

**ESTUDO DE ALGORITMOS DE CONTROLE SEMI-ATIVO  
APLICADOS A AMORTECEDORES  
MAGNETORREOLÓGICOS**

**LUIS AUGUSTO LARA VALENCIA**

**TESE DE DOUTORADO EM ESTRUTURAS E  
CONSTRUÇÃO CIVIL**

**FACULDADE DE TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA**

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA**  
**FACULDADE DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA CIVIL E AMBIENTAL**

**ESTUDO DE ALGORITMOS DE CONTROLE SEMI-ATIVO**  
**APLICADOS A AMORTECEDORES**  
**MAGNETORREOLÓGICOS**

**LUIS AUGUSTO LARA VALENCIA**

**ORIENTADOR: JOSÉ LUIS VITAL DE BRITO**

**TESE DE DOUTORADO EM ESTRUTURAS E CONSTRUÇÃO CIVIL**

**PUBLICAÇÃO: E.TD – 001A/11**

**BRASÍLIA/DF: MAIO – 2011**

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA CIVIL**

**ESTUDO DE ALGORITMOS DE CONTROLE SEMI-ATIVO  
APLICADOS A AMORTECEDORES MAGNETORREOLÓGICOS**

**LUIS AUGUSTO LARA VALENCIA**

**TESE SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA  
CIVIL E AMBIENTAL DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA  
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA COMO PARTE DOS REQUISITOS  
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM  
ESTRUTURAS E CONSTRUÇÃO CIVIL.**

**APROVADA POR:**



---

**Prof José Luis Vital de Brito, DSc (ENC-UnB)  
(Orientador)**



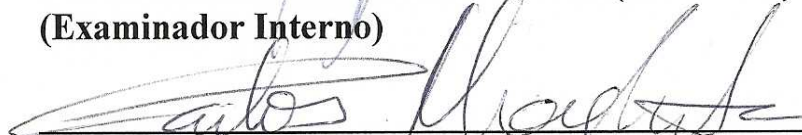
---

**Prof. Suzana Moreira Ávila, DSc (GAMA-UnB)  
(Examinadora Interna)**



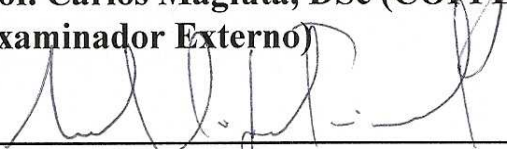
---

**Prof. Luciano Mendes Bezerra, PhD (ENC-UnB)  
(Examinador Interno)**



---

**Prof. Carlos Magluta, DSc (COPPE-UFRJ)  
(Examinador Externo)**



---

**Prof. Roberto Leal Pimentel, PhD (UFPB)  
(Examinador Externo)**

**BRASÍLIA/DF, 16 DE MAIO DE 2011**

## FICHA CATALOGRÁFICA

LARA VALENCIA, LUIS AUGUSTO

Estudo de Algoritmos de Controle Semi-Ativo Aplicados a Amortecedores Magnetorreológicos [Distrito Federal] 2011.

xxviii, 223p., 297 mm (ENC/FT/UnB, Doutor, Estruturas e Construção Civil, 2011).

Tese de Doutorado – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia. Departamento de Engenharia Civil e Ambiental.

1. Dinâmica estrutural

2. Controle semi-ativo

3. Amortecedores magnetorreológicos

4. Algoritmos de controle

I. ENC/FT/UnB

II. Título (série)

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

LARA V., L. A. (2011). Estudo de Algoritmos de Controle Semi-ativo Aplicados a Amortecedores Magnetorreológicos. Tese de Doutorado em Estruturas e Construção Civil, Publicação E.TD-001A/11, Departamento de Engenharia Civil e Ambiental, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 223p.

## CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Luis Augusto Lara Valencia.

TÍTULO: Estudo de Algoritmos de Controle Semi-ativo Aplicados a Amortecedores Magnetorreológicos.

GRAU: Doutor

ANO: 2011

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta tese de Doutorado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte dessa tese de doutorado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

Luis A. Lara V.

---

Luis Augusto Lara Valencia

# **DEDICATORIA**

**A las personas más importantes en mi vida, Yamile, Cesar Augusto, Miller del Pilar y Paola Fernanda.**

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus por acompanhar-me e guiar-me sempre.

Ao professor José Luís Vital de Brito, orientador deste trabalho.

Ao corpo docente e administrativo do programa de Pós-Graduação em Estruturas e Construção Civil da Universidade de Brasília.

Aos membros da Banca Examinadora.

À Universidade de Brasília (UnB), ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e ao governo Brasileiro pela oportunidade oferecida e pelo suporte financeiro.

A todos aqueles amigos que ficaram em Brasília, Wellington, Marcus, João, Gabriel, Jorge, Mauricio, Iris, Angela, Fabio, Aarão e Paulo.

À minha grande e linda família.

Aos meus pais Augusto e Pilar, sem seu apoio, amor e carinho nada de isto teria sido feito.

À minha irmã Paola, fonte de luz e alegria continua.

À minha amada esposa Yamile, quem sempre esteve ao meu lado dando-me amor, confiança e valor para acordar cada dia mais forte e cheio de energia. Obrigado meu amor.

## RESUMO

### ESTUDO DE ALGORITMOS DE CONTROLE SEMI-ATIVO APLICADOS A AMORTECEDORES MAGNETORREOLÓGICOS

**Autor:** Luis Augusto Lara Valencia

**Orientador:** José Luis Vital de Brito

**Programa de Pós-graduação em Estruturas e Construção Civil**

**Brasília, Maio de 2011**

A proteção de estruturas civis, incluindo seu conteúdo e ocupantes é, sem duvida nenhuma, uma preocupação a nível mundial. É por isso que um dos interesses principais da engenharia civil moderna centra-se no estudo de vibrações excessivas, indesejáveis não só desde o ponto de vista da segurança, mas também de comodidade. Uma alternativa para este problema é o controle estrutural, metodologia que procura reduzir a demanda de dissipação de energia nos membros estruturais sob a ação de forças dinâmicas mediante a alteração das propriedades mecânicas da estrutura. Um dos sistemas mais prometedores no campo do controle estrutural é o amortecedor magnetorreológico, dispositivo semi-ativo composto por um cilindro hidráulico, bobinas magnéticas e um fluido estimulável, denominado fluido magnetorreológico, cuja principal particularidade é sua habilidade para mudar, de maneira reversível e quando exposto a um campo magnético, de um estado líquido para um estado semi-sólido, em milissegundos. Estas peculiaridades fazem dos amortecedores MR uma ferramenta ideal para o controle de sistemas estruturais, pois com eles é possível administrar forças de amortecimento de forma rápida e segura a um custo relativamente baixo. No presente trabalho se estuda o desempenho de três diferentes projetos de controle que exerçam a função de administrar o sinal de comando de um par de amortecedores magnetorreológicos, com a finalidade de aplicar forças de controle que reduzam a resposta estrutural de um sistema apertado, composto por dois andares, quando submetido à ação de excitações externas. Os algoritmos propostos para análise são o regulador linear quadrático (LQR) associado ao algoritmo *clipped optimal*, um algoritmo baseado em redes neurais artificiais do tipo *NARX* e finalmente um algoritmo de tomada de decisões baseado em lógica difusa. As três estratégias de controle desenvolvidas indicaram serem ferramentas eficientes, robustas e confiáveis para ser utilizadas como administradoras de amortecedores magnetorreológicos.

**Palavras-chave:** Controle semi-ativo, Amortecedores magnetorreológicos, Algoritmos de controle, Sistemas inteligentes.

## **ABSTRACT**

### **STUDY OF SEMI-ACTIVE CONTROL ALGORITHM APPLIED IN MAGNETORHEOLOGICAL DAMPERS**

**Author: Luis Augusto Lara Valencia**

**Supervisor: José Luis Vital de Brito**

**Programa de Pós-graduação em Estruturas e Construção Civil**

**Brasília, May, 2011**

The protection of civil structures, including its contents and occupants are, without any doubt, a concern worldwide. This is the reason why one of the major concerns of modern civil engineering is focused on the study of excessive vibration, not only undesirable from the standpoint of security, but also convenience. An alternative to this problem is the structural control, which is a methodology that seeks to reduce demand for energy dissipation in structural members under the action of dynamic forces by changing the mechanical properties of the structure. One of the most promising device in the field of structural control is the magnetorheological damper, semi-active device compound by a hydraulic cylinder, magnetic coils and a stimuable fluid, called magnetorheological fluid, whose main feature is its ability to change, in a reversible way, from a linear viscous liquid state to a semi-solid in milliseconds when exposed to a magnetic field. These peculiarities make the MR dampers an ideal tool for the control of structural systems, because with them you can manage damping forces quickly and safely to a relatively low cost. This work studies the performance of three different control algorithms. Such algorithms perform the function of managing the command signal to a pair of magnetorheological dampers, to apply control forces to reduce the structural response of a framed system. The system is made of two stories, and it is subjected to the action of external dynamic excitation. The control algorithms under analyses are the linear quadratic regulator (LQR) associated with the clipped optimal algorithm, a *NARX* type algorithm based on artificial neural network composed of a prediction model and an inverse model. Finally, an algorithm of decision making based on fuzzy logic is also analyzed. The three control strategies developed indicated that they were efficient, robust and reliable to be used as administrators of magnetorheological dampers.

**Keywords:** Semi-active control, Magnetorheological dampers, Control algorithms, Intelligent systems.



# SUMÁRIO

<b>1 – INTRODUÇÃO.....</b>	<b>1</b>
<b>1.1 – APRESENTAÇÃO.....</b>	<b>1</b>
<b>1.2 – OBJETIVOS.....</b>	<b>4</b>
<b>1.3 – DESCRIÇÃO DO TRABALHO.....</b>	<b>5</b>
<b>2 – CONTROLE ESTRUTURAL SEMI-AATIVO.....</b>	<b>7</b>
<b>2.1 – INTRODUÇÃO.....</b>	<b>7</b>
<b>2.2 – DISPOSITIVOS DE CONTROLE SEMI-AATIVO.....</b>	<b>8</b>
<b>2.2.1 – Amortecedores de orifício variável.....</b>	<b>8</b>
<b>2.2.2 – Dispositivos de controle com rigidez variável.....</b>	<b>9</b>
<b>2.2.3 – Amortecedores de atrito variável.....</b>	<b>11</b>
<b>2.2.4 – Amortecedores de massa sintonizados semi-ativos.....</b>	<b>12</b>
<b>2.2.5 – Amortecedores sintonizados com coluna de líquido ajustável....</b>	<b>14</b>
<b>2.2.6 – Amortecedores de fluídos controláveis.....</b>	<b>16</b>
2.2.6.1 – Amortecedores eletrorreológicos (Amortecedores ER).....	16
<b>3 – AMORTECEDORES MAGNETORREOLÓGICOS.....</b>	<b>21</b>
<b>3.1 – INTRODUÇÃO.....</b>	<b>21</b>
<b>3.2 – FLUÍDOS MAGNETORREOLÓGICOS.....</b>	<b>22</b>
<b>3.3 – MODELOS DOS FLUÍDOS MR.....</b>	<b>27</b>
<b>3.4 – CARACTERÍSTICAS BÁSICAS E EXEMPLOS DE         AMORTECEDORES MR CONSTRUÍDOS EM ESCALA REAL.....</b>	<b>29</b>
<b>3.5 – MODELOS DOS AMORTECEDORES MR.....</b>	<b>33</b>
<b>3.5.1 – Modelos não-paramétricos.....</b>	<b>34</b>

3.5.2 – Modelos paramétricos.....	39
<b>4 – MODELO UTILIZADO.....</b>	<b>49</b>
4.1 – INTRODUÇÃO.....	49
4.2 – MODELAGEM DO EDIFÍCIO TIPO PORTICO.....	50
4.2.1 – Componentes.....	50
4.2.2 – Modelagem tridimensional do edifício por meio da hipótese do diafragma.....	52
4.2.2.1 – Primeiro passo: Determinação das matrizes de rigidez dos pórticos planos laterais do edifício.....	52
4.2.2.2 – Segundo passo: Aplicação do procedimento de condensação estática.....	53
4.2.2.3 – Terceiro passo: Transformação de coordenadas.....	54
4.2.2.4 – Quarto passo: Soma das contribuições dos pórticos laterais do edifício.....	55
4.2.3 – Parâmetros e propriedades do edifício.....	56
4.3 – MODELAGEM DOS AMORTECEDORES.....	58
4.3.1 – Propriedades e parâmetros dos amortecedores.....	58
4.3.2 – Modelo numérico dos amortecedores.....	60
<b>5 – CONTROLE SEMI-ATIVO DO MODELO MEDIANTE O USO DO REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO (LQR) ASSOCIADO AO ALGORITMO <i>CLIPPED OPTIMAL</i>.....</b>	<b>61</b>
5.1 – INTRODUÇÃO.....	61
5.2 – O PROBLEMA DO REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO (LQR).....	62
5.3 – SELEÇÃO DO SINAL DE COMANDO DO AMORTECEDOR MR.....	67
5.4 – RESULTADOS OBTIDOS.....	69

5.4.1 – Modelo submetido à ação da aceleração “A” .....	70
5.4.1.1 – Modelo submetido à ação da aceleração “A” nos casos passivo ligado e passivo desligado.....	70
5.4.1.2 – Modelo submetido à ação da aceleração “A” no caso semi-ativo utilizando o problema LQR associado ao algoritmo de seleção de sinal do controle <i>clipped optimal</i> .....	79
<b>5.4.2 – Modelo submetido à ação da aceleração “B”</b>	<b>90</b>
5.4.2.1 – Modelo submetido à ação da aceleração “B” nos casos passivo ligado e passivo desligado.....	91
5.4.2.2 – Modelo submetido à ação da aceleração “B” no caso semi-ativo utilizando o problema LQR associado ao algoritmo de seleção de sinal do controle <i>clipped optimal</i> .....	97
<b>6 – CONTROLE SEMI-ATIVO DO MODELO MEDIANTE O USO DE REDES NEURAIS ARTIFICIAIS (RNA).....</b>	<b>105</b>
<b>6.1 – INTRODUÇÃO.....</b>	<b>105</b>
<b>6.2 – REDES NEURAIS ARTIFICIAIS (RNA).....</b>	<b>106</b>
6.2.1 – Breve histórico das RNA.....	107
6.2.2 – A motivação biológica.....	108
6.2.3 – O neurônio artificial.....	111
6.2.4 – Tipos de função de ativação.....	113
6.2.5 – Arquiteturas de rede.....	115
<b>6.3 – REDES NARX.....</b>	<b>118</b>
<b>6.4 – O APRENDIZADO SUPERVISIONADO.....</b>	<b>122</b>
<b>6.5 – RETROPROPAGAÇÃO DO ERRO.....</b>	<b>124</b>
6.5.1 – Retropropagação para uma rede recorrente.....	131
<b>6.6 – ALGORITMO DE TREINAMENTO LEVENBERG- MARQUARDT.....</b>	<b>133</b>

<b>6.7 – PROJETO DE CONTROLE DESENVOLVIDO COM BASE EM REDES NEURAS ARTIFICIAIS DO TIPO <i>NARX</i>.....</b>	<b>135</b>
6.7.1 – Modelo de predição da força ótima de controle.....	138
6.7.2 – Modelo inverso aplicado para determinar a voltagem do dispositivo de controle.....	144
<b>6.8 – RESULTADOS OBTIDOS.....</b>	<b>148</b>
6.8.1 – Modelo submetido à ação da aceleração “A” utilizando o projeto de controle desenvolvido com base em redes neurais artificiais do tipo <i>NARX</i> .....	149
6.8.2 – Modelo submetido à ação da aceleração “B” utilizando o projeto de controle desenvolvido com base em redes neurais artificiais do tipo <i>NARX</i> .....	157
<b>7 – CONTROLE SEMI-ATIVO DO MODELO UTILIZANDO LÓGICA DIFUSA (LÓGICA FUZZY).....</b>	<b>167</b>
7.1 – INTRODUÇÃO.....	167
7.2 – NOÇÕES BÁSICAS DE LÓGICA DIFUSA.....	168
7.2.1 – Conjuntos difusos.....	170
7.2.2 – Fuzzificação.....	172
7.2.3 – Tomada de decisões.....	172
7.2.4 – Defuzzificação.....	173
7.2.4.1 – Método do centróide.....	173
7.2.4.2 – Método da média ponderada dos máximos.....	174
7.3 – PROJETO DE CONTROLE DESENVOLVIDO COM BASE EM LÓGICA DIFUSA.....	174
7.3.1 – Exemplo numérico do funcionamento do controlador difuso projetado.....	179
7.4 – RESULTADOS OBTIDOS.....	181
7.4.1 – Modelo submetido à ação da aceleração “A” utilizando o projeto de controle desenvolvido com base em lógica difusa.....	181

7.4.2 – Modelo submetido à ação da aceleração “B” utilizando o projeto de controle desenvolvido com base em lógica difusa.....	192
<b>8 – CONCLUSÕES E SUGESTÕES.....</b>	<b>204</b>
8.1 – INTRODUÇÃO.....	204
8.2 – CONCLUSÕES.....	205
8.3 – SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	209
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>212</b>

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Principais propriedades físicas dos fluídos ER.....	18
Tabela 3.1 – Propriedades básicas de três diferentes tipos de fluídos (Modificado de <i>Lord Technical Data MRF-122EG, MRF-132D e MRF-140CG Magneto-Rheological Fluid</i> ).....	24
Tabela 3.2 – Resumo das propriedades dos fluídos MR e ER (Modificado de Yang, 2001).....	27
Tabela 3.3 – Parâmetros de projeto do amortecedor de 20 tf. <i>Rheonetic MRD-9000</i> (Modificado de Yang, 2001).....	33
Tabela 4.1 – Parâmetros das seções dos componentes estruturais do pórtico.....	51
Tabela 4.2 – Períodos e frequências fundamentais do modelo (Modificado de Carneiro, 2009).....	57
Tabela 4.3 – Propriedades do amortecedor MR RD-1005-3 (Modificado de <i>Lord Technical Data RD-1005-3 Damper</i> ).....	59
Tabela 4.4 – Parâmetros constantes do amortecedor MR RD-1005-3 (Modificado de Carneiro, 2009).....	59
Tabela 5.1 – Deslocamentos obtidos para o sistema operado em modo passivo desligado e ligado submetido à ação da aceleração “A”.....	73
Tabela 5.2 – Velocidades obtidas para o sistema operado em modo passivo desligado e ligado submetido à ação da aceleração “A”.....	75
Tabela 5.3 – Acelerações obtidas para o sistema operado em modo passivo desligado e ligado submetido à ação da aceleração “A”.....	77
Tabela 5.4 – Índices de desempenho do sistema controlado de forma passiva submetido à ação da aceleração “A”.....	78
Tabela 5.5 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelo controle semi-ativo LQR quando submetido à ação da aceleração “A”.....	85
Tabela 5.6 – Índices de desempenho do sistema controlado de forma semi-ativa pelo controle LQR submetido à ação da aceleração “A”.....	88
Tabela 5.7 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelos controles passivo ligado e passivo desligado quando submetidos à ação da aceleração “B”.....	95

