAYES, R. J. *et al.* Design and Testing of an Active Suspension System for a 2-1/2 Ton Military Truck. *In*: SAE TECHNICAL PAPER SERIES, 2005. **Proceedings [...]** SAE International, 2005.

HEIDARIAN, A.; WANG, X. Review on seat suspension system technology development. **Applied Sciences**, [S.l.], v. 9, n. 14, p. 2834, 2019.

HEYA, A.; HIRATA, K.; NIGUCHI, N. Dynamic Modeling and Control of Three-Degree-of-Freedom Electromagnetic Actuator for Image Stabilization. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S.l.], v. 54, n. 11, p. 1–5, Nov. 2018.

HSIEH, C.-Y. *et al.* Regenerative Skyhook Control for an Electromechanical Suspension System Using a Switch-Mode Rectifier. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S.l.], v. 65, n. 12, p. 9642–9650, dec 2016.

HUANG, B. *et al.* A Methodology for Optimal Design of a Vehicle Suspension System With Energy Regeneration Capability. **Journal of Vibration and Acoustics**, [S.l.], v. 137, n. 5, oct 2015.

HUANG, K.; YU, F.; ZHANG, Y. Active controller design for an electromagnetic energy-regenerative suspension. **International Journal of Automotive Technology**, [S.l.], v. 12, n. 6, p. 877–885, 2011.

HUANG, X. *et al.* Control simulation of PMSM traction system of high speed train when passing neutral section. **COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering**, [S.l.], v. 35, n. 2, p. 782–795, Mar. 2016.

ISO 2631 - Mechanical vibration and shock – Evaluation of human exposure to whole-body vibration – Part 1: general requirements. Geneva, CH: International Organization for Standardization, 1997.).

ISO 8608 - Mechanical Vibration–Road Surface Profiles–Reporting of Measured Data. Geneva, CH: International Organization for Standardization, 2016.).

KALDAS, M. M. *et al.* Model Reference Control for Active Suspension System. *In: SAE TECHNICAL PAPER SERIES*, 2019. **Proceedings [...]** SAE International, 2019.

KARNOPP, D.; CROSBY, M. J.; HARWOOD, R. A. Vibration Control Using Semi-Active Force Generators. **Journal of Engineering for Industry**, [S.l.], v. 96, n. 2, p. 619–626, May 1974.

KIM, G.; HIRATA, K. Motion control of a two-degree-of-freedom linear resonant actuator without a mechanical spring. **Sensors (Switzerland)**, [S.l.], v. 20, n. 7, p. 1–17, 2020.

KIM, K.-H.; WOO, D.-K. Linear tubular permanent magnet motor for an electromagnetic active suspension system. **IET Electric Power Applications**, [S.l.], v. 15, n. 12, p. 1648–1665, Sept. 2021.

KIM, W. J.; MURPHY, B. C. Development of a novel direct-drive tubular linear brushless permanent-magnet motor. **International Journal of Control, Automation and Systems**, [S.l.], v. 2, n. 3, p. 279–288, 2004.

KJÆR, B. **Medições de vibração humana**. 2022.

KOCH, G. *et al.* Experimental validation of a new adaptive control approach for a hybrid suspension system. *In: AMERICAN CONTROL CONFERENCE*, 2011., 2011. **Proceedings [...]** IEEE, 2011.

KOPYLOV, S.; CHEN, Z.; ABDELKAREEM, M. A. A. Implementation of an Electromagnetic Regenerative Tuned Mass Damper in a Vehicle Suspension System. **IEEE Access**, [S.l.], v. 8, p. 110153–110163, 2020.

KRAUSE, P. *et al.* (Ed.). **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2013.

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

KRISHNAN, R. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives**. [S.l.]: CRC Press, 2010.

KÜCHLER, S. *et al.* Active control for an offshore crane using prediction of the vessel's motion. **IEEE/ASME transactions on mechatronics**, [S.l.], v. 16, n. 2, p. 297–309, 2010.

KUMAR, M. S. Development of active suspension system for automobiles using PID controller. **Proceedings of the World Congress on Engineering 2008 Vol II**, [S.l.], 2008.

LAN, Y.-H. *et al.* Optimal preview repetitive control with application to permanent magnet synchronous motor drive system. **Journal of the Franklin Institute**, [S.l.], v. 357, n. 15, p. 10194–10210, Oct. 2020.

LEE, S.; KIM, W. J. Active suspension control with direct-drive tubular linear brushless permanent-magnet motor. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, [S.l.], v. 18, n. 4, p. 859–870, 2010.

LI, H. *et al.* Reliable Fuzzy Control for Active Suspension Systems With Actuator Delay and Fault. **IEEE Transactions on Fuzzy Systems**, [S.l.], v. 20, n. 2, p. 342–357, Apr. 2012.

LI, H. *et al.* Adaptive fuzzy PI controller for permanent magnet synchronous motor drive based on predictive functional control. **Journal of the Franklin Institute**, [S.l.], v. 358, n. 15, p. 7333–7364, Oct. 2021.

LI, J.; YU, J. J.; CHEN, Z. A review of control strategies for permanent magnet synchronous motor used in electric vehicles. **Applied Mechanics and Materials**, [S.l.], v. 321-324, p. 1679–1685, 2013.

LI, L. *et al.* 2-DOF Robust H_∞ Control for Permanent Magnet Synchronous Motor with Disturbance Observer. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v. 36, n. 3, p. 3462–3472, 2021.

LI, Y.; FENG, L.; WANG, Y. A cascade control approach to active suspension using pneumatic actuators. **Asian Journal of Control**, [S.l.], v. 21, n. 1, p. 70–88, Jan 2019.

LI, Y. *et al.* Adaptive compensation control of an electromagnetic active suspension system based on nonlinear characteristics of the linear motor. **Journal of Vibration and Control**, [S.l.], v. 26, n. 21-22, p. 1873–1885, Feb. 2020.

LIANG, K. A review of linear compressors for refrigeration. **International Journal of Refrigeration**, [S.l.], v. 84, p. 253–273, Dec 2017.

LIN, J. *et al.* Active suspension system based on linear switched reluctance actuator and control schemes. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S.l.], v. 62, n. 2, p. 562–572, 2013.

LIN, J. *et al.* Adaptive sliding mode technique-based electromagnetic suspension system with linear switched reluctance actuator. **IET Electric Power Applications**, [S.l.], v. 9, n. 1, p. 50–59, 2015.

LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [S.l.], v. 21, n. 3, p. 836–841, 2006.

LIU, Z.; WANG, J. Design and testing of a high force density linear electromagnetic actuator. *In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2020., 2020. Proceedings [...]* IEEE, 2020.

LO, Y.-H. *et al.* Design and Implementation of a Interval Type-2 Adaptive Fuzzy Controller for a Novel Pneumatic Active Suspension System. *In: JOINT 8TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON SOFT COMPUTING AND INTELLIGENT SYSTEMS (SCIS) AND 17TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED INTELLIGENT SYSTEMS (ISIS), 2016., 2016. Proceedings [...]* IEEE, 2016. p. 801–805.

LONG, G. *et al.* Regenerative active suspension system with residual energy for in-wheel motor driven electric vehicle. **Applied Energy**, [S.l.], v. 260, p. 114180, Feb. 2020.

- LÓPEZ, S. M. R.; PERONDI, E. A. ADAPTIVE CONTROL FOR AN ACTIVE SUSPENSION OF AN ELEVATOR. *In: IEEE, 2010. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2010.
- MA, X.; WONG, P. K.; ZHAO, J. Practical multi-objective control for automotive semi-active suspension system with nonlinear hydraulic adjustable damper. **Mechanical Systems and Signal Processing**, [S.l.], v. 117, p. 667–688, 2019.
- MACIEJEWSKI, I. *et al.* Vibration control of an active horizontal seat suspension with a permanent magnet synchronous motor. **Journal of Sound and Vibration**, [S.l.], v. 488, p. 115655, Dec. 2020.
- MARTINS, I. *et al.* Permanent-magnets linear actuators applicability in automobile active suspensions. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S.l.], v. 55, n. 1, p. 86–94, 2006.
- MENG, F. *et al.* Damage detection in active suspension bridges: an experimental investigation. **Sensors**, [S.l.], v. 18, n. 9, p. 3002, 2018.
- MENG, J.; CHEN, Q.; HE, R. Research on Optimal Control for the Vehicle Suspension Based on the Simulated Annealing Algorithm. **Journal of Applied Mathematics**, [S.l.], v. 2014, p. 1–5, 2014.
- MENG, X. *et al.* Optimal Design and Experimental Research on a New Hybrid Electromagnetic Actuator for Vehicles. **IEEE Access**, [S.l.], v. 8, p. 95768–95778, 2020.
- MERCORELLI, P.; WERNER, N. An Adaptive Resonance Regulator Design for Motion Control of Intake Valves in Camless Engine Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 64, n. 4, p. 3413–3422, 2017.
- MERSHA, T. K.; DU, C. Co-Simulation and Modeling of PMSM Based on Ansys Software and Simulink for EVs. **World Electric Vehicle Journal**, [S.l.], v. 13, n. 1, p. 4, Dec. 2021.
- Mohd Riduan, A. F. *et al.* Review on active suspension system. **SHS Web of Conferences**, [S.l.], v. 49, p. 02008, 2018.
- MONTAZERI-GH, M.; KAVIANIPOUR, O. Investigation of the active electromagnetic suspension system considering hybrid control strategy. **Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science**, [S.l.], v. 228, n. 10, p. 1658–1669, 2014.
- MORELLO, L. *et al.* **The Automotive Body**. [S.l.]: Springer Netherlands, 2011.
- NGUYEN, S. D.; NGUYEN, Q. H. Design of active suspension controller for train cars based on sliding mode control, uncertainty observer and neuro-fuzzy system. **Journal of Vibration and Control**, [S.l.], v. 23, n. 8, p. 1334–1353, July 2015.
- NING, D. *et al.* Vibration control of an energy regenerative seat suspension with variable external resistance. **Mechanical Systems and Signal Processing**, [S.l.], v. 106, p. 94–113, June 2018.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle moderno. 5ª Edição**. [S.l.]: Editora LTC, 2011.

ONAT, C. A new design method for PI/PD control of unstable processes with dead time. **ISA Transactions**, [S.l.], v. 84, p. 69–81, 2019.

OSÓRIO, C. R. *et al.* A practical design procedure for robust H2 controllers applied to grid-connected inverters. **Control Engineering Practice**, [S.l.], v. 92, 2019.

PENNESTRÌ, E. *et al.* Review and comparison of dry friction force models. **Nonlinear dynamics**, [S.l.], v. 83, n. 4, p. 1785–1801, 2016.

PEREIRA, L. F. A. *et al.* Multiple Resonant Controllers for Uninterruptible Power Supplies—A Systematic Robust Control Design Approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 61, n. 3, p. 1528–1538, Mar. 2014.

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

PRIYANDOKO, G.; MAILAH, M.; JAMALUDDIN, H. Vehicle active suspension system using skyhook adaptive neuro active force control. **Mechanical Systems and Signal Processing**, [S.l.], v. 23, n. 3, p. 855–868, Apr. 2009.

QAZI, A. J. *et al.* Optimization of Semi-active Suspension System Using Particle Swarm Optimization Algorithm. **AASRI Procedia**, [S.l.], v. 4, p. 160–166, 2013.

RAO, L. G.; NARAYANAN, S. Sky-hook control of nonlinear quarter car model traversing rough road matching performance of LQR control. **Journal of Sound and Vibration**, [S.l.], v. 323, n. 3-5, p. 515–529, June 2009.