Tabela 5.8 – Índices de desempenho do sistema controlado de forma passiva submetido à ação da aceleração “B”.....	96
Tabela 5.9 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelo controle semi-ativo LQR quando submetido à ação da aceleração “B”.....	98
Tabela 5.10 – Índices de desempenho do sistema controlado de forma semi-ativa pelo controle LQR submetido à ação da aceleração “B”.....	102
Tabela 6.1 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelo controle semi-ativo baseado em redes do tipo <i>NARX</i> quando submetido à ação da aceleração “A”.....	150
Tabela 6.2 – Índices de desempenho do sistema controlado mediante redes neurais artificiais submetido à ação da aceleração “A”.....	155
Tabela 6.3 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelo controle semi-ativo baseado em redes do tipo <i>NARX</i> quando submetido à ação da aceleração “B”.....	159
Tabela 6.4 – Índices de desempenho do sistema controlado mediante redes neurais artificiais submetido à ação da aceleração “B”.....	164
Tabela 7.1 – Sistema de inferência utilizado (Modificado de Liu et al., 2001).....	178
Tabela 7.2 – Cálculo dos graus de pertinência da saída do controlador para o exemplo proposto.....	180
Tabela 7.3 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelo controle semi-ativo baseado em lógica difusa quando submetido à ação da aceleração “A”.....	182
Tabela 7.4 – Índices de desempenho do sistema controlado mediante lógica difusa submetido à ação da aceleração “A”.....	190
Tabela 7.5 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelo controle semi-ativo baseado em lógica difusa quando submetido à ação da aceleração “B”.....	194
Tabela 7.6 – Índices de desempenho do sistema controlado mediante lógica difusa submetido à ação da aceleração “B”.....	201

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Esquema de um amortecedor de orifício variável.....	8
Figura 2.2 – Amortecedores de orifício variável instalados na ponte Walnut Creek na estrada interestadual I35 nos Estados Unidos (Yang, 2001).....	9
Figura 2.3 – Dispositivo de controle com rigidez variável testado por Kobori <i>et al.</i> (1993).....	10
Figura 2.4 – Esquema do amortecedor de atrito variável.....	11
Figura 2.5 – Esquema do amortecedor sintonizado com coluna de líquido ajustável.....	14
Figura 2.6 – Comportamento do modelo de Bingham (a) no plano “Tensão vs. Taxa de Deformação” e (b) no plano “Força vs. Deslocamento”.....	17
Figura 3.1 – Fluido MR (a) sem presença de um campo magnético e (b) sob a influência de um campo magnético.....	22
Figura 3.2 – Características do fluido MR-122EG. (a) Propriedades magnéticas e (b) Tensão de escoamento em função do campo magnético. (Modificado de <i>Lord Technical Data MRF-122EG Magneto-Rheological Fluid</i> ).....	25
Figura 3.3 – Modelos viscoplásticos de fluidos MR.....	28
Figura 3.4 – Modos básicos de operação dos dispositivos que utilizam fluidos controláveis. (Modificado de Yang, 2001).....	30
Figura 3.5 – Amortecedor MR SD-1000. (Modificado de Dyke, 1996).....	31
Figura 3.6 – Amortecedor sísmico protótipo <i>Rheonetic</i> MRD-9000. (Modificado de Yang, 2001).....	32
Figura 3.7 – Modelo de Bingham para amortecedores de fluido controláveis.....	40
Figura 3.8 – Comparação entre as respostas obtidas experimentalmente e com o modelo de Bingham. (Modificado de Dyke, 1996).....	41
Figura 3.9 – Modelo estendido de Bingham para amortecedores de fluido controláveis proposto por Gamota e Filisko (1991).....	42



Figura 3.10 – Comparação entre as respostas obtidas experimentalmente e com o modelo estendido de Bingham proposto por Gamota e Filisko (1991). (Modificado de Dyke, 1996).....	43
Figura 3.11 – Modelo de Bouc-Wen para amortecedores MR.....	44
Figura 3.12 – Comparação entre as respostas obtidas experimentalmente e com o modelo de Bouc-Wen. (Modificado de Dyke, 1996).....	45
Figura 3.13 – Modelo fenomenológico para amortecedores MR.....	46
Figura 3.14 – Comparação entre as respostas obtidas experimentalmente e com o modelo fenomenológico. (Modificado de Dyke, 1996).....	47
Figura 4.1 – Pórtico experimental da Universidade de Basilicata. (Carneiro, 2009).....	50
Figura 4.2 – Pórtico original descomposto em quatro pórticos planos.....	53
Figura 4.3 – Transformação das matrizes de rigidez condensadas dos pórticos planos das coordenadas locais para as coordenadas globais.....	55
Figura 4.4 – Modos de vibração do primeiro pavimento do modelo. (Carneiro, 2009).....	58
Figura 5.1 – Representação gráfica do algoritmo de seleção da voltagem dos amortecedores MR.....	68
Figura 5.2 – Registro da aceleração “A”.....	70
Figura 5.3 – Deslocamentos do modelo sem controle e controlado de forma passiva pelos amortecedores MR nos casos ligado e desligado quando submetido à ação da aceleração “A”: a) Primeiro andar e b) Segundo andar.....	71
Figura 5.4 – Velocidades do modelo sem controle e controlado de forma passiva pelos amortecedores MR nos casos ligado e desligado quando submetido à ação da aceleração “A”: a) Primeiro andar e b) Segundo andar.....	74
Figura 5.5 – Acelerações do modelo sem controle e controlado de forma passiva pelos amortecedores MR nos casos ligado e desligado quando submetido à ação da aceleração “A”: a) Primeiro andar e b) Segundo andar.....	76

Figura 5.6 – Respostas no primeiro andar do modelo para os casos sem controle e controlado mediante o LQR quando submetido à ação da aceleração “A”: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	81
Figura 5.7 – Respostas no segundo andar do modelo para os casos sem controle e controlado mediante o LQR quando submetido à ação da aceleração “A”: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	82
Figura 5.8 – Variação da voltagem no sistema controlado no modo semi-ativo quando submetido à ação da aceleração “A”.....	86
Figura 5.9 – Comportamento da força dos amortecedores MR no controle semi-ativo quando submetido à ação da aceleração “A”. Variações em relação a: a) Tempo, b) Deslocamento e c) Velocidade.....	87
Figura 5.10 – Variação do valor do índice I1 para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “A”.....	88
Figura 5.11 – Variação do valor do índice I2 para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “A”.....	89
Figura 5.12 – Variação do valor do índice I3 para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “A”.....	89
Figura 5.13 – Variação do valor do índice I4 para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “A”.....	90
Figura 5.14 – Registro da aceleração “B”.....	91
Figura 5.15 – Respostas no primeiro andar do modelo para os casos sem controle e com controle passivo nos casos ligado e desligado quando submetido à ação da aceleração “B”: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	93
Figura 5.16 – Respostas no segundo andar do modelo para os casos sem controle e com controle passivo nos casos ligado e desligado quando submetido à ação da aceleração “B”: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	94
Figura 5.17 – Respostas no primeiro andar do modelo para os casos sem controle e controlado mediante o LQR quando submetido à ação da aceleração “B”: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	99

Figura 5.18 – Respostas no segundo andar do modelo para os casos sem controle e controlado mediante o LQR quando submetido à ação da aceleração “ <i>B</i> ”: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração...	100
Figura 5.19 – Variação da voltagem no sistema controlado no modo semi-ativo quando submetido à ação da aceleração “ <i>B</i> ” .....	101
Figura 5.20 – Comportamento da força dos amortecedores MR ao longo do tempo no controle semi-ativo quando submetido à ação da aceleração “ <i>B</i> ” .....	101
Figura 5.21 – Variação do valor do índice I1 para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “ <i>B</i> ” .....	103
Figura 5.22 – Variação do valor do índice I2 para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “ <i>B</i> ” .....	103
Figura 5.23 – Variação do valor do índice I3 para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “ <i>B</i> ” .....	104
Figura 5.24 – Variação do valor do índice I4 para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “ <i>B</i> ” .....	104
Figura 6.1 – Representação em diagrama em blocos do sistema nervoso (Haykin, 2001).....	108
Figura 6.2 – Representação do neurônio.....	110
Figura 6.3 – Modelo do neurônio artificial.....	112
Figura 6.4 – Funções de ativação: a) Função limiar, b) Função linear por partes, c) Função sigmóide logística e d) Função sigmóide tangente hiperbólica.....	113
Figura 6.5 – Exemplo de rede alimentada adiante com camada única.....	115
Figura 6.6 – Exemplo de rede alimentada diretamente com múltiplas camadas....	116
Figura 6.7 – Exemplo de rede recorrente.....	117
Figura 6.8 – Modelo de rede <i>NARX</i> com três neurônios ocultos.....	119
Figura 6.9 – Fluxo de sinais ressaltando os detalhes do neurônio de saída <i>j</i> .....	125
Figura 6.10 – Projeto de controle do modelo mediante o uso de RNA.....	136
Figura 6.11 – Rede <i>NARX</i> utilizada no modelo de predição da força ótima de controle.....	139

Figura 6.12 – Voltagem gerada para os processos de treinamento e validação do modelo de predição.....	140
Figura 6.13 – Aceleração gerada para ser aplicada na base da estrutura no modelo de predição.....	141
Figura 6.14 – Valores de resposta utilizados para treinamento e validação do modelo de predição: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração do primeiro andar da estrutura.....	142
Figura 6.15 – Força de controle gerada a partir do modelo fenomenológico do amortecedor MR para o treinamento e validação do modelo de predição.....	143
Figura 6.16 – Exemplo de rede <i>NARX</i> implementada no <i>Neural Network Toolbox</i> do <i>MATLAB</i> .....	144
Figura 6.17 – Rede <i>NARX</i> utilizada no modelo inverso aplicado para determinar a voltagem do dispositivo de controle.....	145
Figura 6.18 – Voltagem gerada para os processos de treinamento e validação do modelo inverso.....	146
Figura 6.19 – Aceleração gerada para ser aplicada na base da estrutura no modelo inverso.....	146
Figura 6.20 – Valores de resposta utilizados para treinamento e validação do modelo inverso: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração do primeiro andar da estrutura.....	147
Figura 6.21 – Força de controle gerada a partir do modelo fenomenológico do amortecedor MR para o treinamento e validação do modelo inverso.....	148
Figura 6.22 – Respostas no primeiro andar do modelo sob a ação da aceleração “A” para os casos sem controle e com controle por RNA: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	151
Figura 6.23 – Respostas no segundo andar do modelo sob a ação da aceleração “A” para os casos sem controle e com controle por RNA: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	152
Figura 6.24 – Variação da voltagem ao longo do tempo no sistema controlado por RNA quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “A”.....	153

Figura 6.25 – Comportamento da força dos amortecedores MR no sistema controlado por RNA quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “A”. Variações em relação a: a) Tempo, b) Deslocamento e c) Velocidade.....	154
Figura 6.26 – Variação do índice I1 analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “A” .....	156
Figura 6.27 – Variação do índice I2 analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “A” .....	156
Figura 6.28 – Variação do índice I3 analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “A” .....	157
Figura 6.29 – Variação do índice I4 analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “A” .....	157
Figura 6.30 – Respostas no primeiro andar do modelo sob a ação da aceleração “B” para os casos sem controle e com controle por RNA: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	160
Figura 6.31 – Respostas no segundo andar do modelo sob a ação da aceleração “B” para os casos sem controle e com controle por RNA: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	161
Figura 6.32 – Variação da voltagem ao longo do tempo no sistema controlado por RNA quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “B” .....	162
Figura 6.33 – Comportamento da força dos amortecedores MR no sistema controlado por RNA quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “B”. Variações em relação a: a) Tempo, b) Deslocamento e c) Velocidade.....	163
Figura 6.34 – Variação do índice I1 analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “B” .....	164

Figura 6.35 – Variação do índice I2 analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “B” .....	165
Figura 6.36 – Variação do índice I3 analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “B” .....	165
Figura 6.37 – Variação do índice I4 analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “B” .....	166
Figura 7.1 – Funcionamento de um sistema difuso.....	170
Figura 7.2 – Formas de diferentes tipos de funções de pertinência: a) Função triangular, b) Função trapezoidal, c) Função curva, d) Função singleton, e) Função discreta e f) Função linear por partes.....	172
Figura 7.3 – Projeto de controle desenvolvido com base em lógica difusa.....	174
Figura 7.4 – Funções de pertinência das entradas do controlador.....	176
Figura 7.5 – Funções de pertinência das saídas do controlador.....	177
Figura 7.6 – Determinação dos graus de pertinência dos valores de entrada do exemplo proposto.....	179
Figura 7.7 – Determinação dos graus de pertinência dos valores de saída do exemplo proposto.....	180
Figura 7.8 – Respostas no primeiro andar do modelo sob a ação da aceleração “A” para os casos sem controle e com controle difuso: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	184
Figura 7.9 – Respostas no segundo andar do modelo sob a ação da aceleração “A” para os casos sem controle e com controle difuso: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	185
Figura 7.10 – Respostas no primeiro andar do modelo sob a ação da aceleração “A” para os diferentes controladores analisados: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	186
Figura 7.11 – Respostas no segundo andar do modelo sob a ação da aceleração “A” para os diferentes controladores analisados: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	187

Figura 7.12 – Variação da voltagem ao longo do tempo no sistema controlado por lógica difusa quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “A”.....	188
Figura 7.13 – Comportamento da força dos amortecedores MR no sistema controlado por lógica difusa quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “A”. Variações em relação a: a) Tempo, b) Deslocamento e c) Velocidade.....	189
Figura 7.14 – Variação do índice I1 para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “A”.....	191
Figura 7.15 – Variação do índice I2 para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “A”.....	191
Figura 7.16 – Variação do índice I3 para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “A”.....	192
Figura 7.17 – Variação do índice I4 para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “A”.....	192
Figura 7.18 – Respostas no primeiro andar do modelo sob a ação da aceleração “B” para os casos sem controle e com controle difuso: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	195
Figura 7.19 – Respostas no segundo andar do modelo sob a ação da aceleração “B” para os casos sem controle e com controle difuso: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	196
Figura 7.20 – Respostas no primeiro andar do modelo sob a ação da aceleração “B” para os diferentes controladores analisados: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	197
Figura 7.21 – Respostas no segundo andar do modelo sob a ação da aceleração “B” para os diferentes controladores analisados: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.....	198

Figura 7.22 – Variação da voltagem ao longo do tempo no sistema controlado por lógica difusa quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “B” .....	199
Figura 7.23 – Comportamento da força dos amortecedores MR no sistema controlado por lógica difusa quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “B”. Variações em relação a: a) Tempo, b) Deslocamento e c) Velocidade.....	200
Figura 7.24 – Variação do índice I1 para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “B” .....	202
Figura 7.25 – Variação do índice I2 para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “B” .....	202
Figura 7.26 – Variação do índice I3 para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “B” .....	203
Figura 7.27 – Variação do índice I4 para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “B” .....	203



## LISTA DE SÍMBOLOS

<b><math>A</math></b>	– Matriz de estado do sistema
ALS	– Amortecedor de liquido sintonizado
AMS	– Amortecedor de massa sintonizado
ANFIS	– <i>Adaptative Neuro-Fuzzy Inference System</i>
ASCLA	– Amortecedor sintonizado com coluna de liquido ajustável
<b><math>B</math></b>	– Matriz de localização dos dispositivos de controle
B	– Densidade de fluxo magnético (indução magnética)
$b_k$	– Bias
<b><math>C</math></b>	– Matriz de amortecimento da estrutura
$c_0$	– Coeficiente de amortecimento viscoso do amortecedor observado em altas velocidades
<b><math>D</math></b>	– Matriz de localização das forças de controle
$D$	– Matriz de regularização
$d$	– Valores de saída reais
$d_i$	– Deslocamento relativo entre andares do sistema controlado
$d_k$	– Valor da resposta desejada na saída do neurônio $k$
$d_{max}$	– Deslocamento máximo entre andares do sistema sem controle
DPC	– Departamento de Proteção Civil Italiano
<b><math>E</math></b>	– Matriz de localização das excitações externas
$e_k$	– Sinal de erro na saída do neurônio $k$
ER	– Eletrorreológico
<b><math>f</math></b>	– Vetor de excitação externa aplicada no sistema
$F$	– Força
$f_f$	– Força de atrito
$F_y$	– Força de escoamento

$f^{(i)}$	– Direção de busca do algoritmo Levenberg-Marquardt
$\mathbf{G}$	– Ganho do controle
$\mathbf{H}$	– Matriz de localização da excitação externa
$H$	– Excitação magnética
$\mathcal{H}$	– Hamiltoniano
$H(\cdot)$	– Função degrau unitario
$\mathbf{I}$	– Matriz identidade
$\mathbf{I}_1$	– Índice de desempenho do deslocamento
$\mathbf{I}_2$	– Índice de desempenho da velocidade
$\mathbf{I}_3$	– Índice de desempenho da aceleração
$\mathbf{I}_4$	– Índice de desempenho do deslocamento relativo entre andares
$J$	– Índice de performance
$\mathbf{K}$	– Matriz de rigidez da estrutura
$k_0$	– Rigidez da mola do amortecedor em altas velocidades
$k_1$	– Rigidez do acumulador
$k_d$	– Fator de escala para o deslocamento
$k_v$	– Fator de escala para a velocidade
$\hat{\mathbf{K}}$	– Matriz de rigidez condensada
$\hat{\mathbf{K}}^*$	– Matriz de rigidez do pórtico tridimensional
$\hat{\mathbf{K}}_i$	– Matriz de rigidez condensada do pórtico $i$ em coordenadas locais
$\hat{\mathbf{K}}_i^*$	– Matriz de rigidez condensada do pórtico $i$ em coordenadas globais
$L$	– Lagrangiano
$L_N$	– Aproximação quadrática resultante para a $i$ -ésima iteração obtida de uma expansão truncada da serie de Taylor
LQR	– Regulador linear quadrático
$\mathbf{M}$	– Matriz de massa da estrutura

$\max_{t,i}(\cdot)$	– Valor máximo no andar $i$ ao longo do tempo $t$
MR	– Magnetorreológico
$N$	– Força normal na interface de atrito
NARX	– Modelo auto-regressivo não-linear com entradas exógenas
NG	– Negativo grande
NM	– Negativo mediano
NP	– Negativo pequeno
$n_d$	– Valores de entrada normalizados no universo das funções de pertinência do deslocamento
$n_v$	– Valores de entrada normalizados no universo das funções de pertinência da velocidade
OBS	– <i>Optimal Brain Surgeon</i>
$P$	– Matriz de Riccati
PECC	– Programa de Pós-graduação em Estruturas e Construção Civil da Universidade de Brasília
PG	– Positivo grande
PM	– Positivo mediano
PP	– Positivo pequeno
$p_t$	– Carregamento dinâmico associado aos graus de liberdades com massa
$Q$	– Matriz de ponderação relativa às variáveis de estado
$R$	– Matriz de ponderação relativa às forças de controle
ReLUIIS	– Rede de Laboratórios Universitários Italianos de Engenharia Sísmica
RMS	– Valor quadrático médio
RNA	– Redes neurais artificiais
$s$	– Valor numérico da saída do método do centróide
$U$	– Vetor de respostas da estrutura