RODARTE, F. E. *et al.* Integral-Proportional plus Resonant Controller in the Synchronous Reference Frame for Converters in Applications in Wind Power Generation Systems. *In: IEEE 11TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS FOR DISTRIBUTED GENERATION SYSTEMS (PEDG), 2020., 2020. Proceedings [...]* [S.l.: s.n.], 2020. p. 499–504.

SALTON, A. T. *et al.* A Resonant-Repetitive Control Scheme Applied to Uninterruptible Power Supplies (UPS). **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, [S.l.], v. 24, n. 3, p. 253–262, Apr. 2013.

SALTON, A. T. *et al.* High-Precision Tracking of Periodic Signals: a macro/micro approach with quantized feedback. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 69, n. 8, p. 8325–8334, 2022.

SAM, Y. M.; OSMAN, J. H.; GHANI, M. A. A class of proportional-integral sliding mode control with application to active suspension system. **Systems & Control Letters**, [S.l.], v. 51, n. 3-4, p. 217–223, Mar. 2004.

SANTOS, D. P.; MARCZAK, R. J. Algoritmo e ferramenta gráfica para a geração de sinais de pavimentos rodoviários pelo método fractal de Weierstrass-Mandelbrot e pela função densidade de potência espectral. *In: IBERIAN LATIN AMERICAN CONGRESS ON COMPUTATIONAL METHODS IN ENGINEERING, 2014., 2014, Fortaleza, CE, Brasil. Proceedings [...]* ABMEC, 2014.

SAVARESI, S. M. *et al.* **Semi-active suspension control design for vehicles**. [S.l.]: Elsevier, 2010.

SHEN, W.; ZHU, S. Harvesting energy via electromagnetic damper: application to bridge stay cables. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, [S.l.], v. 26, n. 1, p. 3–19, Jan. 2014.

SHI, Y.; LIN, C.; LU, B. Design and experiments of a feedback energy circuit for the active suspensions with an electromagnetic linear actuator. **International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics**, [S.l.], v. 62, n. 2, p. 267–281, Feb. 2020.

SILVEIRA, D. **Suspensão com motor elétrico? Essa é nova solução para aumentar o conforto**. 2018.

SOHN, H. C. *et al.* An adaptive LQG control for semi-active suspension systems. **International Journal of Vehicle Design**, [S.l.], v. 34, n. 4, p. 309, 2004.

SOUZA, I. D. N. *et al.* Multivariable Optimal Control Applied to a Back-to-Back Power Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 69, n. 9, p. 9406 ? 9418, 2022.

SUN, W.; GAO, H.; SHI, P. **Advanced Control for Vehicle Active Suspension Systems**. [S.l.]: Springer International Publishing, 2020.

SUN, W.; GAO, H.; YAO, B. Adaptive Robust Vibration Control of Full-Car Active Suspensions With Electrohydraulic Actuators. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, [S.l.], v. 21, n. 6, p. 2417–2422, Nov. 2013.

SUN, X. *et al.* Model Predictive Thrust Force Control for Linear Motor Actuator used in Active Suspension. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [S.l.], v. 36, n. 4, p. 3063–3072, 2021.

SUNWOO, M.; CHEOK, K. C.; HUANG, N. J. Application of Model Reference Adaptive Control to Active Suspension Systems. *In: AMERICAN CONTROL CONFERENCE, 1990., 1990. Proceedings [...]* IEEE, 1990.

SUSPERREGUI, A.; TAPIA, G.; TAPIA, A. Application of two alternative sliding-mode control approaches to DC servomotor position tracking. **IET Electric Power Applications**, [S.l.], v. 1, n. 4, p. 611, 2007.

TARCZEWSKI, T.; GRZESIAK, L. M. Constrained State Feedback Speed Control of PMSM Based on Model Predictive Approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 63, n. 6, p. 3867–3875, June 2016.

TONOLI, A. *et al.* Active Isolation and Damping of Vibrations for High Precision Laser Cutting Machine. *In: Vibration Analysis and Control - New Trends and Developments*. [S.l.]: InTech, 2011.

TREGO, L. **New Porsche Cayenne equipped with Vibracoustic three-chamber air springs**. 2019.

TSENG, H. E.; HROVAT, D. State of the art survey: active and semi-active suspension control. **Vehicle System Dynamics**, [S.l.], v. 53, n. 7, p. 1034–1062, 2015.

TURNIP, A. Withdrawn article: a quarter active suspension system based ground-hook controller. **MATEC Web of Conferences**, [S.l.], v. 75, p. 04002, 2016.

UMANS, S. **Fitzgerald & Kingsley's electric machinery**. New York: McGraw-Hill Companies, 2014.

VAS, P. **Sensorless Vector and Direct Torque Control**. [S.l.]: Oxford University Press, 1998. (Monographs in electrical and electronic engineering).

WANG, J. *et al.* Comparative studies of linear permanent magnet motor topologies for active vehicle suspension. **2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2008**, [S.l.], n. c, 2008.

WANG, J.; WANG, W.; ATALLAH, K. A linear permanent-magnet motor for active vehicle suspension. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [S.l.], v. 60, n. 1, p. 55–63, 2011.

WANG, R. *et al.* Optimization and finite-frequency H_{∞} control of active suspensions in in-wheel motor driven electric ground vehicles. **Journal of the Franklin Institute**, [S.l.], v. 352, n. 2, p. 468–484, Feb. 2015.

WEI, W. *et al.* Research on an Electromagnetic Actuator for Vibration Suppression and Energy Regeneration. **Actuators**, [S.l.], v. 9, n. 2, p. 42, May 2020.

XU, J.; ZHOU, Y. A nonlinear control method for the electromagnetic suspension system of the maglev train. **Journal of Modern Transportation**, [S.l.], v. 19, n. 3, p. 176–180, Sept. 2011.

XUE, X. D. *et al.* Study of art of automotive active suspensions. **2011 4th International Conference on Power Electronics Systems and Applications, PESA 2011**, [S.l.], p. 1–7, 2011.

YANG, F. *et al.* Design and Analysis of a 2-DOF Electromagnetic Actuator with an Improved Halbach Array for the Magnetic Suspension Platform. **Sensors**, [S.l.], v. 22, n. 3, p. 790, Jan. 2022.

YU, S. *et al.* Full-car active suspension based on H2/generalised H2 output feedback control. **International Journal of Vehicle Design**, [S.l.], v. 68, n. 1/2/3, p. 37, 2015.

ZANATTA, A. P. **Sistema de suspensão eletromagnética semiativa com possibilidade de regeneração de energia**. 2018. 83 p. Dissertação (Mestrado em engenharia) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2018.

ZANATTA, A. P. *et al.* Tubular linear permanent magnet synchronous machine applied to semi-active suspension systems. **COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering**, [S.l.], v. 37, n. 5, p. 1781–1794, 2018.

ZHANG, B.-L.; TANG, G.-Y. Active vibration H_{∞} control of offshore steel jacket platforms using delayed feedback. **Journal of Sound and Vibration**, [S.l.], v. 332, n. 22, p. 5662–5677, 2013.

ZHANG, H. H. *et al.* Electromagnetic-circuit-thermal multiphysics simulation method: a review. **Progress In Electromagnetics Research**, [S.l.], v. 169, p. 87–101, 2020.

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**, [S.l.], v. 61, n. 4, p. 1567–1576, 2012.

ZHANG, Z. *et al.* A discrete time-varying internal model-based approach for high precision tracking of a multi-axis servo gantry. **ISA Transactions**, [S.l.], v. 53, n. 5, p. 1695–1703, 2014.

ZHONG, G. *et al.* Optimal control of the dynamic stability for robotic vehicles in rough terrain. **Nonlinear Dynamics**, [S.l.], v. 73, n. 1-2, p. 981–992, Mar. 2013.

ZHU, Q. *et al.* A Low-Cost Lateral Active Suspension System of the High-Speed Train for Ride Quality Based on the Resonant Control Method. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 65, n. 5, p. 4187–4196, May 2018.

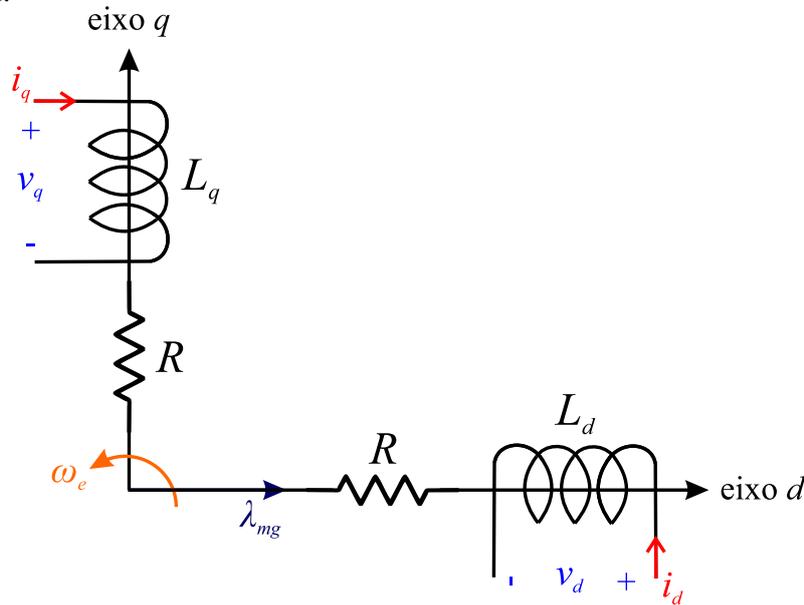
APÊNDICE A MODELO DINÂMICO DA PMSM NA REFERÊNCIA SÍNCRONA

Este apêndice ilustra o procedimento de obtenção do modelo dinâmico da máquina síncrona de ímãs permanentes (PMSM) conforme apresentada em (KRISHNAN, 2010). Considerando que o sistema elétrico trifásico de uma máquina elétrica é balanceado, a soma das tensões abc é zero. A partir dessa consideração, sabe-se que o sistema trifásico pode ser representado por um sistema bifásico, pois a terceira componente pode ser obtida a partir destas duas primeiras. A abordagem que segue considera uma PMSM bifásica modelada no sistema de referência do rotor, para descrever as variáveis envolvidas da máquina trifásica em um equivalente bifásico (dq), que se movimenta junto a parte móvel, para que do ponto de vista matemático se mantenham constantes ao longo do curso da máquina. Depois disto, também podem ser obtidas as características da dinâmica mecânica do sistema envolvendo posição, velocidade ou conjugado.

Nesta configuração, o modelo da máquina é representado por um componente bifásico sob os eixos do rotor, o eixo direto (eixo d) e eixo em quadratura (eixo q). Este sistema de referência se move angularmente em uma velocidade elétrica ω_e . Os ímãs da parte móvel produzem um fluxo concatenado λ_{mg} entre rotor e armadura que é representado por convenção como um fasor sob o eixo direto. Se considera que no eixo direto existe uma indutância L_d e no eixo em quadratura uma indutância L_q , e uma resistência por fase R em cada, conforme ilustrado na Figura 76.

A tensão induzida no eixo q depende da tensão no resistor, da FEM do fluxo concatenado pelo indutor quando excitado por corrente (λ_q), e da FEM induzida conta da velocidade angular oriunda do eixo d ($\omega_e \lambda_d$). A tensão induzida no eixo d depende da tensão no resistor, da FEM do fluxo concatenado pelo indutor quando excitado por cor-

Figura 76 – Máquina síncrona de ímãs permanentes em coordenadas bifásicas referenciadas ao rotor.



Fonte: adaptado de (KRISHNAN, 2010)

rente (λ_d), e da FEM induzida conta da velocidade angular oriunda do eixo q ($-\omega_e \lambda_q$).