$\mathbf{u}$	– Vetor de forças de controle
$\mathbf{u}_c$	– Vetor de força de controle desejada
$u_k$	– Saída do combinador linear
$\mathbf{u}_0$	– Graus de liberdade com massa nula
$\mathbf{u}_t$	– Graus de liberdade com massa
$u_{xi}$	– Deslocamento do andar $i$ na direção $x$
$u_{yi}$	– Deslocamento do andar $i$ na direção $y$
$u_{\theta i}$	– Rotação do andar $i$ em torno do eixo vertical $z$
$V$	– Valor de voltagem a aplicar aos amortecedores MR
$\mathbf{v}_i$	– Vetor de voltagem de comando
$v_k$	– Campo local induzido
$V_{max}$	– Voltagem máxima
$w_{kj}$	– Peso sináptico da sinapse $j$ conectada ao neurônio $k$
$\mathbf{x}$	– Vetor de deslocamento do sistema
$x$	– Deslocamento
$\dot{x}$	– Velocidade
$X''$	– Aceleração atuante na estrutura
$x_j$	– Sinais de entrada
$x_i(max)$	– Valores centrais ativados no eixo das abscissas
$X_i$	– Deslocamento relativo de cada andar
$\dot{X}_i$	– Velocidade relativa de cada andar
$\ddot{X}_i$	– Aceleração relativa de cada andar
$X_{max}$	– Deslocamento máximo do sistema sem controle
$\dot{X}_{max}$	– Velocidade máxima do sistema sem controle
$\ddot{X}_{max}$	– Aceleração máxima do sistema sem controle
$x_0$	– Deslocamento inicial da mola do amortecedor

XOR	– Função ou-exclusivo
$y_k$	– Sinal de saída do neurônio $k$
$\mathbf{z}$	– Vetor de estado do sistema
$z$	– Variável evolutiva
$Z^N$	– Conjunto de dados de treinamento
$z^{-1}$	– Linha de atraso
ZO	–Zero
$\mathbf{0}$	– Matriz nula
$\alpha$	– Parâmetro de Bouc-Wen associado com a tensão de escoamento do fluido MR
$\dot{\gamma}$	– Taxa de deformação do cisalhamento
$\delta A_i$	– Valores das áreas entre o grau de pertinência e o eixo das abscissas
$\delta_j$	– Gradiente local
$\Delta w_{kj}$	– Ajuste sináptico aplicado ao peso sináptico da sinapse $j$ conectada ao neurônio $k$
$\mathcal{E}_{med}$	– Função de custo como medida do desempenho da aprendizagem
$\mathcal{E}_N$	– Função de energia do erro
$\mathcal{E}'_N$	– Gradiente da velocidade no espaço dos pesos sinápticos
$\mathcal{E}''_N$	– Mudança do gradiente da velocidade no espaço dos pesos sinápticos
$\eta$	– Coeficiente de viscosidade
$\eta_e$	– Viscosidade plástica equivalente
$\eta_P$	– Viscosidade plástica
$\hat{\theta}$	– Conjunto de pesos sinápticos
$\lambda$	– Vetor de co-estado (Multiplicador de Lagrange)
$\mu$	– Coeficiente de atrito
$\mu_A(x)$	– Grau de pertencia de um elemento $x$ no conjunto difuso $A$
$\xi$	– Valor instantâneo da energia de erro

$\tau$	– Tensão de cisalhamento aplicada
$\tau_0$	– Tensão de escoamento máxima
$\tau_y$	– Tensão de escoamento
$\Phi(\cdot)$	– Mapeamento $\mathbb{R}^{2q} \rightarrow \mathbb{R}$
$\varphi(\cdot)$	– Função de ativação
$\Psi(\cdot)$	– Aplicação $\mathbb{R}^{2q-1} \rightarrow \mathbb{R}^q$

# **1 – INTRODUÇÃO**

## **1.1 – APRESENTAÇÃO**

Entre as principais preocupações da engenharia civil encontra-se a ocorrência de vibrações excessivas, indesejáveis do ponto de vista estrutural, já que podem causar danos nos sistemas devido ao alto valor dos esforços solicitantes provocados. As vibrações também podem ocasionar a fadiga dos elementos estruturais, além de provocar desconforto nos indivíduos que utilizam as construções regularmente, como também comprometer sua segurança.

Para combater os efeitos das vibrações excessivas em sistemas estruturais, vem sendo desenvolvida nas últimas décadas uma metodologia denominada controle estrutural. Basicamente, o controle estrutural é uma técnica que procura reduzir a demanda de dissipação de energia nos membros estruturais sob a ação de forças externas. Geralmente, esta redução é alcançada alterando as propriedades de rigidez e amortecimento da estrutura pela aplicação de dispositivos externos ou pela ação de forças externas.

Na literatura é comum encontrar uma classificação composta por quatro subtipos de controle estrutural denominados de controle passivo, ativo, híbrido e semi-ativo. Os dois primeiros sistemas, controles passivo e ativo, se fundamentam nos opostos da aplicação dos meios disponíveis com vista à redução das vibrações, pois enquanto os sistemas passivos se caracterizam por não precisar de fontes externas para dissipar a energia presente no sistema, os sistemas ativos baseiam seu funcionamento na injeção de grandes quantidades de energia em dispositivos que introduzem forças nas estruturas controladas. Já as estratégias de controle híbrido e semi-ativo encontram-se no ponto médio entre as necessidades dos sistemas passivo e ativo, aproveitando propriedades e vantagens de cada um destes sistemas de controle. No caso dos sistemas híbridos, o controle se efetua mediante a combinação das funcionalidades dos sistemas passivo e ativo, de tal maneira que os dispositivos são programados para atuar inicialmente de forma passiva, sendo esta

condição unicamente alterada nos casos em que as capacidades do sistema passivo são superadas pelas exigências da excitação atuante na estrutura, respondendo introduzindo uma força externa ao sistema, melhorando desta forma o desempenho do dispositivo de controle. Já o funcionamento dos sistemas de controle semi-ativo é um pouco diferente, pois eles permitem modificar as propriedades mecânicas do sistema controlado mediante a injeção de pequenas quantidades de energia, conseguindo operar com fontes de energia externas portáteis como baterias.

Este último tipo de sistemas são, talvez, os dispositivos mais promissores no controle estrutural, pois basicamente apresentam os mesmos benefícios e desempenho dos sistemas ativos sem necessitar de elevadas quantidades de energia para alimentar os dispositivos dissipadores. Embora exista uma ampla variedade de dispositivos semi-ativos, ao longo dos últimos anos um dispositivo específico tem chamado a atenção da comunidade científica mundial, devido principalmente ao seu bom desempenho. Este dispositivo, classificado como um amortecedor de fluido controlável, é denominado amortecedor magnetorreológico.

Os amortecedores magnetorreológicos (MR) são dispositivos de controle semi-ativo compostos por um cilindro hidráulico, bobinas magnéticas e um fluido estimulável, chamado de fluido magnetorreológico, que consiste de partículas magneticamente polarizáveis suspensas em um meio oleoso, cuja principal particularidade é sua habilidade para mudar, de maneira reversível, de um estado líquido linear viscoso de livre fluxo para um estado semi-sólido em milissegundos, quando exposto a um campo magnético. Esta peculiaridade faz dos amortecedores MR uma ferramenta ideal para o controle de sistemas estruturais, pois com eles é possível mudar as forças de amortecimento de forma simples, rápida e segura a um custo relativamente baixo.

Apesar das características únicas destes dispositivos, o número de pesquisas referentes ao controle de estruturas civis utilizando estes mecanismos é relativamente pequeno, devido em grande parte à dificuldade de modelar o comportamento altamente não-linear e complexo dos amortecedores MR. Não obstante, uma série de avanços teóricos surgidos ao final dos anos 1990, especificamente no ajuste do modelo matemático, têm contribuído para o progresso e estímulo de pesquisas com este tipo de mecanismo, particularmente no



que diz respeito ao desenvolvimento de algoritmos de controle efetivos que potencializem o seu desempenho.

Pensando no enorme potencial deste tipo de dissipadores, vem sendo desenvolvida no programa de Pós-Graduação em Estruturas e Construção Civil da Universidade de Brasília uma linha de pesquisa focada no controle semi-ativo de estruturas civis mediante o emprego de amortecedores magnetorreológicos. Esta linha de estudo iniciou-se recentemente com a tese de doutorado elaborada por Carneiro (2009), onde foi realizada uma análise introdutória de algoritmos de controle semi-ativos baseados em técnicas de minimização de índices de desempenho. Assim, Carneiro (2009) projetou um controlador do tipo *clipped-optimal* baseado no problema do regulador linear quadrático (LQR) e uma estratégia de controle que utilizava o regulador linear gaussiano (LQG). A avaliação do desempenho dos algoritmos de controle desenvolvidos foi realizada aplicando os mencionados projetos de controle num modelo de um edifício de dois andares empregado no projeto de pesquisa conjunta ReLUIIS-DPC 2005-2008 (Rede de Laboratórios Universitários Italianos de Engenharia Sísmica (ReLUIIS) e o Departamento de Proteção Civil Italiano (DPC)), no qual a autora participou ao realizar um estágio na Universidade de L'Aquila em um grupo de pesquisa inserido dentro desse projeto.

Desta maneira, este trabalho pretende ser uma continuação dessa primeira pesquisa, tentando avançar no desenvolvimento de novas estratégias de controle que permitam ponderar e documentar suficientemente bem o desempenho de amortecedores MR. Para tal fim, serão desenvolvidos três diferentes projetos de controle focados principalmente, mas não de forma exclusiva, ao uso de sistemas inteligentes. Portanto, a primeira parte deste trabalho reúne a informação necessária para compreender o problema abordado e iniciar um primeiro projeto de controle que sirva de introdução e de base para o desenvolvimento de estratégias mais sofisticadas e que sirva também para realizar comparações entre o trabalho já desenvolvido dentro da linha de pesquisa e as estratégias de controle que pretendem ser preparadas. É por esse motivo que o trabalho inicia com uma estratégia de controle baseada no problema LQR associada ao algoritmo de seleção de sinal do controlador *clipped optimal*, para fundamentados no conhecimento e a experiência adquirida no desenvolvimento deste primeiro projeto de controle, continuar com estratégias mais complexas e ainda pouco exploradas baseadas em redes neurais artificiais e lógica difusa.

Paralelamente, foi realizado um estudo de desempenho de duas configurações de controle passivo utilizando amortecedores magnetorreológicos, denominadas de estratégia de controle passiva ligada e estratégia de controle passiva desligada. A primeira estratégia de controle mencionada consistiu em utilizar a voltagem máxima admissível (2.5V) como sinal de comando invariante ao longo do tempo de processamento dos casos analisados, já a segunda estratégia de controle passiva analisada funcionava utilizando os dispositivos de controle como amortecedores simples sem a aplicação de voltagem alguma. O principal objetivo ao se efetuar este estudo era comparar a resposta e o desempenho dos controladores passivos e semi-ativos ao longo do tempo. Para tal, foi admitido que o desempenho do controlador passivo configurado com o máximo sinal de comando disponível, isto é a estratégia de controle passiva ligada, corresponderá sempre ao valor ótimo procurado pelas alternativas de controle semi-ativo.

Finalmente informa-se ao leitor que o desenvolvimento de todos os projetos de controle, assim como todos os códigos computacionais utilizados ao longo deste trabalho foram desenvolvidos pelo autor, empregando da tese de Basili (2006) e Carneiro (2009) unicamente a modelagem e os parâmetros numéricos do pórtico tridimensional e dos amortecedores MR usados. A decisão de trabalhar com o mesmo modelo numérico já utilizado no projeto de pesquisa ReLUIIS-DPC 2005-2008 obedece à possibilidade de utilização num trabalho futuro de dados experimentais que poderiam facilitar a complementação do modelo, enriquecendo e ajustando os projetos de controle aqui desenvolvidos.

## **1.2 – OBJETIVOS**

O objetivo geral do presente trabalho é desenvolver três diferentes projetos de controle, que exerçam a função de administrar o sinal de comando de um par de amortecedores magnetorreológicos, com a finalidade de aplicar forças de controle que reduzam a resposta estrutural de um sistema apórticado, composto por dois andares, quando submetido à ação de excitações externas. Os algoritmos propostos para análise são o regulador linear quadrático (LQR) associado ao algoritmo *clipped optimal*, um algoritmo baseado em redes neurais artificiais do tipo *NARX* composto por um modelo de predição e por um modelo inverso e finalmente um algoritmo de tomada de decisões baseado em lógica difusa.

Como objetivos específicos, pretende-se:

- Fornecer subsídio teórico para um futuro estudo experimental.
- Aplicar o conhecimento adquirido no campo da teoria de controle moderna e de sistemas inteligentes para o desenvolvimento de códigos computacionais que permitam construir os projetos de controle propostos.
- Realizar um modelo numérico compacto que permita emular de forma confiável e precisa o comportamento do sistema controlador-estrutura quando este é submetido à ação de forças dinâmicas externas.
- Avaliar a eficiência dos algoritmos de controle estudados e o potencial da aplicação deles em amortecedores magnetorreológicos.
- Comparar o desempenho das diferentes estratégias de controle analisadas.

### **1.3 – DESCRIÇÃO DO TRABALHO**

A presente tese consta de oito capítulos, incluindo este da introdução. Para facilitar a leitura e o entendimento dos diferentes temas tratados, decidiu-se desenvolver individualmente em cada capítulo uma pequena resenha histórica junto com o estado da arte de cada tópico abordado, mostrando assim uma visão mais clara e completa das diferentes componentes e ferramentas utilizadas ao longo deste trabalho. A seguir é apresentado um resumo do conteúdo e abrangência de cada um destes capítulos:

O segundo capítulo apresenta uma pequena revisão bibliográfica sobre o controle semi-ativo de estruturas e os diversos dispositivos comumente mencionados na literatura, focando-se especialmente nos amortecedores de fluidos controláveis.

No terceiro capítulo são abordadas as principais propriedades dos fluidos MR, assim como o modelo viscoplástico que descreve o comportamento geral deste tipo de fluido. Na parte final do texto são discutidas algumas características básicas dos amortecedores MR e os modelos determinísticos comumente descritos na literatura que servem para a modelagem numérica dos dispositivos utilizados neste trabalho.

O quarto capítulo considera o estudo e a descrição do modelo numérico empregado que servirá de base para a posterior aplicação dos algoritmos de controle propostos. Neste capítulo é feita uma apresentação dos componentes e dos parâmetros dos elementos do modelo estrutural, que permitiram obter as propriedades que afetam diretamente o comportamento dinâmico e o controle estrutural do sistema.

No quinto capítulo são abordados os conceitos básicos do controlador LQR, logo após é apresentado o procedimento de seleção do sinal de comando utilizado no algoritmo de controle *clipped optimal*, para finalmente aplicar o projeto de controle ao modelo definido no capítulo quatro. Neste capítulo também são desenvolvidas duas estratégias de controle passivas, a primeira delas denominada configuração ligada, onde os amortecedores MR são submetidos a uma voltagem contínua de 2.5V durante todo o intervalo de tempo analisado, e a segunda denominada configuração desligada, onde os dispositivos de controle permanecem totalmente desligados sem voltagem alguma exercendo influência sobre os aparelhos.

No sexto capítulo se estuda um controlador baseado num sistema em série que consiste de um modelo de predição e num modelo inverso dinâmico, desenvolvidos por meio de redes neurais artificiais. O modelo de predição se encarrega de definir a força de controle ótima que deve ser aplicada no sistema enquanto o sistema inverso é empregado para selecionar os sinais de comando necessários para gerar estas forças. O capítulo inclui uma revisão detalhada da rede neural artificial utilizada, assim como uma descrição minuciosa dos modelos empregados.

O sétimo capítulo apresenta um projeto de controle baseado em lógica difusa. São apresentadas também as noções básicas que regem o conceito de lógica difusa, mostrando um marco teórico que servirá para definir e entender os processos de fuzzificação, tomada de decisões e desfuzzificação realizados pelo controlador projetado.

No oitavo capítulo se expõem as principais conclusões alcançadas a partir dos resultados numéricos obtidos e se sugerem novos tópicos que poderiam ser elaborados num trabalho futuro.

## 2 – CONTROLE ESTRUTURAL SEMI-AATIVO

### 2.1 – INTRODUÇÃO

Nos últimos anos os dispositivos de controle semi-ativo vêm recebendo uma notável atenção devido à sua versatilidade, possibilitando agregar as melhores características do controle passivo e ativo. De acordo com Housner *et al.* (1997), os dispositivos de controle semi-ativo são aqueles que permitem modificar as propriedades mecânicas da estrutura controlada sem a necessidade de injetar grandes quantidades de energia ao sistema, podendo operar com pequenas fontes de energia externas, como baterias. O ajuste das propriedades mecânicas do sistema geralmente é feito retroalimentando os dispositivos semi-ativos com os dados da resposta e da excitação medidos, assim, da mesma maneira que em um sistema ativo, um controlador monitora os registros obtidos e gera através de um comando apropriado, baseado em um algoritmo de controle predeterminado, um sinal para o dispositivo semi-ativo. Já as forças de controle são desenvolvidas da mesma forma que em um sistema passivo, como resultado do movimento da estrutura. Entre as vantagens que apresentam esse tipo de dispositivos estão o melhor desempenho quando comparado com aparelhos de controle passivo e em alguns casos mesmo com dispositivos de controle ativo, a adaptabilidade própria de dispositivos ativos sem a necessidade de altos gastos de energia, a estabilidade do sistema devido à incapacidade dos dispositivos semi-ativos de injetar energia na estrutura e a confiabilidade, dado que em caso de falta de energia o sistema passa a funcionar como um sistema passivo (Dyke, 1996; Symans e Constantinou, 1999; Yang, 2001; Dias, 2005).

De acordo com Karnopp *et al.* (1974) apud Symans e Constantinou (1999), os primeiros dispositivos de controle semi-ativo foram propostos nos anos de 1920, quando patentes de absorvedores de impactos que usavam massas para ativar válvulas hidráulicas ou utilizavam válvulas solenoidais para direcionar o fluxo de fluidos foram registradas. Já dentro do campo da engenharia estrutural, a primeira aplicação de controle estrutural semi-ativo para sistemas submetidos a excitações ambientais parecem ser propostos por Hrovat *et al.* em

1983 (Symans e Constantinou, 1999). A partir de então uma serie de trabalhos sobre diversos dispositivos semi-ativos começaram a aparecer na literatura junto com modelos e algoritmos que simulavam, controlavam e se ajustavam melhor ao desempenho real de uma ampla variedade de sistemas estruturais.

## 2.2 – DISPOSITIVOS DE CONTROLE SEMI-ATIVO

A seguir é apresentada uma breve descrição dos dispositivos semi-ativos comumente mencionados na literatura, estes são os amortecedores de orifício variável, dispositivos de controle com rigidez variável, amortecedores de atrito variável, amortecedores de massa sintonizados semi-ativos, amortecedores sintonizados com coluna de liquido ajustável e amortecedores de fluidos controláveis.

### 2.2.1 – Amortecedores de orifício variável

Os amortecedores de orifício variável (Figura 2.1) são dispositivos de amortecimento variável constituídos por amortecedores hidráulicos convencionais ajustados com um orifício variável eletromecânico controlável que permite mudar a resistência do fluido, alterando assim a quantidade de amortecimento fornecido à estrutura (Dyke, 1996; Spencer Jr. e Soong, 1999; Yang, 2001; Spencer Jr. e Nagarajiah, 2003; Dias, 2005).

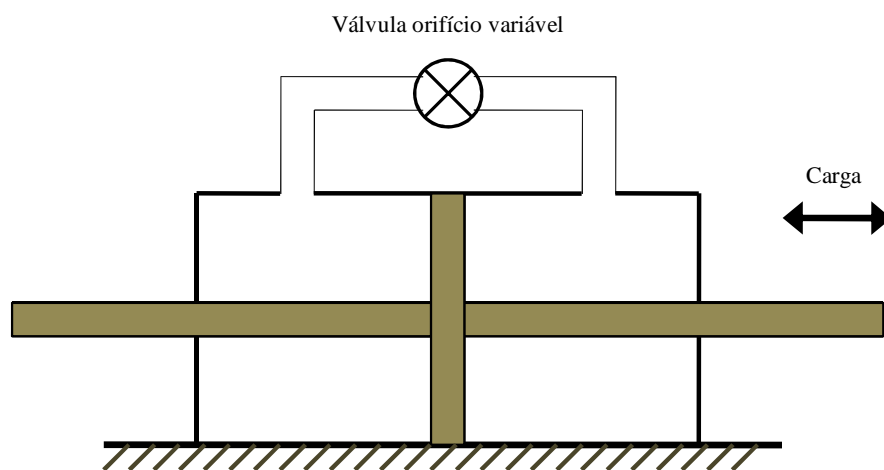


Figura 2.1 – Esquema de um amortecedor de orifício variável.

Segundo Dias (2005), a primeira implementação em escala real de controle estrutural realizada nos Estados Unidos consistiu na instalação de amortecedores de orifício variável na ponte Walnut Creek na estrada interestadual número I35, perto de cidade de Purcell no estado de Oklahoma (Figura 2.2). A estrutura é uma ponte de duas pistas construída em 1971 e aberta ao tráfego veicular em 1972. Os objetivos propostos com a instalação do dispositivo de controle foram estender a vida útil da estrutura reduzindo as tensões máximas ocasionadas pelo trânsito de caminhões pesados sobre a ponte. A efetividade deste tipo de dispositivo tem sido mostrada por meio de diversos estudos numéricos e experimentais em modelos reduzidos como os realizados por Sack et al. (1994); Patten et al. (1994), Kurata et al. (1994), Symans et al. (1994) e Symans e Constantinou (1997).



Figura 2.2 – Amortecedores de orifício variável instalados na ponte Walnut Creek na estrada interestadual I35 nos Estados Unidos (Yang, 2001).

### **2.2.2 – Dispositivos de controle com rigidez variável**

Os dispositivos de controle semi-ativo com rigidez variável são utilizados para modificar as características naturais de vibração de uma estrutura evitando que estas entrem em ressonância.

Kobori *et al.* (1993) apud Symans e Constantinou (1999), apresentaram um sistema de controle semi-ativo com rigidez variável (Figura 2.3) que consistia de um cilindro hidráulico com um pistão de dupla ação e uma válvula solenoidal de controle instalada na tubulação que conectava as duas câmaras do cilindro. A válvula solenoidal podia-se ligar ou desligar, abrindo e fechando, respectivamente, o curso do fluido na tubulação. Quando a válvula estava fechada, o fluido não se movimentava pela tubulação o que segurava a viga à trava, fazendo a estrutura mais rígida. Em contraste, quando a válvula abria o fluido transitava livremente soltando a viga da trava. O consumo de energia do dispositivo estudado por Kobori *et al.* foi de aproximadamente 20 W, o que representa um gasto de energia compatível com dispositivos de controle semi-ativo. Além disso, o sistema era considerado seguro, pois em caso de falta de energia, o dispositivo automaticamente se travava incrementando assim a rigidez da estrutura.

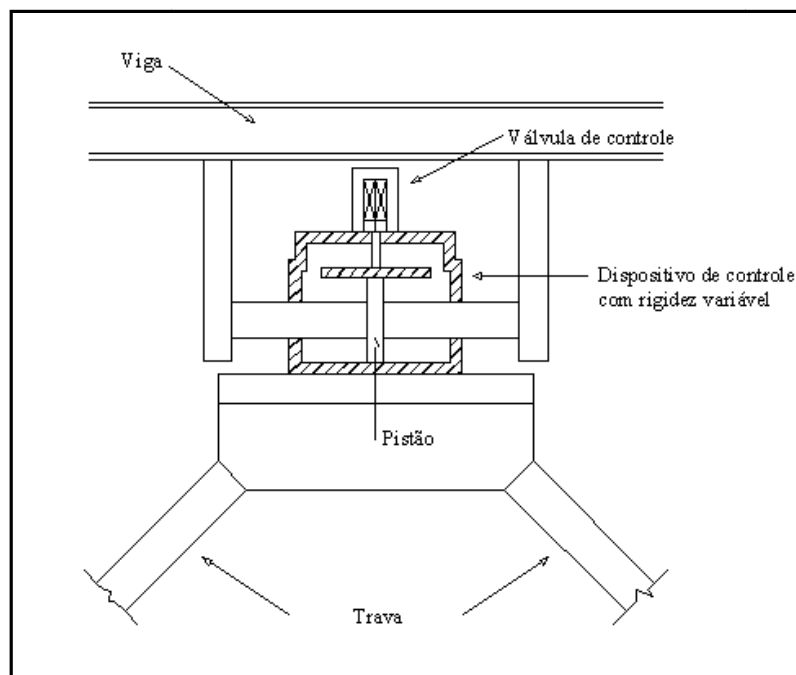


Figura 2.3 – Dispositivo de controle com rigidez variável testado por Kobori *et al.* (1993).

O primeiro sistema de controle com rigidez variável testado a escala real foi instalado em um prédio de aço de três andares do *Kajima Technical Research Institute* em Tóquio, Japão. O sistema utiliza amortecedores de orifício variável que se ativam ou desativam, de acordo com um algoritmo de controle que estima a resposta da estrutura utilizando a aceleração medida na base. Para cada intervalo de tempo da análise, se determina a configuração de rigidez que dá a menor resposta e um conjunto de comandos é enviado ao dispositivo de



controle. O tempo requerido para ajustar a válvula solenoidal de controle é de aproximadamente 30ms (Symans e Constantinou, 1999; Dias, 2005).

Outra notável pesquisa com este tipo de dispositivo foi realizada por Nagarajaiah (1997) apud Symans e Constantinou (1999). Nela o autor desenvolveu um dispositivo de controle semi-ativo com rigidez e amortecimento variável, que consistia de molas não-lineares e amortecedores viscosos, capaz de modificar a rigidez e o amortecimento de forma contínua em um modelo reduzido de um grau de liberdade. O objetivo do novo dispositivo era diminuir a excitação dos modos mais altos e o incremento da aceleração do sistema controlado, problemas que surgem comumente quando se modifica a rigidez de um sistema de forma descontínua.

### 2.2.3 – Amortecedores de atrito variável

Os amortecedores de atrito variável (Figura 2.4) são dispositivos dissipadores de energia dependentes do deslocamento do sistema ao qual estão conectados. Estes dispositivos utilizam o atrito que se produz entre dois corpos sólidos deslizando-se entre si para proporcionar a dissipação de energia desejada. Os amortecedores são ativados e começam a dissipar energia somente se a força de atrito exercida na interface de atrito supera a força máxima de atrito (denominada também força *slip*) do dispositivo. Regulando a força normal de contato aplicada na interface de atrito, um amortecedor de atrito variável pode ajustar sua força máxima de atrito em tempo real ao movimento estrutural, fazendo com que o amortecedor seja ativado para excitações com intensidades arbitrárias. (Lu, 2004; Lu *et al.*, 2004; Li *et al.*, 2007).

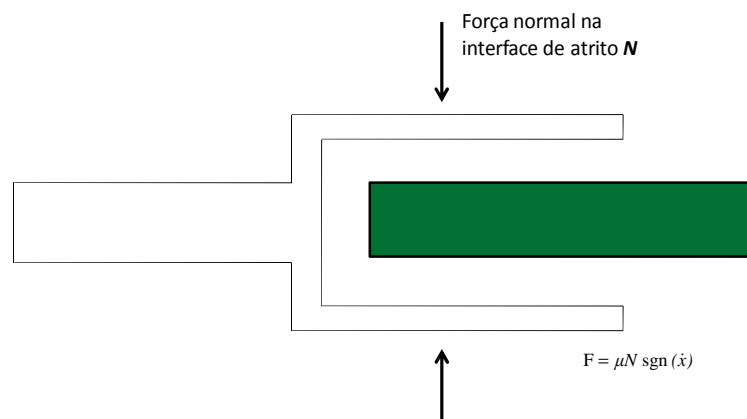


Figura 2.4 – Esquema do amortecedor de atrito variável.

De acordo com Lu (2004), vários modelos de amortecedores de atrito variável têm sido desenvolvidos. Kannan *et al.* (1995), Nishitani *et al.* (2000) e Agrawal e Yang (2000) utilizaram, respectivamente, mecanismos hidráulicos, de ar comprimido e eletromagnéticos para regular a força normal de contato dos amortecedores de atrito variável. Por outro lado, Hirai *et al.* (1996), Dupont *et al.* (1997), Xu *et al.* (2001) e Chen e Chen (2002) propuseram amortecedores de atrito variável com materiais piezoelétricos embutidos, aproveitando o fato de que os materiais piezoelétricos podem gerar uma tensão grande e responder rapidamente a voltagem com pouca corrente elétrica.

Os amortecedores de atrito ideais podem ser modelados como elementos de Coulomb onde a força de saída  $F$  é dada por:

$$F = \mu N \operatorname{sgn}(\dot{x}) \quad (2.1)$$

Sendo  $\mu$  o coeficiente de atrito,  $N$  é a força normal na interface de atrito e  $\dot{x}$  a velocidade do movimento.

Alguns trabalhos importantes referentes a amortecedores de atrito variável foram desenvolvidos por Akbay e Aktan (1990, 1991, 1992); Pandya *et al.* (1996); Feng e Shinozuka (1990); Feng *et al.* (1992, 1993); Fuji e Feng (1992a, 1992b); Dowdell e Cherry (1994); Lu (2004); Lu *et al.* (2004); Li *et al.* (2007).

#### **2.2.4 – Amortecedores de massa sintonizados semi-ativos**

Os amortecedores de massa sintonizados semi-ativos surgem como uma resposta à necessidade de vencer as limitações inerentes dos sistemas de controle passivo e ativo que utilizam este tipo de dispositivos. Este tipo de amortecedor faz uso de dispositivos de amortecimento variável que permitem modificar o amortecimento ou a rigidez do sistema, segundo a configuração, com pequenas quantidades de energia e um baixo custo. (Zhuang *et al.*, 2000; Pinkaew e Fujino, 2001; Setareh, 2002).

Os amortecedores de massa sintonizados consistem basicamente de um sistema massa, mola e amortecedor. Geralmente o amortecedor de massa é fixado a um sistema vibrante

para reduzir a demanda de dissipação de energia nos membros estruturais primários sob a ação de forças externas. Esta redução de energia se consegue quando a frequência do amortecedor de massa é sintonizada a uma frequência estrutural particular. Quando essa frequência é excitada, o amortecedor vai vibrar fora de fase em relação à estrutura, e essa grande quantidade de energia vibratória é transferida ao sistema secundário (Lara, 2007).

O conceito de amortecedor de massa sintonizado semi-ativo é atribuído a Hrovat *et al.* (1983), que estudaram um modelo de um grau de liberdade de um prédio submetido a excitações induzidas por ventos e implementaram um algoritmo de controle “*clipped-optimal*”. Este trabalho mostrou que um amortecedor de massa semi-ativo podia proporcionar uma redução de vibração significativa, comparável com a obtida por amortecedores de massa sintonizados ativos, sem a necessidade de altos fornecimentos de energia.

Outro trabalho relevante foi apresentado por Abe (1996) que estudou o uso de amortecedores de massa sintonizados semi-ativos para proteção sísmica de estruturas civis. Hidaka *et al.* (1999) realizaram um estudo experimental de um amortecedor de massa semi-ativo instalado em um modelo de um prédio de três andares submetido a aceleração na base. O objetivo do estudo foi reduzir a resposta estrutural de varias frequências de vibração com um único amortecedor. Utilizando uma técnica de controle por meio de redes neurais, o estudo concluiu que a resposta na primeira e segunda frequência natural da estrutura podia ser reduzida.

Diversas pesquisas orientadas à utilização de amortecedores de massa semi-ativos para diferentes usos também tem sido levadas a cabo. Zhuang *et al.* (2000) pesquisaram o uso de este tipo de dispositivo para reduzir as vibrações induzidas pela apresentação de um coro na varanda de uma igreja. No estudo foram modelados amortecedores de massa passivos e semi-ativos, analisando o desempenho de cada configuração com o objetivo de otimizá-las. O estudo revelou um melhor desempenho do sistema semi-ativo conseguindo reduções de até 10% quando comparados com a performance do sistema passivo.

Setareh (2002) realizou um estudo com um novo tipo de amortecedor de massa semi-ativo que utilizou para reduzir as vibrações devidas ao movimento de pedestres em um sistema de um grau de liberdade que representava o piso de uma edificação. Os resultados são

comparados com um amortecedor de massa sintonizado passivo mostrando o bom desempenho de este novo dispositivo.

### 2.2.5 – Amortecedores sintonizados com coluna de líquido ajustável

Um amortecedor de líquido sintonizado (ALS) é uma classe especial de amortecedor de massa sintonizado (AMS) onde o sistema massa-mola-amortecedor é substituído por um recipiente recheado de líquido (geralmente água). Nos ALS a dissipação da energia é conseguida através da inércia e a viscosidade do líquido. Os amortecedores sintonizados com coluna de líquido ajustável (ASCLA) são um tipo especial de ALS onde a massa que se movimenta é uma coluna de líquido dentro de um recipiente em forma de U que equilibra as forças dinâmicas atuantes na estrutura, mantendo uma condição ótima de amortecimento com auxílio de um orifício variável (Figura 2.5). (Sakai *et al.*, 1989; Kareem, 1994; Symans e Constantinou, 1999; Yang, 2001; Yalla e Kareem, 2003; Li e Huo, 2003; Wang *et al.*, 2005).

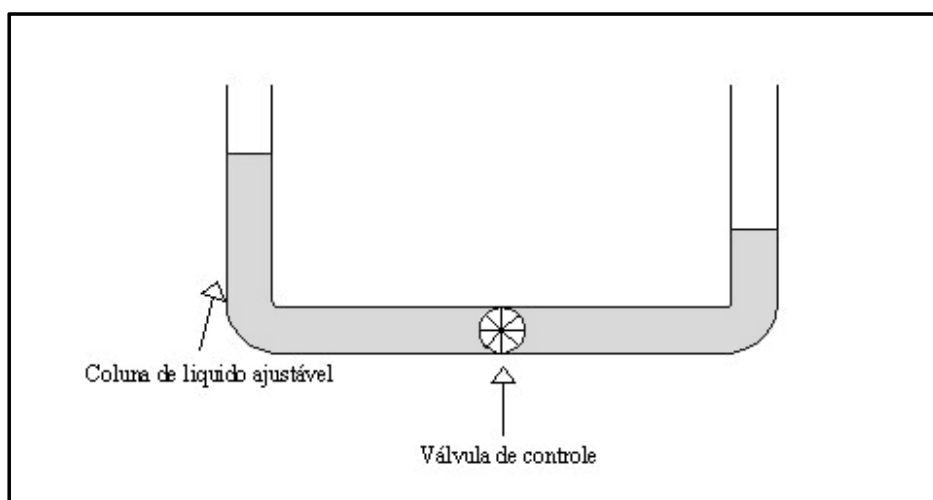


Figura 2.5 – Esquema do amortecedor sintonizado com coluna de líquido ajustável.

Várias pesquisas têm sido desenvolvidas procurando otimizar sistemas de amortecedores sintonizados com coluna de líquido ajustável com o objetivo de alcançar um controle ótimo para uma ampla faixa de condições de carregamento. Haroun *et al.* (1994) propuseram um amortecedor híbrido com coluna de líquido o qual mantinha condições de amortecimento ótimas utilizando um orifício de raio variável. Lou *et al.* (1994) sugeriram um amortecedor de líquido sintonizado de comprimento variável em que o período natural

do recipiente com água é regulado controlando a orientação de um conjunto de defletores rotatórios no tanque, transformando o sistema em um amortecedor com rigidez variável. Testes preliminares em um modelo simples com um tanque montado no topo da massa e submetido a movimentos na base do tipo harmônico e aleatório demonstraram a efetividade de diferentes longitudes da coluna de líquido para controlar a resposta da massa.

Yalla e Kareem (2001, 2003) propuseram um ASCLA semi-ativo que utilizava uma válvula em esfera controlada por um atuador eletro-pneumático para mudar a seção transversal do dispositivo, ajustando assim as propriedades de amortecimento do sistema. Um protótipo do ASCLA foi instalado em um modelo de um grau de liberdade que foi montado em uma mesa vibratória. Os testes indicaram uma redução na resposta de 15 a 25% quando comparados com os resultados de um sistema passivo. Os autores apresentaram também um exemplo numérico onde aplicaram o ASCLA semi-ativo a um prédio de 183m sob a influência de distintas cargas de vento, conseguindo reduções na aceleração *RMS* no topo do prédio de 45% para todas as velocidades de vento estudadas.

Recentemente Wang *et al.* (2005) estudaram um ASCLA semi-ativo que utilizava fluido magnetorreológico para reduzir as vibrações induzidas pelo vento em edifícios altos. Um modelo numérico de um edifício de 162m equipado com o ASCLA magnetorreológico foi testado, permitindo aos autores concluir que mediante a utilização deste tipo de dispositivo foram obtidas reduções de vibrações maiores do que utilizando ASCLA convencionais. No estudo também foi constatado que o ASCLA magnetorreológico tinha um desempenho melhor na redução da aceleração do sistema analisado que na redução do deslocamento da estrutura.