O fluxo concatenado pelo eixo direto λ_d depende de λ_{mg} e do fluxo da excitação da respectiva indutância. No eixo em quadratura, o fluxo concatenado λ_q depende do fluxo da excitação da sua respectiva indutância. Por consideração, o sinal da FEM, por conta da velocidade, do fluxo concatenado pelo eixo, indica que fluxo atrasado (em relação ao estator) produz uma FEM negativa e fluxo adiantado produz uma FEM positiva. Os fluxos magnéticos concatenados do eixo d e eixo q são dados por

$$\lambda_q(t) = L_q i_q(t), \quad (107)$$

$$\lambda_d(t) = L_d i_d(t) + \lambda_{mg}, \quad (108)$$

onde L_d , L_q , e λ_{mg} representam a indutância de eixo direto e quadratura, e a componente fundamental do fluxo magnético concatenado por polo, produzidos pelos arranjos de ímãs permanentes, respectivamente.

As equações que representam as tensões induzidas no eixo direto e quadratura dinâmica elétrica da máquina rotativa, são

$$v_d(t) = R i_d(t) + \frac{d\lambda_d(t)}{dt} - \omega_e(t) \lambda_q(t), \quad (109)$$

$$v_q(t) = R i_q(t) + \frac{d\lambda_q(t)}{dt} + \omega_e(t) \lambda_d(t), \quad (110)$$

onde v_d , v_q , i_d , i_q , λ_d e λ_q são as tensões, correntes e fluxos magnéticos concatenados, respectivamente, no eixo direto e em quadratura, ω_e é a velocidade angular elétrica e R é a resistência elétrica por fase.

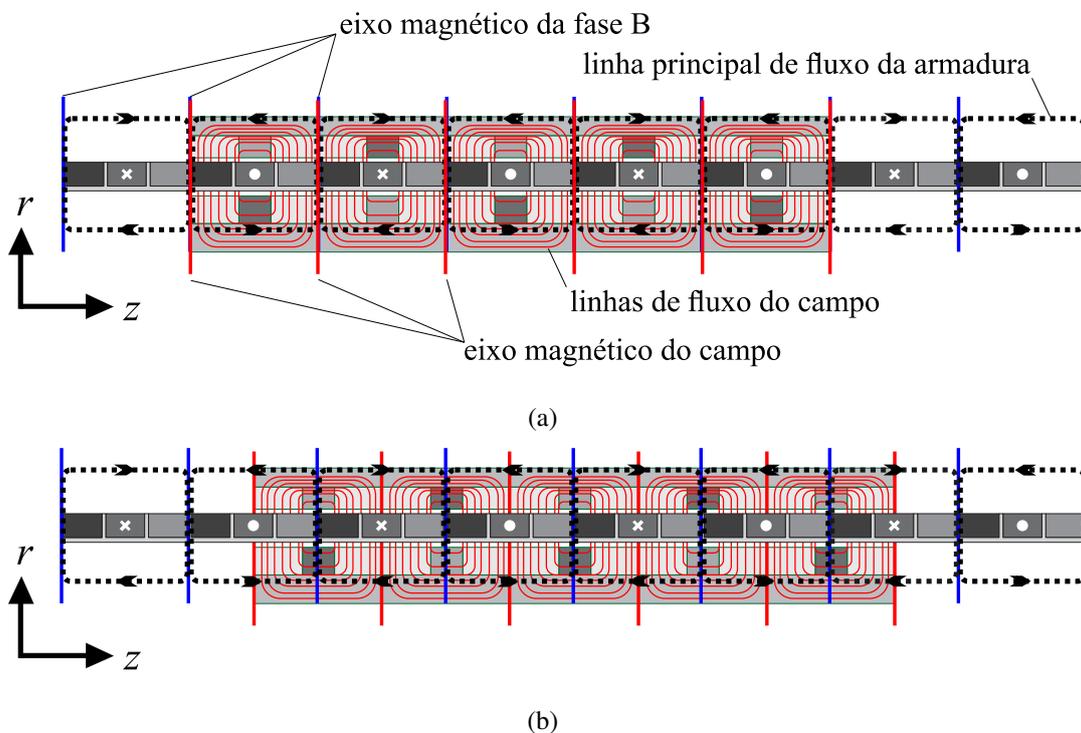
A partir disto é possível obter o sistema de equações do ponto de vista do rotor

$$\begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_e L_q & R + L_d \rho \\ R + L_q \rho & \omega_e L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_{mg} \end{bmatrix}, \quad (111)$$

onde ρ significa o operador d/dt .

Do ponto de máquinas lineares, a Figura 76 pode ser aplicada na topologia do atuador em estudo para caracterização das posições de eixo direto e quadratura, de acordo com a Figura 77. Na topologia linear a velocidade ω_e se torna v_e , onde esta pode ser expressa em termos da velocidade linear mecânica v_m como $v_e = \frac{p\pi}{\tau_p} v_m$.

Figura 77 – Vista bidimensional simétrica em relação ao eixo axial do atuador tubular linear com a fase B excitada, ilustrando (a) posição de eixo direto e (b) posição de eixo em quadratura.