Uma implementação prática de ASCLA é a instalação desse sistema de controle no prédio *One Wall Centre* localizado em Vancouver, Canadá. No topo deste edifício de 46 andares foram instalados dois ASCLA com altura equivalente a quatro andares e tanques de água com capacidade de aproximadamente 190m<sup>3</sup>. O objetivo principal deste sistema de controle na edificação é reduzir as vibrações induzidas por ventos nos pisos mais altos. (Wang *et al.*, 2005).

## 2.2.6 – Amortecedores de fluídos controláveis

Os amortecedores de fluídos controláveis são talvez os dispositivos semi-ativos mais interessantes, pois ao contrário dos sistemas de controle semi-ativo mencionados anteriormente, os quais utilizavam válvulas ou mecanismos controlados eletricamente, os amortecedores de fluídos controláveis utilizam líquidos ajustáveis com a capacidade de mudar de maneira reversível sua viscosidade, facilitando com que o amortecedor não tenha partículas móveis mais do que o pistão, fazendo o dispositivo mais seguro e de fácil manutenção. (Yang, 2001).

Os dois tipos de fluidos controláveis geralmente utilizados em dispositivos de controle estrutural são os fluidos eletorreológicos (ER) e magnetorreológicos (MR). Esses fluidos consistem, respectivamente, de partículas dielétrica e magneticamente polarizáveis suspensas em um meio oleoso. Suas habilidades para mudar de maneira reversível de um fluido viscoso linear de livre fluxo a um estado semi-sólido em poucos milissegundos com a alteração dos campos elétricos e magnéticos, respectivamente, os fazem ideais para o uso em amortecedores controláveis. Quando estes fluidos se encontram em seu estado natural (ou seja, na ausência de um campo elétrico ou magnético) podem ser modelados como fluidos Newtonianos. No caso da aplicação de um campo elétrico, um modelo viscoplástico pode ser usado para descrever o comportamento do fluido.

Embora o descobrimento dos fluidos ER e MR tenha sido feito na década de 1940 (Dyke, 1996), só recentemente eles tem sido aproveitados para estudos e aplicações em controle de vibrações em estruturas civis. A seguir será apresentada uma breve descrição dos amortecedores eletorreológicos, já o estudo dos amortecedores magnetorreológicos será matéria de análise do capítulo 3 do presente trabalho.

### 2.2.6.1 – Amortecedores eletorreológicos (Amortecedores ER)

Os amortecedores eletorreológicos consistem de um cilindro hidráulico com partículas dielétricas micrométricas suspensas em um fluido. Em presença de um campo elétrico forte (2-7 kV/mm), as partículas se polarizam e ficam alinhadas na direção do campo elétrico, oferecendo assim um incremento na resistência ao fluxo. Variando o campo elétrico, o

comportamento dinâmico do amortecedor ER pode ser modulado. (McClamroch e Gavin, 1995; Symans e Constantinou, 1999).

A resistência ao corte dos fluidos ER pode ser modelada como uma componente rígida seguida de uma componente Newtoniana (Gavin et al., 1996(a); Makris et al., 1996). O modelo fenomenológico que mais se ajusta a esse comportamento é o denominado modelo viscoplástico de Bingham, que consiste de um elemento de atrito de Coulomb colocado em paralelo com um amortecedor linear viscoso. Em termos de tensão e deformação, o modelo é definido por:

$$\tau = \tau_y \text{sgn}(\dot{\gamma}) + \eta \dot{\gamma} \quad (2.2)$$

Onde  $\tau$  é a tensão de cisalhamento aplicada,  $\tau_y$  é tensão de escoamento,  $\eta$  é o coeficiente de viscosidade e  $\dot{\gamma}$  é a taxa de deformação do cisalhamento. O gráfico que representa o comportamento governado pela equação (2.2) é mostrado na Figura 2.6(a), já a Figura 2.6(b) apresenta a resposta histerética de um material regido pelo modelo de Bingham no plano “Força vs. Deslocamento” quando submetido a carregamento harmônico.

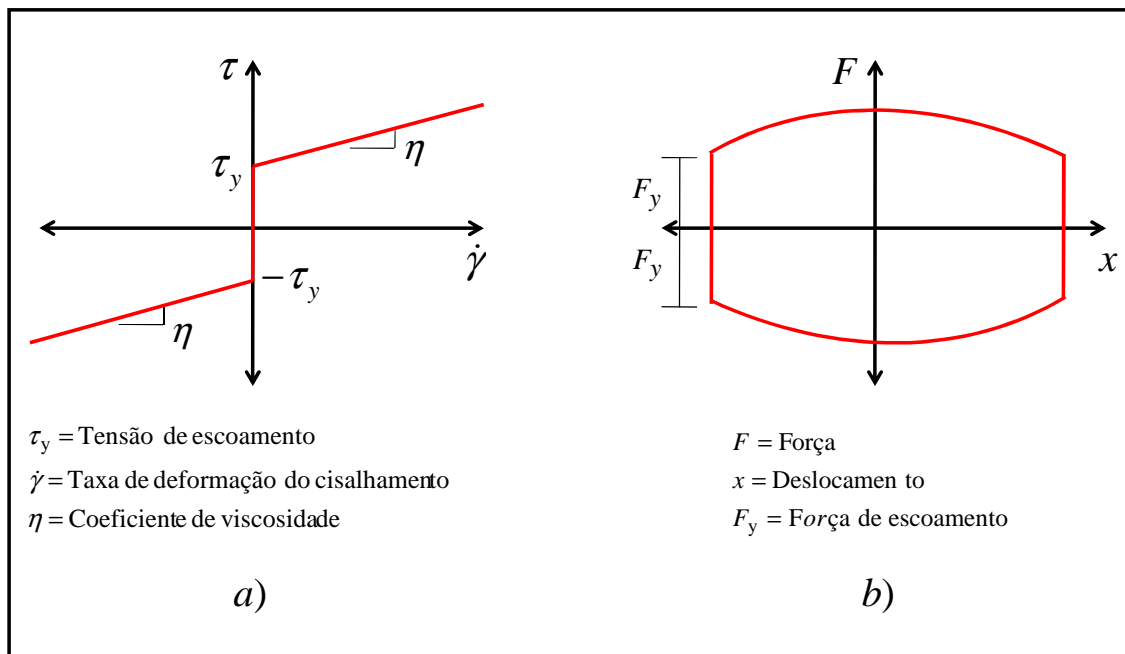


Figura 2.6 – Comportamento do modelo de Bingham (a) no plano “Tensão vs. Taxa de Deformação” e (b) no plano “Força vs. Deslocamento”.

As principais propriedades físicas dos fluidos eletorreológicos são apresentadas na Tabela 2.1. A partir dos dados apresentados nesta tabela é possível ressaltar algumas limitações próprias dos fluidos ER que fazem com que as aplicações práticas e comerciais de dispositivos que utilizam este tipo de líquido, como os amortecedores eletorreológicos, seja restringida. Uma primeira limitação é que os fluidos ER só têm capacidade de alcançar tensões de escoamento de 3,0 a 3,5 kPa. Outra limitação deste tipo de fluidos é que não toleram impurezas ou contaminantes, os quais podem ser comuns no processo de fabricação e no uso regular de aparelhos, fazendo com que a capacidade dos dispositivos seja sensivelmente reduzida. Finalmente, e talvez a mais importante, é o requerimento de uma grande quantidade de voltagem para a operação (aproximadamente 4000 volts), o que pode ser custoso e potencialmente perigoso, pois em caso de sismos, por exemplo, pode-se ter uma situação de falta de energia, fazendo com que o dispositivo de controle não funcione ou funcione de maneira inadequada.

Tabela 2.1 – Principais propriedades físicas dos fluidos ER.

<b>Propriedades</b>	<b>Características</b>
Tensão de escoamento, $\tau_y$	3,0 – 3,5 kPa
Intervalo de temperatura operável	-25 a 125°C
Viscosidade plástica, $\eta_p$	0,10 a 0,70 Pa-s
Estabilidade	Não tolera impurezas
$\eta_p/\tau_y^2$	$\approx 5 \times 10^{-8}$
Alimentação de energia	$\approx 4000V$ , $\approx 1mA$
Tempo de resposta	Milissegundos
Sedimentação de partículas	Pouco
Materiais	Não tóxico e ambientalmente seguro

O uso de amortecedores eletorreológicos para controle estrutural tem sido estudado por vários pesquisadores. Gavin, Ortiz e Hanson (1993); Gavin, Hose e Hanson (1994); Gavin e Hanson (1994); Gavin, Hanson e Filisko (1996a, 1996b) realizaram estudos analíticos e experimentais em amortecedores ER comparando os ciclos de histereses no plano “Força vs. Deslocamento” obtidos mediante a utilização do modelo teórico de Bingham e os ciclos de histereses determinados experimentalmente. Os resultados mostraram que o uso do modelo de Bingham descreve o comportamento do fluido suficientemente bem para



projetar dispositivos de controle, não obstante o modelo não permite capturar os detalhes mais finos dos ciclos histeréticos. Os autores utilizaram um método baseado no ajuste de curvas não-paramétricas que, para amortecedores ER, foram descritas por primeira vez por Ehrhoff e Masri (1992a, 1992b, 1993). Neste método a força de saída era expressa como uma função do deslocamento, sendo a velocidade e o campo elétrico aproximados por meio de series de polinômios de Chebyshev e Legendre. Os resultados obtidos pelo método de ajuste das curvas foram precisos quando comparados com os dados experimentais.

Outro trabalho relevante foi o desenvolvido por Makris *et al.* (1996) que projetaram, construíram e testaram um amortecedor ER. A partir do estudo, e baseados em testes viscométricos realizados a diversas frequências, os autores propuseram uma lei elasto-viscoplástica que predizia satisfatoriamente o comportamento do fluido ER. Complementariamente foram apresentadas algumas recomendações de projeto de amortecedores ER para a utilização em proteção sísmica.

McMahon e Makris (1997) desenvolveram um amortecedor ER com capacidade máxima de 445kN que tinha como novidade principal a existência de múltiplas passagens condutoras de fluido ER entre o cilindro do amortecedor e a câmara secundária encarregada de isolar o fluido. O dispositivo mencionado se comporta como um amortecedor visco-linear comum nos casos em que não é aplicado um campo elétrico, sendo o valor da constante de amortecimento do dispositivo uma variável dependente do número de passagens habilitadas para a transferência do fluido ER.

Recentemente Zhao *et al.* (2005) trabalharam com um novo amortecedor adaptativo de segunda geração que denominaram de amortecedor eletorreológico auto-acoplado, isto devido ao fato de combinar o uso de fluidos eletorreológicos com peças de cerâmica piezelétrica. O princípio do funcionamento deste tipo de mecanismo consiste em que o material piezelétrico utilizado no amortecedor gera uma voltagem como consequência de vibrações externas, voltagem que é aproveitada para suprir as necessidades energéticas do amortecedor ER. A cerâmica piezelétrica utilizada neste mecanismo servirá também como um controlador, pois à medida que a excitação externa vai sendo mais intensa, a voltagem gerada pelo material piezelétrico aumenta, fazendo com que a estimulação do fluido ER seja mais forte. Estudos numéricos e experimentais mostraram resultados claros do efeito

de supressão de vibração do amortecedor, assim como um melhor desempenho quando comparado com amortecedores ER convencionais.

Em um dos últimos estudos publicados referentes a amortecedores ER, Nguyen e Choi (2009) realizaram uma análise de um modelo dinâmico de um amortecedor ER considerando o comportamento instável do fluxo do fluido ER quando passa através do conduto anular do dispositivo. Neste trabalho os autores efetuaram uma primeira análise do amortecedor mediante um modelo semi-estático baseado no modelo de Bingham. A seguir, a partir de variações de fluxo predeterminadas, foi analisado um modelo dinâmico que consistia em determinar a queda de pressão do fluxo do fluido ER quando passa através do conduto anular localizado no meio dos elétrodos do amortecedor. O problema foi resolvido utilizando a equação de momentum de fluxo do fluido ER cuja solução é obtida mediante o emprego de transformadas de Laplace. Os resultados obtidos foram comparados com dados experimentais, avaliando assim a efetividade do modelo dinâmico proposto. Finalmente, os autores propuseram um método simplificado para obter a força de amortecimento dinâmica do amortecedor ER.

## 3 – AMORTECEDORES MAGNETORREOLÓGICOS

### 3.1 – INTRODUÇÃO

Os amortecedores magnetorreológicos (MR) são dispositivos de controle semi-ativo compostos por um cilindro hidráulico, bobinas magnéticas e um fluido estimulável, denominado fluido magnetorreológico, cuja principal particularidade é sua habilidade para mudar, de maneira reversível, de um estado líquido linear viscoso de livre fluxo para um estado semi-sólido, em milissegundos, quando exposto a um campo magnético. De acordo com Kim *et al.* (2009), Yang (2001) e Dyke (1996) as principais características dos amortecedores MR são:

- Geralmente são operados com fontes de poder pequenas, um exemplo é o modelo de amortecedor MR SD-1000 da *Lord Corporation*, o qual pode gerar uma força acima dos 3000 N utilizando uma pequena bateria com potencia inferior a 10 W.
- Têm altos níveis de tensão de escoamento.
- O desempenho dos amortecedores MR é estável em um amplo intervalo de temperaturas, pois os fluidos MR operam adequadamente em temperaturas que oscilam entre os -40 e 150°C.
- Podem exercer forças de controle altas.
- São dispositivos simples que não apresentam partículas moveis além do pistão, fazendo o dispositivo mais seguro e de fácil manutenção.
- O tempo de resposta é de apenas uns poucos milissegundos.
- O desempenho do amortecedor MR não é sensível a contaminantes, os quais podem ser comuns no processo de fabricação e/ou no uso regular dos aparelhos.

Estas peculiaridades fazem dos amortecedores MR uma ferramenta ideal para o controle de sistemas estruturais, pois com eles é possível administrar forças de amortecimento de forma simples, rápida e segura a um custo relativamente baixo.

No presente capítulo serão abordadas as principais propriedades dos fluidos MR, assim como o modelo viscoplástico que descreve o comportamento geral deste tipo de fluido. Na parte final do texto serão discutidas algumas características básicas dos amortecedores MR e os modelos determinísticos comumente descritos na literatura que serviram para a modelagem numérica dos dispositivos utilizados neste trabalho.

### 3.2 – FLUIDOS MAGNETORREOLÓGICOS

De acordo com Yang (2001), o descobrimento e desenvolvimento dos primeiros fluidos MR pode ser atribuído a Rabinow (1948, 1951), engenheiro da *U.S. National Bureau of Standards* no final dos anos 1940. Estes fluidos são compostos por partículas micrométricas magneticamente polarizáveis que estão dispersas em um meio portante. Geralmente os fluidos MR são líquidos de livre fluxo que têm uma consistência similar à de óleo de motor. Não obstante, na presença de um campo magnético, as partículas magnéticas adquirem um momento dipolar que se alinha com o campo externo fazendo com que as partículas formem cadeias lineares paralelas ao campo, tal qual é mostrado na Figura 3.1.

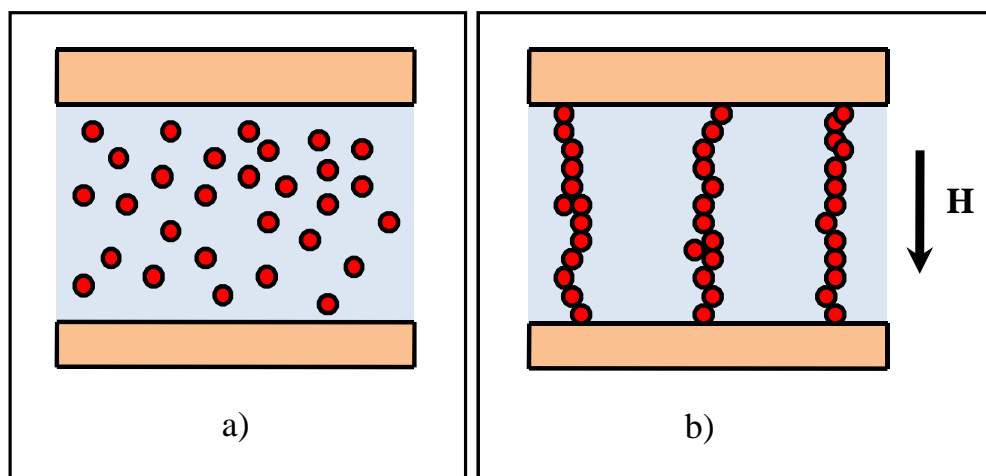


Figura 3.1 – Fluido MR (a) sem presença de um campo magnético e (b) sob a influência de um campo magnético.

Uma vez constituídas as cadeias formadas a partir da união das partículas magneticamente polarizáveis, o movimento do líquido é restringido, aumentando assim a resistência ao fluxo. A taxa da mudança está diretamente relacionada à magnitude do campo magnético aplicado e pode ocorrer em poucos milissegundos.

Yang (2001) afirma que um fluido MR comum pode conter entre 20 e 40% do volume total de partículas relativamente puras de ferro doce (como por exemplo, ferro carbonila), as quais podem estar suspensas em óleo mineral, óleo sintético, água ou glicol. Assim como nos lubrificantes comerciais, diversos aditivos são frequentemente adicionados aos fluidos MR com o objetivo de evitar o assentamento gravitacional e promover a suspensão das partículas, melhorando a lubrificação, modificando a viscosidade e impedindo o desgaste. A força final de um fluido MR depende do quadrado da saturação da magnetização das partículas suspensas. De acordo com Carlson e Spencer (1996a,b) apud Yang (2001), a chave para ter um fluido MR forte é eleger uma partícula com uma grande saturação de magnetização. As melhores partículas disponíveis são ligas de ferro e cobalto, as quais apresentam saturações de magnetização de aproximadamente 2,4 tesla. A grande desvantagem deste tipo de liga é o custo, que faz com que o material seja economicamente inviável para a grande maioria de aplicações práticas. Assim, descartando a liga de ferro e cobalto, a melhor alternativa é utilizar partículas de ferro puro que têm uma saturação de magnetização de 2,15 tesla. Segundo Yang (2001), todos os demais metais, ligas e óxidos apresentam saturações de magnetização significativamente menores que a do ferro puro, resultando em fluidos MR com menor desempenho.

Geralmente, o diâmetro das partículas magnetizáveis é de 3 a 5 micrômetros, embora fluidos MR funcionais podem ser feitos com partículas maiores. Não obstante, à medida que o tamanho das partículas aumenta, a suspensão das mesmas no meio também é prejudicada (Carlson e Spencer, 1996a, b; apud Yang, 2001). Partículas menores que são facilmente suspensas poderiam ser utilizadas, mas a sua fabricação é complicada. Quantidades comerciais de ferro carbonila relativamente barato são comumente limitadas a tamanhos maiores que 1 ou 2 micrômetros; já partículas ferromagnéticas menores são comumente disponíveis como óxidos, um exemplo é o pigmento encontrado nos dispositivos de gravação magnéticos. Os fluidos MR feitos a partir das partículas deste pigmento são muito estáveis devido ao seu diâmetro ser da ordem de 30 nanômetros.

Apesar disto, em razão da baixa saturação de magnetização, os fluidos feitos com este tipo de partículas são geralmente limitados a forças de aproximadamente 5 kPa, tendo uma alta viscosidade plástica em virtude da grande área da superfície das partículas.

Atualmente a *Lord Corporation*, que é a empresa que desenvolve, fabrica e comercializa fluidos magnetorreológicos, disponibiliza para uso comercial e industrial três tipos de fluidos MR, eles são os fluidos MRF-122EG, o MRF-132DG e o MRF-140CG. A Tabela 3.1 apresenta algumas propriedades básicas de cada um deles de acordo com especificações técnicas oferecidas ao público pela internet no site do fabricante (<http://www.lord.com>).

Tabela 3.1 – Propriedades básicas de três diferentes tipos de fluidos MR (Modificado de *Lord Technical Data MRF-122EG, MRF-132D e MRF-140CG Magneto-Rheological Fluid*).

Fluido MR	MRF-122EG	MRF-132DG	MRF-140CG
Base do fluido	Hidrocarboneto	Hidrocarboneto	Hidrocarboneto
Aparência	Líquido cinza escuro	Líquido cinza escuro	Líquido cinza escuro
Viscosidade (Pa·s) @ 40°C com pente de 500-800 s <sup>-1</sup>	0,042 ± 0,020	0,092 ± 0,015	0,280 ± 0,070
Densidade (g/cm <sup>3</sup> )	2,28 – 2,48	2,98 – 3,18	3,54 – 3,74
Sólidos contidos por peso (%)	72	80,98	85,44
Ponto de inflamação (°C)	>150	>150	>150
Tamanho de partículas (micron)	1 – 20	1 – 20	1 – 20
Tempo de resposta (ms)	<5	<5	<5
Temperatura de operação (°C)	-40 – 130	-40 – 130	-40 – 130

Parte das características de um fluido MR é apresentada na Figura 3.2. Nela, os gráficos das propriedades magnéticas (Figura 3.2(a)) e da tensão de escoamento do líquido quando submetido a um campo magnético (Figura 3.2(b)) do fluido MR-122EG são mostrados. A partir da curva de indução magnética, curva B vs. H, pode-se observar que o líquido apresenta uma propriedade magnética de comportamento aproximadamente linear quando o campo magnético é pequeno. À medida que aumenta o campo magnético, a indução magnética do fluido também se torna maior e a tensão de escoamento do fluido MR

começa a se saturar (parte plana da Figura 3.2(b)) devido à sua relação direta com o campo magnético.

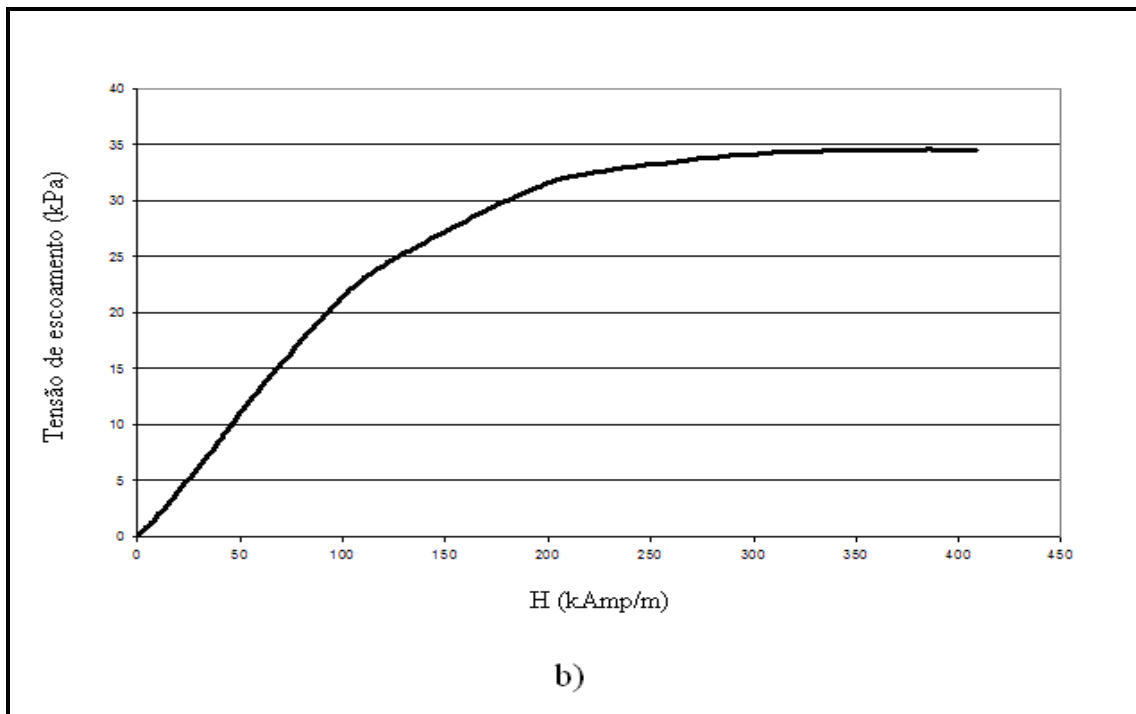
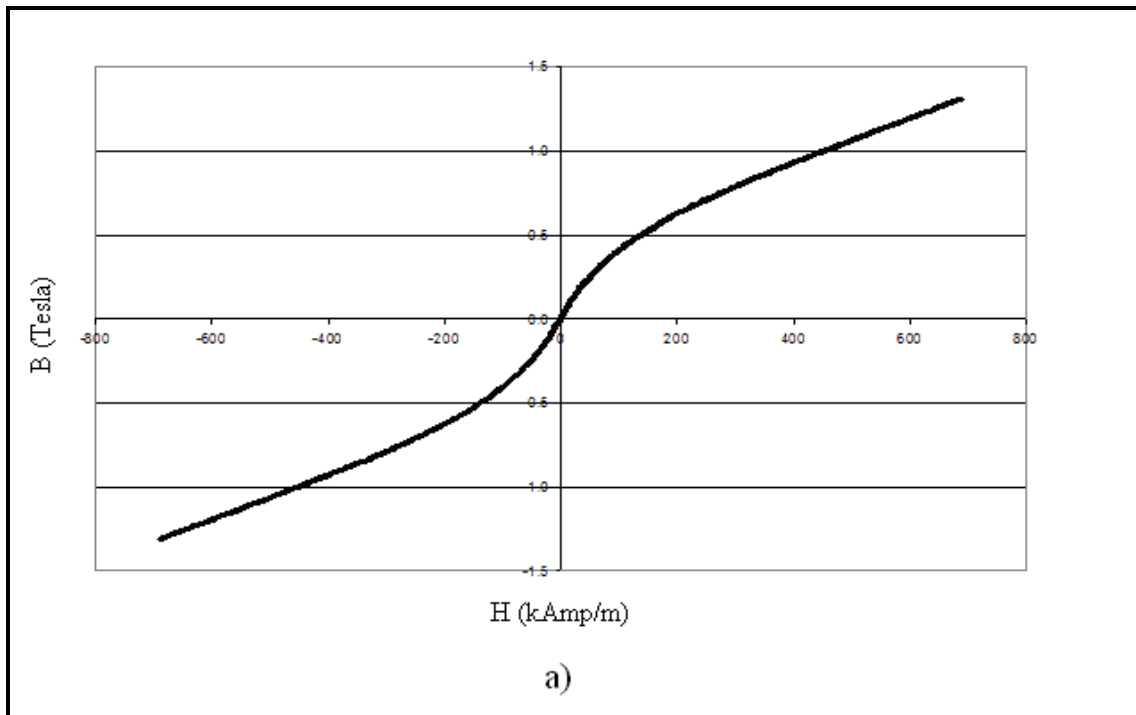


Figura 3.2 – Características do fluido MR-122EG. (a) Propriedades magnéticas e (b) Tensão de escoamento em função do campo magnético. (Modificado de *Lord Technical Data MRF-122EG Magneto-Rheological Fluid*).

A elevada resistência dinâmica ao escoamento é a principal vantagem dos fluidos MR quando comparados com os fluidos ER. Esta elevada resistência se deve principalmente aos altos valores de densidade de energia magnética que são estabelecidos no fluido. Enquanto a densidade de energia de um fluido MR se encontra limitada pela saturação das partículas de ferro, nos fluidos ER esta se limita pelo colapso dielétrico, assim, por exemplo, a máxima densidade de energia de um fluido MR típico é de aproximadamente  $0,1 \text{ Joules/cm}^3$  enquanto para um fluido ER esta densidade máxima alcança apenas  $0,001 \text{ Joules/cm}^3$ , quantidade 100 vezes menor. Esta é a principal razão pela qual a resistência ao escoamento dos fluidos MR é maior do que a dos fluidos ER, embora a viscosidade dos fluidos seja praticamente a mesma. Comparativamente, um fluido MR típico com uma suspensão magnética contendo pó de ferro carbonila consegue tensões de escoamento próximas aos 100 kPa, enquanto que um fluido ER alcança valores máximos de tensão de escoamento na faixa de 2-5 kPa (Havelka, 1994). Valores altos de tensão dinâmica de escoamento se traduzem em dispositivos de menor tamanho e melhor desempenho. Carlson e Spencer (1996a,b) apud Yang (2001) indicaram que a quantidade mínima de um fluido ativo em um dispositivo de fluido controlável é proporcional à viscosidade plástica e inversamente proporcional ao quadrado da tensão de escoamento máxima. Isto significa que a quantidade de fluido ativo necessário em dispositivos MR será aproximadamente duas vezes menor em ordem de magnitude que a requerida em dispositivos ER e isto se manifesta em dispositivos MR menores.

De acordo com Carlson e Weiss (1994), os fluidos MR podem operar em temperaturas na faixa dos  $-40$  a  $150^\circ\text{C}$  com pequenas variações na tensão de escoamento, devido ao fato de que a polarização magnética não é fortemente influenciada pela temperatura. Yang (2001) estabelece que os fluidos MR não são sensíveis a impurezas comumente encontradas durante o processo de fabricação e devidas ao uso do fluido. Além disso, como o mecanismo de polarização das partículas magnéticas não é afetado por agentes tenso-ativos e aditivos, os fluidos MR são fáceis de estabilizar com relação à separação partícula/meio portante, inclusive no caso em que as partículas e o líquido portante apresentem grandes diferenças de densidades. De acordo com Carlson e Spencer (1996a,b) apud Yang (2001), aditivos anti-desgaste e lubrificantes podem ser geralmente introduzidos nos fluidos MR para melhorar a estabilidade e a vida útil desde que a eletroquímica não afete o mecanismo de magneto-polarização. A Tabela 3.2 apresenta um resumo comparativo das propriedades dos fluidos MR e ER.



Tabela 3.2 – Resumo das propriedades dos fluídos MR e ER (Modificado de Yang, 2001).

<b>PROPRIEDADES</b>	<b>Fluidos MR</b>	<b>Fluidos ER</b>
Tensão de escoamento máxima $\tau_0$	50-100 kPa	2 – 5 kPa
Campo máximo	$\approx 250$ kA/m	$\approx 4$ kV/mm
Viscosidade plástica aparente $\eta$	0,1 – 10 Pa-s	0,1 – 10 Pa-s
Faixa operável de temperatura	-40 – 150°C	10– 90°C
Estabilidade	Não se afeta pelas impurezas	Não tolera impurezas
Densidade	3 – 4 g/cm <sup>3</sup>	1 – 2 g/cm <sup>3</sup>
$\eta/\tau_0^2$	$10^{-11} - 10^{-10}$ s/Pa	$10^{-8} - 10^{-7}$ s/Pa
Densidade de energia máxima	0,1 Joules/cm <sup>3</sup>	0,001 Joules/cm <sup>3</sup>
Faixa de energia típica	2 – 50 V, 1 – 2 A	2000 – 5000 V, 1 – 10 mA

### 3.3 – MODELOS DOS FLUIDOS MR

Da mesma forma que nos fluidos eletorreológicos, o modelo fenomenológico que mais se ajusta à conduta dos fluidos MR é o modelo viscoplástico de Bingham, mostrado na Figura 3.3, o qual apresenta um comportamento completamente rígido seguido de uma componente Newtoniana (Gavin et al., 1996(a); Makris et al., 1996). Neste modelo, a tensão de cisalhamento total ( $\tau$ ) é dada por:

$$\tau = \tau_y(H) \operatorname{sgn}(\dot{\gamma}) + \eta \dot{\gamma} \quad (3.1)$$

Onde  $\tau_y$  é tensão de escoamento ocasionada pela excitação magnética aplicada, H é o campo magnético aplicado,  $\dot{\gamma}$  é a taxa de deformação do cisalhamento e  $\eta$  é o coeficiente

de viscosidade definido como a inclinação do gráfico da tensão de cisalhamento pos-escoamento contra a taxa de deformação do cisalhamento.

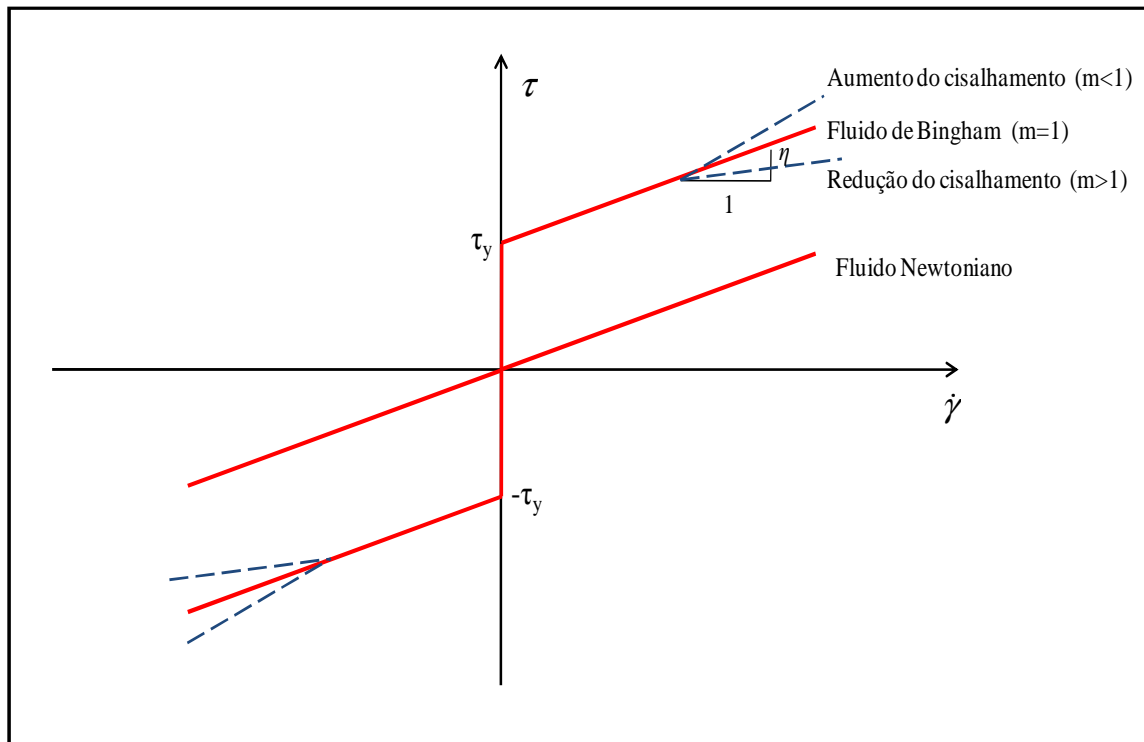


Figura 3.3 – Modelos viscoplásticos de fluídos MR.

A partir da Figura 3.3 é possível observar que no modelo de Bingham a viscosidade do fluido na etapa pos-escoamento se assume como constante. Não obstante, os fluídos MR apresentam uma redução no cisalhamento, e para levar isso em conta um ajuste é feito utilizando o modelo viscoplástico de Herschel-Bulkley (Herschel e Bulkley, 1926 apud Yang, 2001). Neste modelo, a parcela constante da viscosidade pós-escoamento do modelo de Bingham é substituída por uma lei dependente da taxa de deformação do cisalhamento. Assim, tem-se que a tensão de cisalhamento total ( $\tau$ ) resulta:

$$\tau = \left( \tau_y(H) + K|\dot{\gamma}|^{\frac{1}{m}} \right) \text{sgn}(\dot{\gamma}) \quad (3.2)$$

Onde  $m$  e  $K$  são parâmetros do fluido. Comparando a equação (3.2) com a equação (3.1), a viscosidade plástica equivalente do modelo de Herschel-Bulkley é:

$$\eta_e = K|\dot{\gamma}|^{\frac{1}{m}-1} \quad (3.3)$$

A equação (3.3) indica que a viscosidade plástica equivalente ( $\eta_e$ ) diminui enquanto a taxa de deformação do cisalhamento ( $\dot{\gamma}$ ) aumenta para o caso em que  $m > 1$  (caso de redução do cisalhamento). Este modelo pode também ser utilizado para descrever o efeito do aumento do cisalhamento (isto é quando  $m < 1$ ). Já para o caso em que  $m = 1$  o modelo de Herschel-Bulkley se reduz ao modelo de Bingham, ou seja,  $\eta_e = K$ .

### **3.4 – CARACTERÍSTICAS BÁSICAS E EXEMPLOS DE AMORTECEDORES MR CONSTRUÍDOS EM ESCALA REAL**

Segundo Carlson e Spencer (1996a,b) apud Yang (2001), a força máxima que um amortecedor MR pode desenvolver depende fundamentalmente das propriedades do fluido MR, do padrão de fluxo do fluido e do tamanho do amortecedor. Basicamente, todos os dispositivos que utilizam fluidos controláveis operam em três modos básicos, ou com a combinação deles, estes modos são classificados como:

- Modo de válvula
- Modo de cisalhamento direto
- Modo de pressão

A Figura 3.4 apresenta um esquema com os três modos básicos de operação dos dispositivos MR.