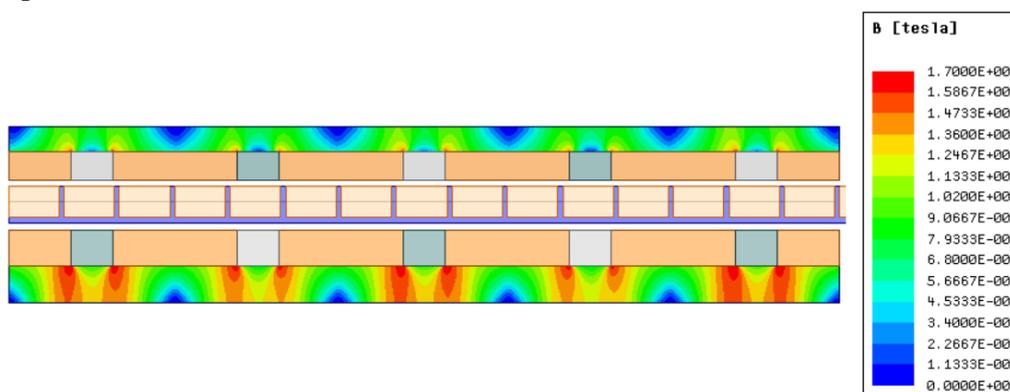


Fonte: do autor

APÊNDICE B PARÂMETROS ELETROMAGNÉTICOS DO ATUADOR

A densidade de fluxo magnético nas culatras do atuador, considerando o campo (arranjos de ímãs permanentes) e armadura excitada com uma densidade de corrente de 5 A/mm² é ilustrada na Figura 78. Como as culatras ferromagnéticas saturam em aproximadamente 2,1 T, é possível comprovar que não existe saturação magnética significativa neste nível de excitação.

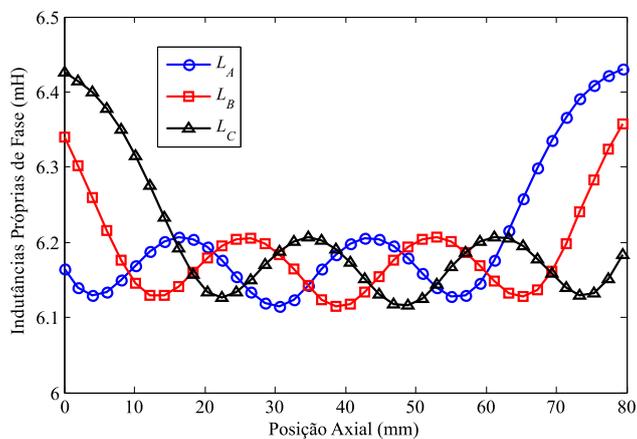
Figura 78 – Densidade de fluxo magnético nas culatras do atuador, considerando armadura e campo excitados.



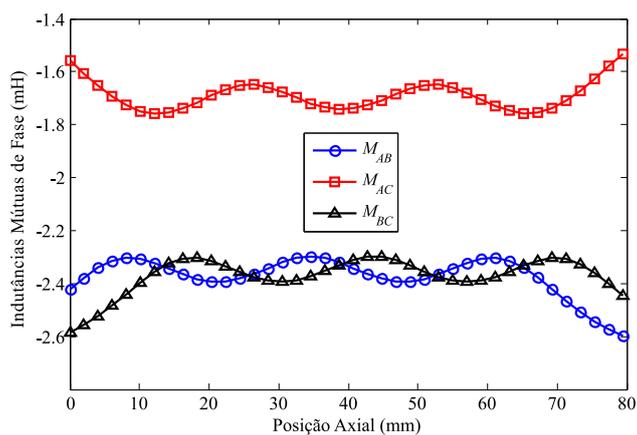
Fonte: do autor

Apesar do atuador não operar sob regime de saturação magnética, e de não possuir ranhuras, o perfil de indutâncias possui variações por conta dos efeitos de extremidade (BOFF; ECKERT; AMARA, 2022). O perfil de indutâncias próprias das fases, mútuas entre as fases e síncronas obtidas através de (1)–(4), são ilustradas na Figura 79.

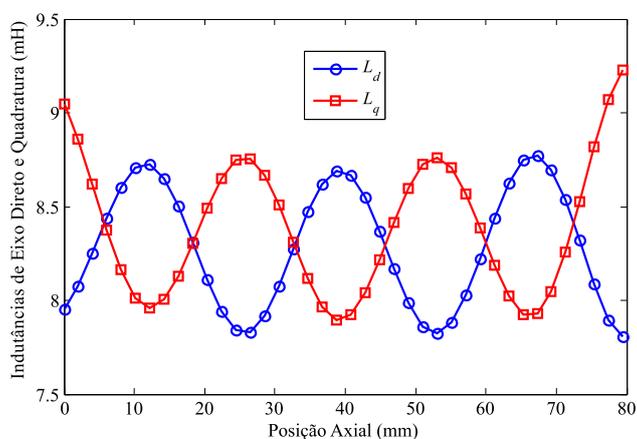
Figura 79 – Perfil de indutâncias (a) próprias, (b) mútuas e (c) síncronas do atuador tubular utilizado em função da posição axial da armadura em relação às culatras.



(a)



(b)



(c)

Fonte: do autor

APÊNDICE C PARÂMETROS MECÂNICOS DO SISTEMA MASSA MOLA

Este apêndice ilustra o procedimento para obter parâmetros experimentais relacionados ao sistema de suspensão, compreendendo os efeitos relacionados com a massa e a mola.

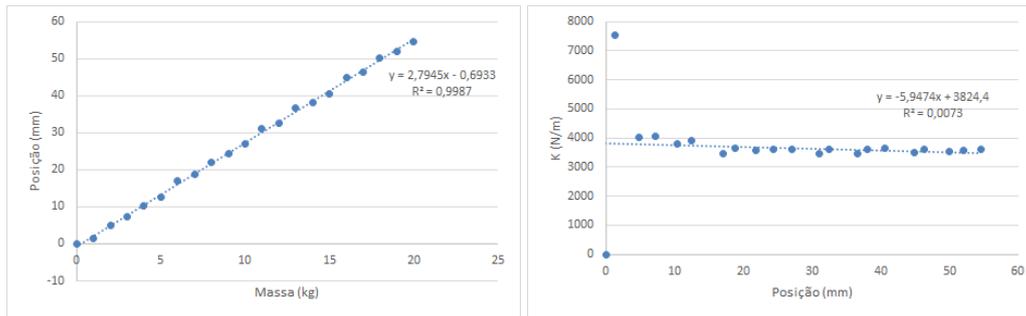
A constante elástica da mola foi obtida com um ensaio que considera ela inserida no sistema de suspensão. Foram posicionados diferentes valores de massa (peso padrão) sob ela e a medida da posição foi obtida através do encoder linear da plataforma de suspensão. A posição corrigida é o deslocamento real, a força é o produto da posição corrigida pela aceleração da gravidade, e a constante da mola é o quociente da força pela posição corrigida. Os resultados obtidos são ilustrados nas Figuras 80 e 81.

Figura 80 – Tabela do ensaio da constante da mola.

Massa (kg)	Posição (mm)	Posição corrigida (mm)	Força (N)	K (N/m)
20	74,71	54,59	196,2	3594
19	77,25	52,05	186,39	3581
18	79,24	50,06	176,58	3527
17	82,9	46,4	166,77	3594
16	84,34	44,96	156,96	3491
15	88,78	40,52	147,15	3632
14	91,19	38,11	137,34	3604
13	92,62	36,68	127,53	3477
12	96,85	32,45	117,72	3628
11	98,29	31,01	107,91	3480
10	102,21	27,09	98,1	3621
9	104,96	24,34	88,29	3627
8	107,42	21,88	78,48	3587
7	110,43	18,87	68,67	3639
6	112,22	17,08	58,86	3446
5	116,81	12,49	49,05	3927
4	118,98	10,32	39,24	3802
3	122,08	7,22	29,43	4076
2	124,43	4,87	19,62	4029
1	128	1,3	9,81	7546
0	129,3	0	0	0

Fonte: do autor

Figura 81 – Curvas do ensaio da constante elástica da mola.



(a)

(b)

Fonte: do autor

A massa suspensa foi obtida através da medição das massas, conforme Figura 82.

Figura 82 – Tabela do somatório das massas suspensas.

MassaTotal (kg)	
Massa acoplada	10,71
Massa acoplamentos	0,58
Massa móvel do atuador	1,71
Massa da base superior	5,83
SOMA	18,83

Fonte: do autor

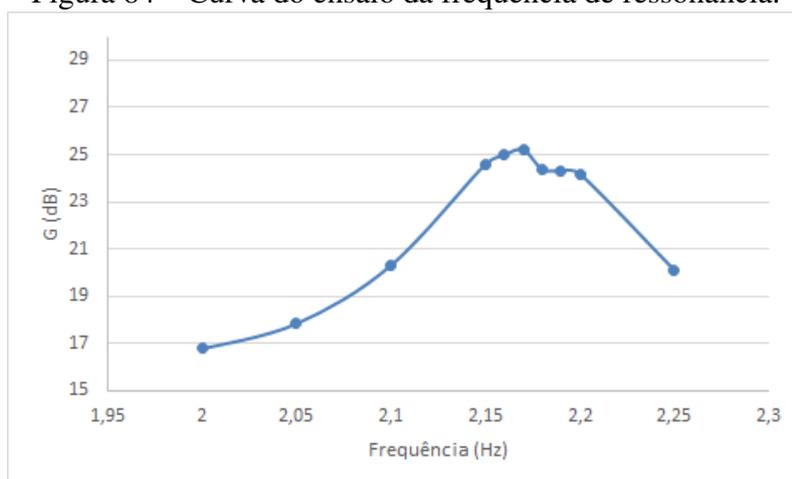
A frequência de ressonância experimental foi definida através de um teste variando a frequência experimental no entorno da calculada. Os resultados são apresentados nas Figuras 83 e 84.

Figura 83 – Tabela do ensaio da frequência de ressonância.

Frequência (Hz)	Posição superior (mm)					G(dB)
	Amp. Mín.	Amp. Máx.	Média	Pico a pico	Pico	
2,00	97,80	111,60	104,70	13,80	6,90	16,78
2,05	95,90	111,50	103,70	15,60	7,80	17,84
2,10	94,30	115,04	104,67	20,74	10,37	20,32
2,15	88,80	122,80	105,80	34,00	17,00	24,61
2,16	87,05	122,60	104,83	35,55	17,78	25,00
2,17	86,56	123,05	104,81	36,49	18,25	25,22
2,18	88,24	121,37	104,81	33,13	16,57	24,38
2,19	88,33	121,27	104,80	32,94	16,47	24,33
2,20	88,60	121,01	104,81	32,41	16,21	24,19
2,25	94,61	114,86	104,74	20,25	10,13	20,11

Fonte: do autor

Figura 84 – Curva do ensaio da frequência de ressonância.