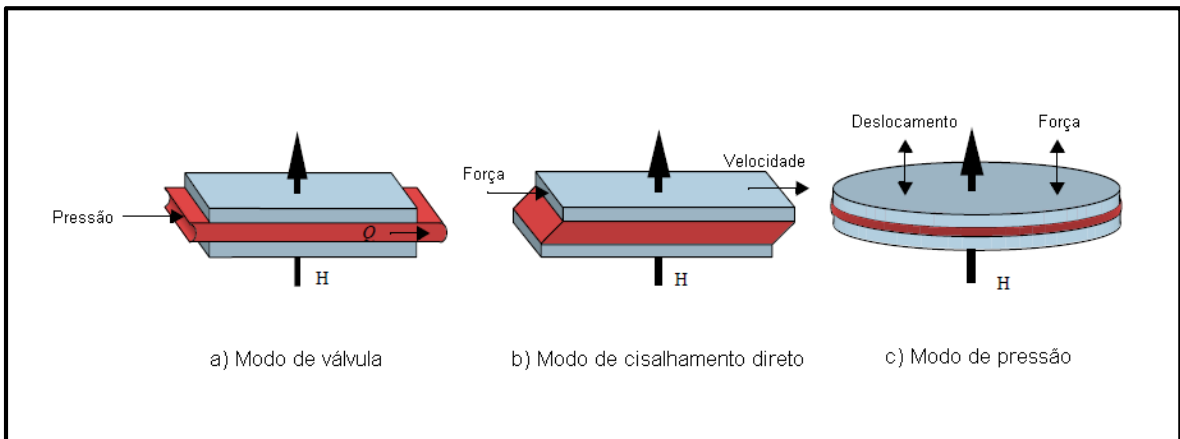


Figura 3.4 – Modos básicos de operação dos dispositivos que utilizam fluidos controláveis. (Modificado de Yang, 2001).

Algumas aplicações comuns que utilizam o modo de válvula como mecanismo de operação são as servo-válvulas, os amortecedores, os absorvedores de choques e os atuadores. Já no caso do modo de cisalhamento direto são comuns dispositivos como embreagens, freios e mecanismos de travamento. Por outro lado, e talvez devido a sua complexidade, são poucos os dispositivos que fazem uso do modo de pressão, entre eles podem-se citar alguns amortecedores de vibrações de pequena amplitude.

Para o caso da engenharia civil, onde se esperam grandes forças de amortecimento e magnitudes de deslocamentos consideráveis, é praticamente inviável fabricar amortecedores MR operando em modo de pressão ou em modo de cisalhamento direto. Assim, o modo de válvula é geralmente o utilizado como mecanismo de atuação dos dispositivos, embora sejam utilizados também mecanismos que combinam o modo de válvula com o modo de cisalhamento direto.

Exemplos de amortecedores MR construídos em escala real podem ser facilmente encontrados na literatura. Na figura 3.5 é apresentado um desses dispositivos, o amortecedor MR SD-1000 utilizado por Dyke (1996) e construído pela *Lord Corporation*. Neste amortecedor o fluido MR se dirige de uma câmara de alta pressão para uma câmara de baixa pressão através de um orifício localizado na cabeça do pistão. O dispositivo tem um comprimento máximo de 21,5 cm, com um cilindro principal de diâmetro de 3,8 cm. O cilindro principal alberga o pistão, o circuito magnético, um acumulador e 50 ml de fluido magnetorreológico. O campo magnético, que é perpendicular ao fluxo do fluido, é gerado

por um eletromagneto pequeno situado na cabeça do pistão. Este dispositivo é capaz de gerar forças acima de 3000 N.

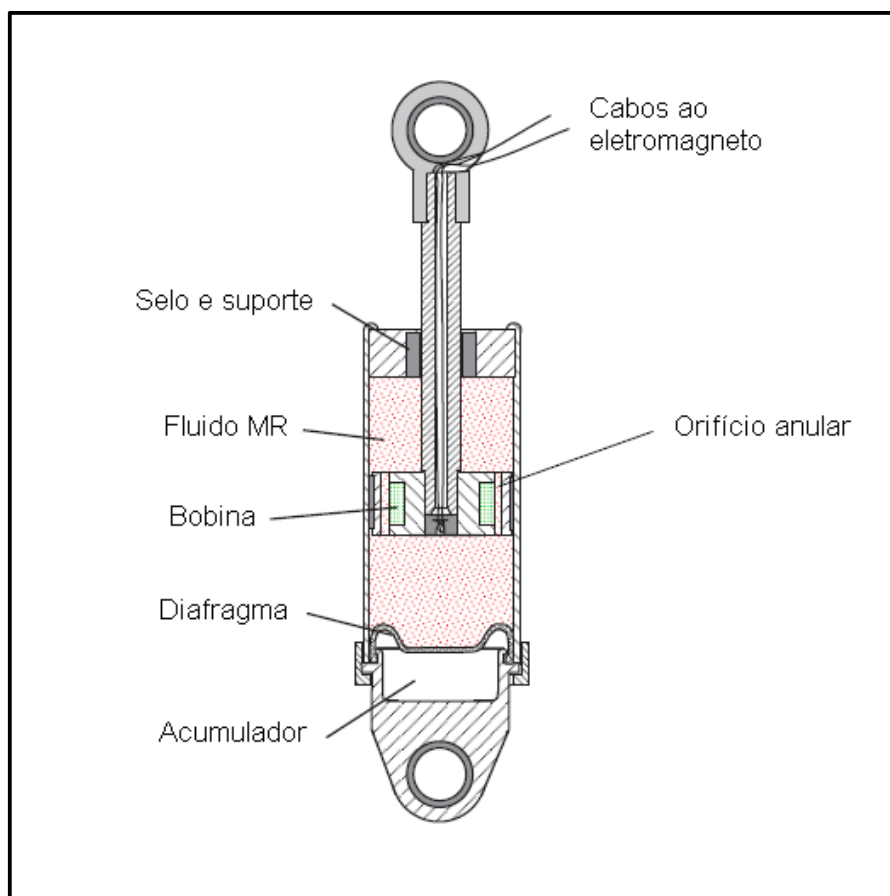


Figura 3.5 – Amortecedor MR SD-1000. (Modificado de Dyke, 1996).

Outro exemplo de amortecedor MR construído em escala real foi um dispositivo protótipo de 20 tf. denominado amortecedor sísmico *Rheonetic* MRD-9000 (Figura 3.6), desenvolvido pela *Lord Corporation* e o laboratório de dinâmica de estruturas e controle/engenharia de terremotos (SDC/EEL) da universidade de *Notre Dame*, o qual foi estudado por Yang (2001). Este dispositivo foi projetado para desenvolver forças de amortecimento de 200000 N (20 tf.). O amortecedor utiliza uma geometria simples onde o cilindro externo do aparelho faz parte do circuito magnético. O orifício efetivo do fluido é a totalidade do espaço anular entre o diâmetro externo do pistão e o diâmetro interno do cilindro do amortecedor, fazendo com que o movimento do pistão cause o fluxo do fluido MR através da totalidade da região anular do dispositivo. A vantagem desta configuração é que não se precisa incorporar um compensador de volume, embora um pequeno acumulador pressurizado seja proporcionado com o objetivo de acomodar a expansão

térmica do fluido. As bobinas eletromagnéticas foram colocadas em três seções do pistão, resultando em quatro regiões efetivas por onde o fluido passa através de uma pequena brecha formada na seção anular. Cada uma das bobinas contém aproximadamente 1,5 km de cabo eletromagnético. O amortecedor mede quase 1m de comprimento, tem um diâmetro interno de 20,3 cm, uma massa de 250 kg e contém 6 litros de fluido MR, embora, a quantidade de fluido energizado pelo campo magnético em qualquer instante de tempo é de aproximadamente 90 cm<sup>3</sup>.

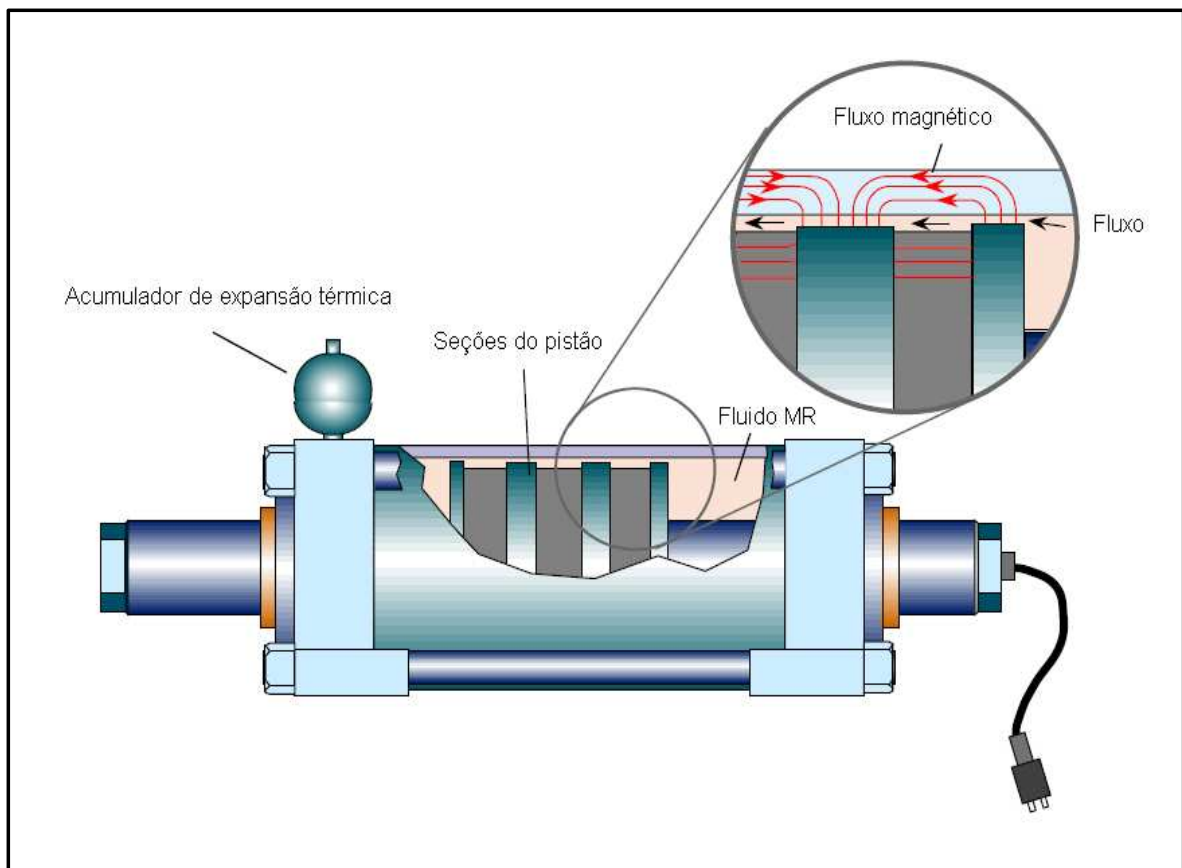


Figura 3.6 – Amortecedor sísmico protótipo *Rheonetic* MRD-9000. (Modificado de Yang, 2001).

A Tabela 3.3 apresenta um resumo com os parâmetros de projeto do amortecedor MR estudado por Yang (2001).

Tabela 3.3 – Parâmetros de projeto do amortecedor de 20 tf. *Rheonetic* MRD-9000 (Modificado de Yang, 2001).

PARÂMETRO	MAGNITUDE
Curso do amortecedor	± 8 cm
Velocidade máxima	10 cm/s
Calibre nominal do cilindro	20,32 cm
Consumo de energia máximo	< 50 watts
Força nominal máxima	200000 N
Longitude efetiva do pólo axial	≈ 5,5 – 8,5 cm
Bobinas	≈ 3x1000 giros
Tensão máxima de escoamento do fluido $\tau_0$	≈ 70 kPa
Viscosidade plástica aparente do fluido $\eta$	1,5 Pa-s
Fluido $\eta/\tau_0^2$	$2 \times 10^{-10}$ s/Pa
Brecha (seção anular)	≈ 1,5 – 2 mm
Volume ativo do fluido	≈ 90 cm <sup>3</sup>
Cabo	Calibre 16
Indutância (L)	≈ 6 henries
Resistência da bobina (R)	≈ 3x7 ohms

### 3.5 – MODELOS DOS AMORTECEDORES MR

É possível encontrar na literatura diversos modelos que descrevem de maneira mais ou menos adequada o comportamento dos amortecedores MR. Não obstante, Dias (2005) ressalta que os modelos que demonstraram maior precisão na simulação do desempenho real dos amortecedores MR podem ser divididos em modelos paramétricos e não-paramétricos.

A seguir são apresentadas as principais peculiaridades destes modelos junto com um pequeno resumo que descreve algumas contribuições importantes tanto para o caso dos modelos paramétricos como para os modelos não-paramétricos.

### 3.5.1 – Modelos não-paramétricos

Em essência, os modelos não-paramétricos se fundamentam na análise cuidadosa do desempenho do dispositivo estudado. Isto significa que estes modelos são baseados no estudo de uma grande quantidade de dados experimentais onde se espera examinar o comportamento do dispositivo sob diversas condições de operação, como por exemplo: carregamentos diferentes, voltagens dispare, etc., com o objetivo de emular e recriar numericamente o comportamento aproximado dos amortecedores MR ante tais circunstâncias. Os modelos não-paramétricos se baseiam em artifícios matemáticos (Ehrgott e Masri, 1992b; Gavin et al., 1996b; Song et al., 2005), redes neurais artificiais (Zhang e Roschke, 1998; Wang e Liao, 2001; Xia, 2003), sistemas neuro-difusos e algoritmos genéticos (Schurter e Roschke, 2000; Giuclea et al., 2004; Kwok et al., 2007; Boada et al., 2009), entre outros.

Um dos primeiros trabalhos que procurou estabelecer um modelo não-paramétrico robusto para um dispositivo semi-ativo foi o de Ehrgott e Masri (1992b). Os autores utilizaram polinômios de Chebyshev para modelar o comportamento característico de um amortecedor eletorreológico. Três aproximações matemáticas foram desenvolvidas. A primeira delas conseguiu uma aproximação equivalente linear global do sistema estudado, a segunda consistiu de uma identificação dos parâmetros do sistema para posteriormente desenvolver um modelo mecânico e finalmente a terceira desenvolveu um método não-paramétrico que aproximou as forças não-lineares medidas experimentalmente. Ehrgott e Masri utilizaram duas abordagens para emular as forças geradas pelo amortecedor. Na primeira abordagem, foi assumido que a força era uma função do deslocamento e da velocidade o que permitiu descrever-lhe por polinômios de Chebyshev ortogonais bidimensionais. Na segunda abordagem, se assumiu que a força era uma função da velocidade e da aceleração, sendo também descrita por polinômios de Chebyshev ortogonais. Os resultados obtidos demonstraram que a segunda abordagem foi mais ajustada ao comportamento real do amortecedor. Mais tarde McClamroch e Gavin (1995) e Gavin et al. (1996b) retomaram os estudos de Ehrgott e Masri assumindo que a força não era só função do deslocamento e da velocidade mas também do campo elétrico. Resultados analíticos e experimentais foram comparados, resultando em uma força de controle mais próxima dos valores reais.



Outro trabalho que utilizou artifícios matemáticos, embora diferentes dos polinômios de Chebyshev, foi o elaborado por Song et al. (2005) que modelaram o comportamento de um amortecedor MR mediante o uso de quatro funções matemáticas eficientes que capturaram os aspectos físicos dominantes do amortecedor. A primeira função foi uma função polinomial, esta função foi utilizada para descrever a força de amortecimento máxima em função da corrente aplicada. A segunda função selecionada foi uma função de forma, que foi empregada para preservar a correlação em forma de onda entre a força de amortecimento e a velocidade interna do amortecedor. Esta função também se encarregou de representar o comportamento bilinear da curva força *versus* velocidade. A terceira função foi uma função de atraso, que não é outra coisa que um filtro não-linear de primeira ordem que cumpre com a tarefa de criar o ciclo de histerese. A última função proposta foi uma função de compensação cuja principal tarefa foi centrar a força de amortecimento no zero mediante a inserção de uma força “*bias*”. A combinação das quatro funções mencionadas acima proporciona o modelo não-paramétrico do amortecedor MR proposto. Os autores compararam o modelo não-paramétrico deduzido com um modelo paramétrico, baseado no modelo de Bouc-Wen sugerido por Spencer Jr. et al. (1997), e determinaram que o modelo não-paramétrico é capaz de prever de forma apropriada as características da força de amortecimento, o comportamento bilinear do amortecedor, o ciclo de histerese e a saturação eletromagnética do dispositivo. Também foi comprovado que o modelo não-paramétrico estudado podia ser solucionado com passos de integração de  $10^{-2}$  s, muito mais rápido que o tamanho de passo de  $10^{-5}$  s geralmente utilizado por modelos paramétricos, o que significa que o modelo não-paramétrico proposto por Song et al. é mais eficiente desde o ponto de vista computacional e pode ser, aparentemente, viável para se utilizar com algoritmos de controle baseados em dados adquiridos em tempo real.

Mais uma ferramenta utilizada para modelar o comportamento de sistemas dinâmicos altamente não-lineares são as redes neurais. As redes neurais emulam as propriedades e o funcionamento do sistema nervoso e estão compostas por vetores de entrada, vetores de saída, neurônios (elementos de processamento) e sinapses que são as conexões entre os neurônios e as variáveis de entrada e saída. Os neurônios são diferentes entre si de acordo com sua função de transferência, as quais determinam como a rede neural se encarrega de transformar as entradas em saídas. Alguns autores estudaram o uso de redes neurais artificiais na modelagem de amortecedores MR. Assim, por exemplo, Zhang e Roschke (1998) propuseram dois modelos de redes neurais artificiais para este tipo de dispositivo. O

primeiro modelo foi denominado de modelo adiantado (*Forward model*) e foi projetado com o objetivo de prever a força de amortecimento quando se conhecia a voltagem. Este modelo tinha oito entradas, uma saída e cinco neurônios em uma camada oculta. O segundo modelo foi denominado de modelo inverso (*Inverse model*) e foi proposto com a finalidade de prever a voltagem quando a força do amortecedor é conhecida. Este modelo consistia de quatro entradas, uma saída e dez neurônios localizados em uma camada oculta. Os dois modelos de redes neurais propostos pelos autores foram treinados utilizando o algoritmo de Levenberg-Marquardt que é baseado no método de Gauss-Newton. Já a estratégia selecionada para aperfeiçoar a arquitetura das redes foi a OBS (*Optimal Brain Surgeon*) a qual se encarrega de remover pesos desnecessários da rede. Os autores reportaram que os resultados obtidos com os dois modelos foram satisfatórios, demonstrando que as redes neurais podem ser um meio eficiente para simular o comportamento de um amortecedor MR.

Wang e Liao (2001) propuseram duas redes neurais para desenvolver a identificação direta e o modelo inverso de amortecedores MR. No modelo de identificação direta se utilizou uma rede para prever a força de amortecimento do dispositivo. No caso do modelo inverso os autores propuseram uma rede de três camadas para determinar a voltagem necessária para aplicar uma força de amortecimento específica. Para este caso se utilizou a rede treinada para projetar o controlador do amortecedor, que é empregado para gerar a força de amortecimento que mais se ajusta com a força de amortecimento desejada. Os resultados obtidos mostraram valores aproximados aos valores esperados, não obstante, como é mencionado por parte dos autores, este foi um trabalho preliminar que precisa ainda de muita pesquisa e de validações experimentais antes de poder ser implementado em aplicações práticas.