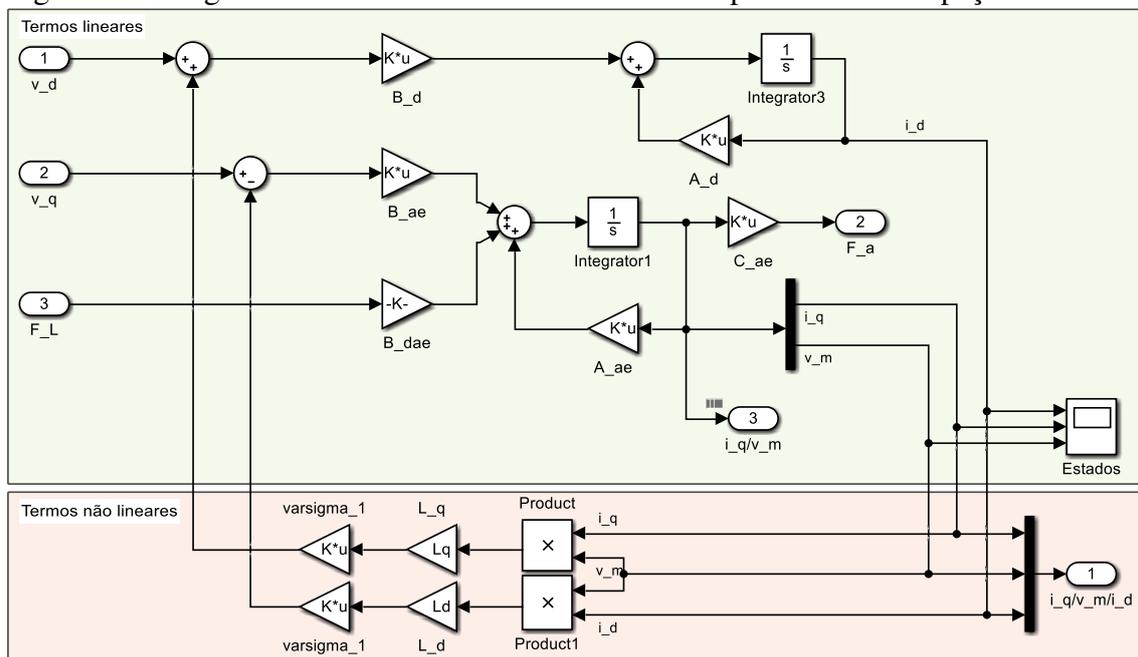


Fonte: do autor

APÊNDICE D DETALHAMENTO DOS BLOCOS

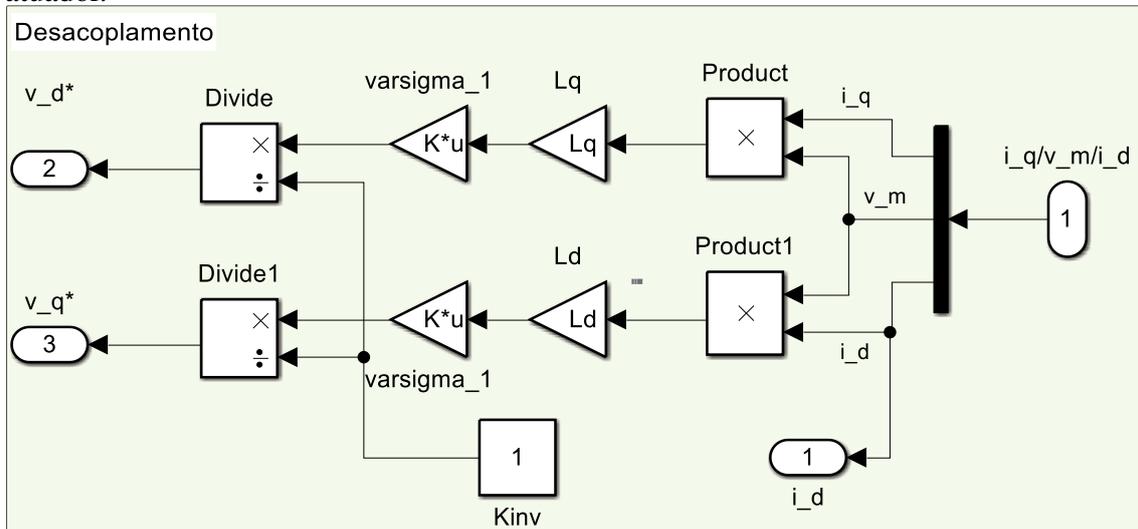
Esta seção ilustra o detalhamento dos blocos utilizados nos diagramas de controle apresentados nas Figuras 62, 64 e 65. O diagrama da Figura 85 representa o diagrama de blocos do atuador, a Figura 86 representa o diagrama do bloco de desacoplamento, a Figura 87 representa o diagrama de blocos da plataforma de suspensão e a Figura 88 representa o diagrama de blocos do *skyhook* ativo.

Figura 85 – Diagrama do modelo não linear do atuador representado no espaço de estados.



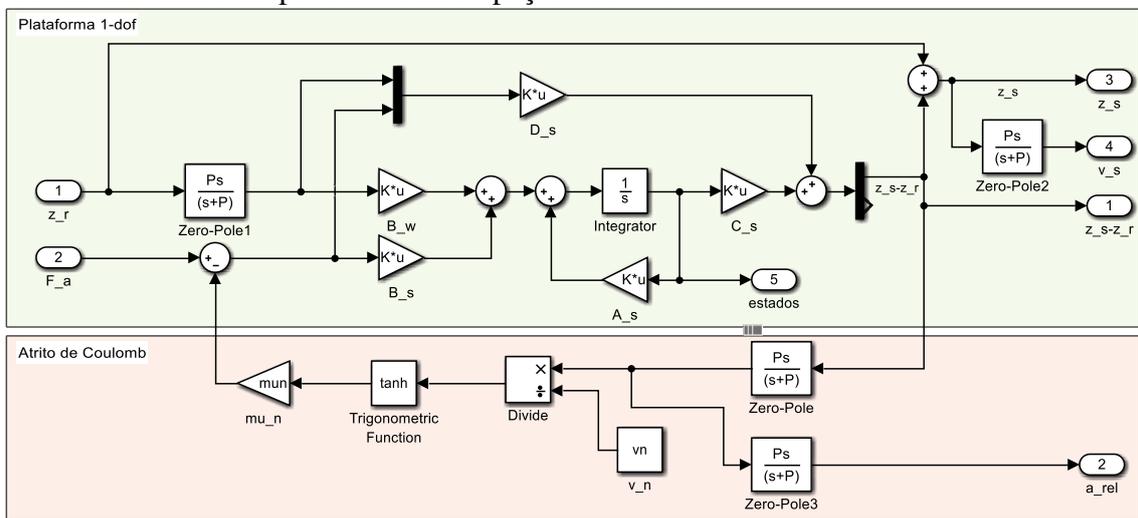
Fonte: do autor

Figura 86 – Diagrama do bloco de desacoplamento para realimentação linearizante do atuador.



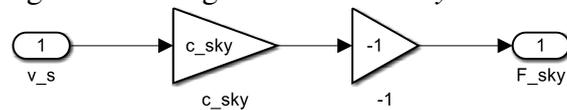
Fonte: do autor

Figura 87 – Diagrama do modelo da plataforma de suspensão com realimentação do termo de atrito não linear representado no espaço de estados.



Fonte: do autor

Figura 88 – Diagrama do bloco skyhook ativo.



Fonte: do autor