Wang e Liao (2004) continuaram trabalhando no desenvolvimento de modelos dinâmicos diretos e modelos dinâmicos inversos por meio de redes neurais artificiais, procurando aperfeiçoar a modelagem e o controle do amortecedor. Nesta ocasião, os modelos, direto e inverso, do dispositivo de controle foram realizados utilizando redes neurais recorrentes com retroalimentação, ou seja, redes onde o valor da saída obtida passa a ser um parâmetro na entrada do sistema. Estas novas redes tinham três camadas com dezoito entradas, uma saída e uma camada oculta com dezoito neurônios. Os autores utilizaram uma série de métodos de validação para avaliar o desempenho das redes neurais desenvolvidas. As

validações dos resultados com diferentes conjuntos de dados indicaram que o modelo direto desenvolvido com redes neurais recorrentes pode ser aproveitado para prognosticar com uma precisão apropriada a força de amortecimento. Por outra parte, o estudo mostrou também que o modelo dinâmico inverso proposto pode atuar satisfatoriamente como um controlador do amortecedor MR, possibilitando administrar as voltagens de comando necessárias para gerar as forças de controle ótimas indicadas pelo modelo direto.

Outro autor que utilizou redes neurais para propor um modelo inverso com o objetivo de aplicá-lo em amortecedores MR foi Xia (2003). O trabalho de Xia consistiu em prever a voltagem requerida para que um amortecedor MR pudesse produzir uma força de amortecimento ótima para ser aplicada no controle de vibrações de estruturas. O modelo inverso foi construído utilizando uma rede neural perceptron multicamada e técnicas de sistemas de identificação. O algoritmo de treinamento foi o Levenberg-Marquardt baseado no método de Gauss-Newton, sendo também utilizado um modelo de variáveis exógenas auto-regressivo com o objetivo de descrever a relação entre as entradas e saídas para uma ótima identificação do amortecedor MR. Finalmente foi utilizada a técnica OBS para aperfeiçoar a arquitetura da rede. O sistema desenvolvido demonstrou uma boa precisão ao prever as voltagens requeridas para obter forças de controle ajustadas.

Um modelo não-paramétrico utilizando um aprendizado recursivo lento (*Recursive Lazy Learning*) baseado em redes neurais artificiais é sugerido por Boada et al. (2009). Os métodos de aprendizado lento utilizam os exemplos de entrada para tomar decisões. Neste método, a estimação do valor de uma função desconhecida é resolvida dando total atenção à região ao redor do ponto onde a estimação é requerida. Cada vez que uma predição é requerida para um ponto específico, um conjunto de modelos locais é identificado. A habilidade de generalização de cada modelo é avaliada por meio de um procedimento local de validação cruzada. Finalmente uma predição é obtida combinando ou selecionando os diferentes modelos com base em práticas estatísticas utilizando os erros da validação cruzada. Entre as principais vantagens desta técnica de aprendizado pode-se listar o baixo custo de treinamento, a redução do esforço na solução dos problemas e a supressão de interferências negativas comumente exibidas em outras alternativas. O método proposto pelos autores foi validado mediante a comparação dos resultados obtidos com resultados experimentais. As conclusões do trabalho mostraram que os resultados do modelo proposto estão bem correlacionados aos obtidos experimentalmente.

Outro exemplo de modelos não-paramétricos propostos para simular a conduta dos amortecedores MR são os modelos neuro-difusos. Os modelos neuro-difusos foram propostos como uma alternativa aos modelos computacionalmente custosos atualmente utilizados. Neste tipo de modelo redes neurais são utilizadas para ajustar os parâmetros da lógica difusa. A lógica difusa incorpora o saber humano no controlador utilizando funções as quais definem conceitos vagos ou imprecisos tais como: “grande”, “débil”, “difícil”, “moderado”, etc. A saída desejada é determinada baseada na informação difusa das entradas, mais o menos como faz o cérebro humano para tomar decisões. Schurter e Roschke (2000) propuseram um modelo neuro-difuso para um amortecedor MR pequeno utilizando redes neurais artificiais para treinar variáveis lingüísticas que simulam a relação entre as entradas (deslocamento do amortecedor, velocidade, voltagem) e a saída (força de amortecimento). Para determinar os parâmetros requeridos para a modelagem do amortecedor foi utilizado o sistema ANFIS (*Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System*) do *Matlab*. Os dados de treinamento e validação foram gerados utilizando o modelo fenomenológico proposto por Spencer Jr. et al. (1997). O modelo neuro-difuso proposto mostrou-se satisfatório descrevendo o comportamento do amortecedor MR. Além disso, o modelo completamente treinado mostrou ser 1000 vezes mais rápido que o modelo matemático, mantendo um erro relativamente pequeno.

Modelos não-paramétricos de amortecedores MR construídos a partir de algoritmos genéticos também tem sido desenvolvidos nos últimos anos. Os algoritmos genéticos são algoritmos matemáticos altamente paralelos que estão baseados no processo genético dos organismos vivos e que podem ser usados para resolver problemas de procura e de otimização fundamentados na probabilidade. Ao longo de gerações, as populações evoluíram na natureza de acordo com os princípios da seleção natural e a sobrevivência dos mais fortes, postulados por Darwin. Imitando este processo, os algoritmos genéticos são capazes de criar soluções para problemas. Giuclea et al. (2004) obtiveram os parâmetros de um modelo mecânico de um amortecedor MR mediante o uso de um método inverso assistido por algoritmos genéticos. Os dados experimentais utilizados foram evoluções ao longo do tempo do deslocamento, da velocidade e da força, medidas para valores de corrente constante e variável. Assim, os parâmetros do modelo são obtidos utilizando o conjunto de dados experimentais correspondentes a valores onde a corrente permaneceu constante. Depois, o modelo resultante foi validado comparando a força experimental medida com valores de corrente variável com as forças calculadas por meio

do modelo obtido. Em termos gerais, o modelo desenvolvido pelos autores se mostrou bastante eficiente para determinar os parâmetros necessários do modelo mecânico que serviram para prever o comportamento dinâmico de amortecedores MR.

Na mesma linha, Kwok et al. (2007) propuseram o uso de algoritmos genéticos para a identificação dos parâmetros de um modelo mecânico não simétrico que reproduziria o comportamento de amortecedores MR. O modelo mecânico utilizado foi um modelo modificado de Bouc-Wen, que considerou o efeito não simétrico dos ciclos de histerese, efeito não tomado em conta no modelo original. Neste trabalho, a eficiência computacional dos algoritmos genéticos propostos foi melhorada com a absorção da etapa de seleção dentro das operações de mutação e de cruzamento (*crossover*). Estas etapas, mutação e cruzamento, foram feitas adaptáveis de tal forma que sua probabilidade não precisou ser especificada pelos usuários. Ao invés de utilizar um número grande de gerações ou um valor ajustado predeterminado, o critério de conclusão do algoritmo é formulado com base no teste estatístico de hipótese, que modela o progresso do erro de identificação como uma distribuição exponencial com um nível especificado de confiança, melhorando o desempenho de identificação dos parâmetros do modelo mecânico. Resultados experimentais do deslocamento e da força de um amortecedor MR são utilizados para verificar o modelo proposto, mostrando que os resultados dos parâmetros de identificação são satisfatórios.

### **3.5.2 – Modelos paramétricos**

Os modelos paramétricos consistem de uma série de elementos mecânicos tais como molas, amortecedores e massas que tentam emular o comportamento de um dispositivo qualquer. Geralmente, os parâmetros destes elementos são determinados mediante o ajuste experimental dos resultados.

De acordo com Dias (2005), um dos primeiros modelos paramétricos desenvolvidos para amortecedores de fluidos controláveis foi o modelo de Bingham, o qual consistia de um elemento de atrito de Coulomb colocado em paralelo com um amortecedor viscoso, como é mostrado na Figura 3.7. Este modelo foi proposto por Stanway et al. (1985, 1987) com o objetivo de descrever o comportamento de amortecedores ER, sendo depois modificado por Spencer Jr. et al. (1997) para ser aplicado em um amortecedor MR pequeno. Neste

modelo, para velocidades do pistão diferentes de zero, a força gerada pelo dispositivo será dada por:

$$f = f_f \operatorname{sgn}(\dot{x}) + c_0 \dot{x} + f_0 \quad (3.4)$$

Onde  $c_0$  é o coeficiente de amortecimento e  $f_f$  é a força de atrito, que esta relacionada à tensão de escoamento do fluido. Note-se que se inclui uma parcela  $f_0$  para compensar um desvio do zero observado nas medidas experimentais e que é devido à presença de um acumulador no dispositivo, assim, se em algum ponto a velocidade do pistão é zero, a força gerada no elemento de Coulomb é igual à força aplicada.

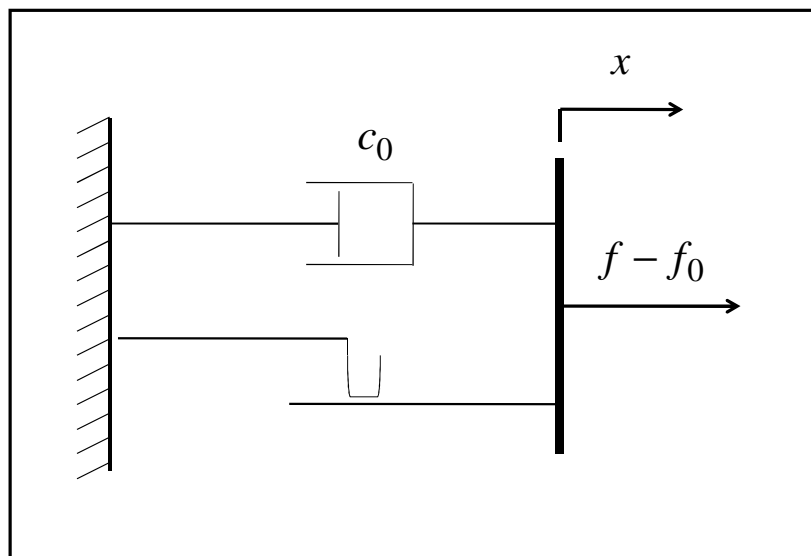


Figura 3.7 – Modelo de Bingham para amortecedores de fluido controláveis.

Dyke (1996) comparou a resposta do modelo de Bingham com respostas obtidas experimentalmente, encontrando que o modelo foi eficiente ao predizer de maneira satisfatória o comportamento do par força-deslocamento. Não obstante, foi possível observar também que a predição dos comportamentos do par força-velocidade e da variação da força ao longo do tempo não são adequados. No caso específico do par força-velocidade, a autora verificou que o modelo não capturava o comportamento não-linear que se observava nos dados experimentais, especialmente para valores de velocidade próximos de zero, o que faz do modelo de Bingham uma aproximação pouco competente para emular o comportamento altamente não-linear de amortecedores MR. A Figura 3.8

apresenta a comparação entre os resultados experimentais e os resultados proporcionados pelo modelo de Bingham encontrados no estudo de Dyke (1996).

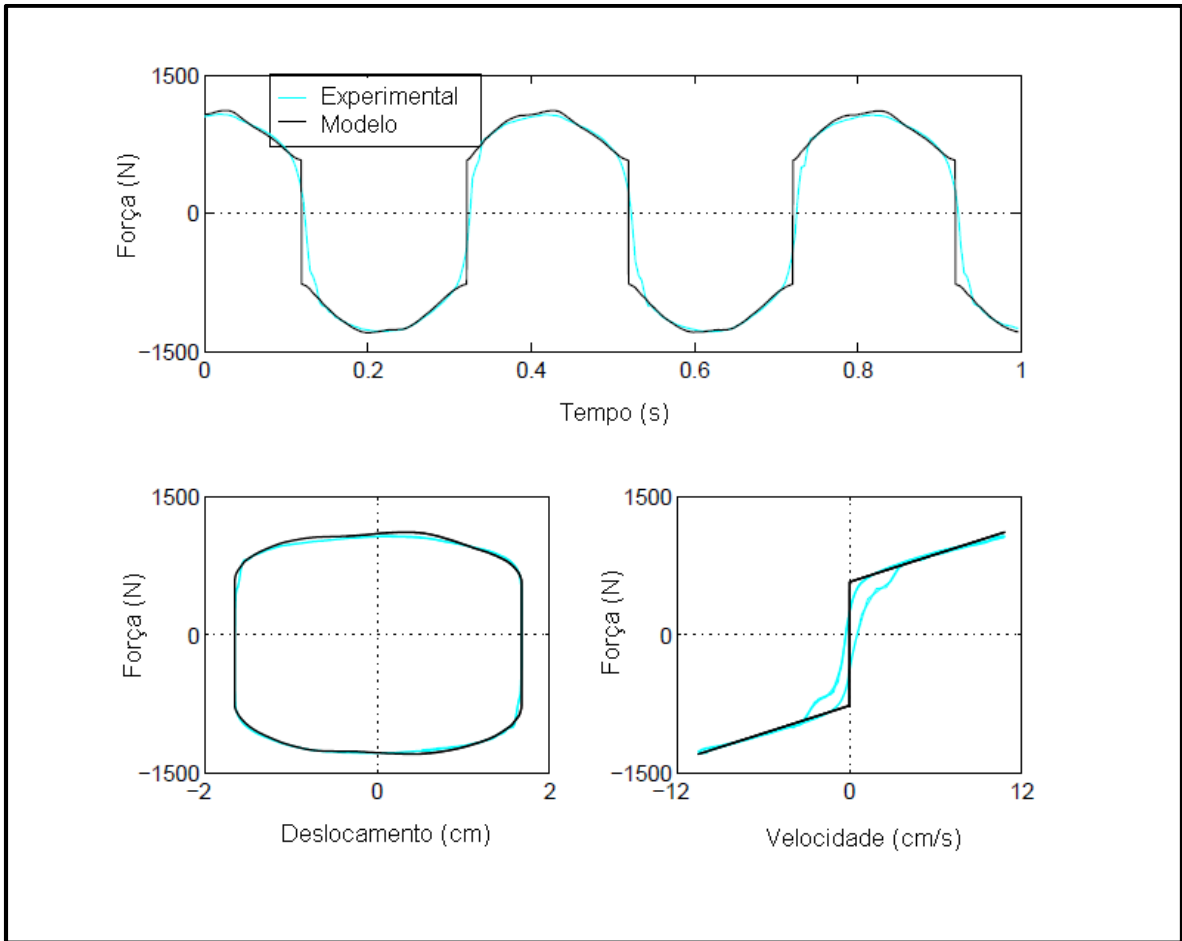


Figura 3.8 – Comparação entre as respostas obtidas experimentalmente e com o modelo de Bingham. (Modificado de Dyke, 1996).

Uma versão estendida do modelo de Bingham com enfoque na predição do comportamento de materiais ER foi apresentada por Gamota e Filisko (1991). A figura 3.9 apresenta o modelo viscoelasto-plástico proposto pelos autores, que consistia do modelo de Bingham (um elemento de atrito de Coulomb colocado em paralelo com um amortecedor viscoso) colocado em série com um modelo sólido linear standard. As equações que governam o comportamento desse modelo estendido são dadas por:

$$\text{Para } |f| > f_f \quad \begin{cases} f = k_1(x_2 - x_1) + c_1(\dot{x}_2 - \dot{x}_1) + f_0 \\ f = c_0\dot{x}_1 + f_f \text{sgn}(\dot{x}_1) + f_0 \\ f = k_2(x_3 - x_2) + f_0 \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\text{Para } |f| \leq f_f \quad \begin{cases} f = k_1(x_2 - x_1) + c_1\dot{x}_2 + f_0 \\ f = k_2(x_3 - x_2) + f_0 \end{cases} \quad (3.6)$$

Onde  $k_1$ ,  $k_2$  e  $c_1$  são os parâmetros associados ao modelo sólido linear,  $c_0$  é o coeficiente de amortecimento do modelo de Bingham, e  $f_f$  é a força de atrito, que a sua vez está relacionada à tensão de escoamento do fluido.

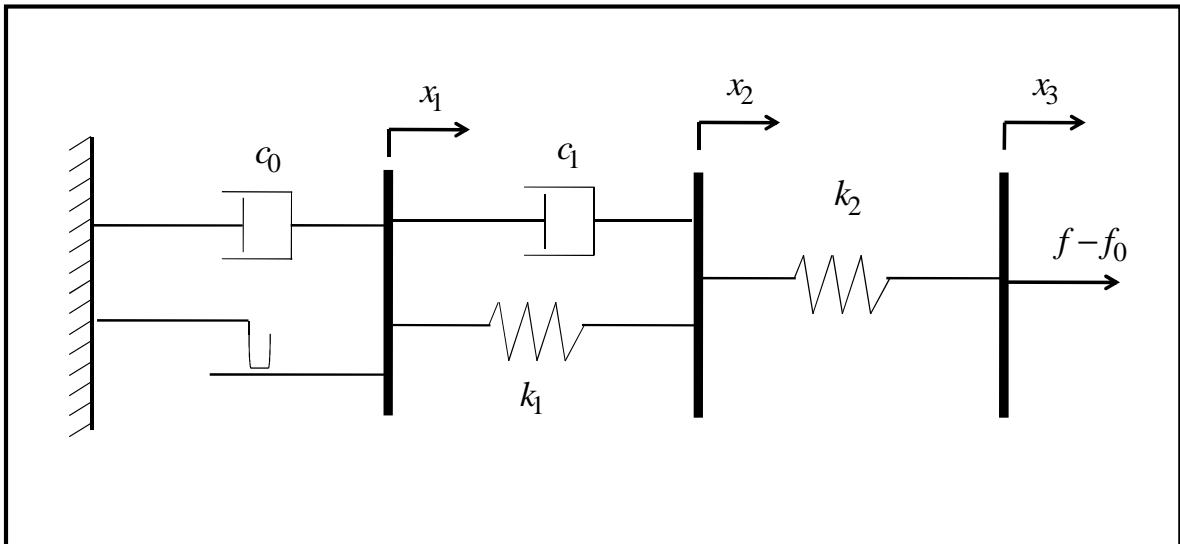


Figura 3.9 – Modelo estendido de Bingham para amortecedores de fluido controláveis proposto por Gamota e Filisko (1991).

Em seu trabalho Dyke (1996) comparou as respostas experimentais e as respostas obtidas com o modelo estendido de Bingham proposto por Gamota e Filisko, encontrando que o comportamento do par força-deslocamento do amortecedor obtido com o modelo é bastante preciso, sendo praticamente o mesmo que o encontrado nos resultados experimentais. O comportamento da força em termos da velocidade do modelo de Bingham estendido foi também melhorado quando comparado com os resultados obtido pelo modelo de Bingham, não obstante, a conduta do fluido quando a velocidade está próxima de zero ainda não é bem reproduzida pelo modelo. Spencer Jr. et al. (1997) também advertiram que as equações que governam o modelo proposto por Gamota e Filisko apresentam diversos desafios desde o ponto de vista numérico, requerendo o uso de pequenos passos de tempo durante a resolução do sistema. A Figura 3.10 apresenta a comparação dos resultados experimentais e dos resultados do modelo estendido de Bingham analisados por Dyke (1996).



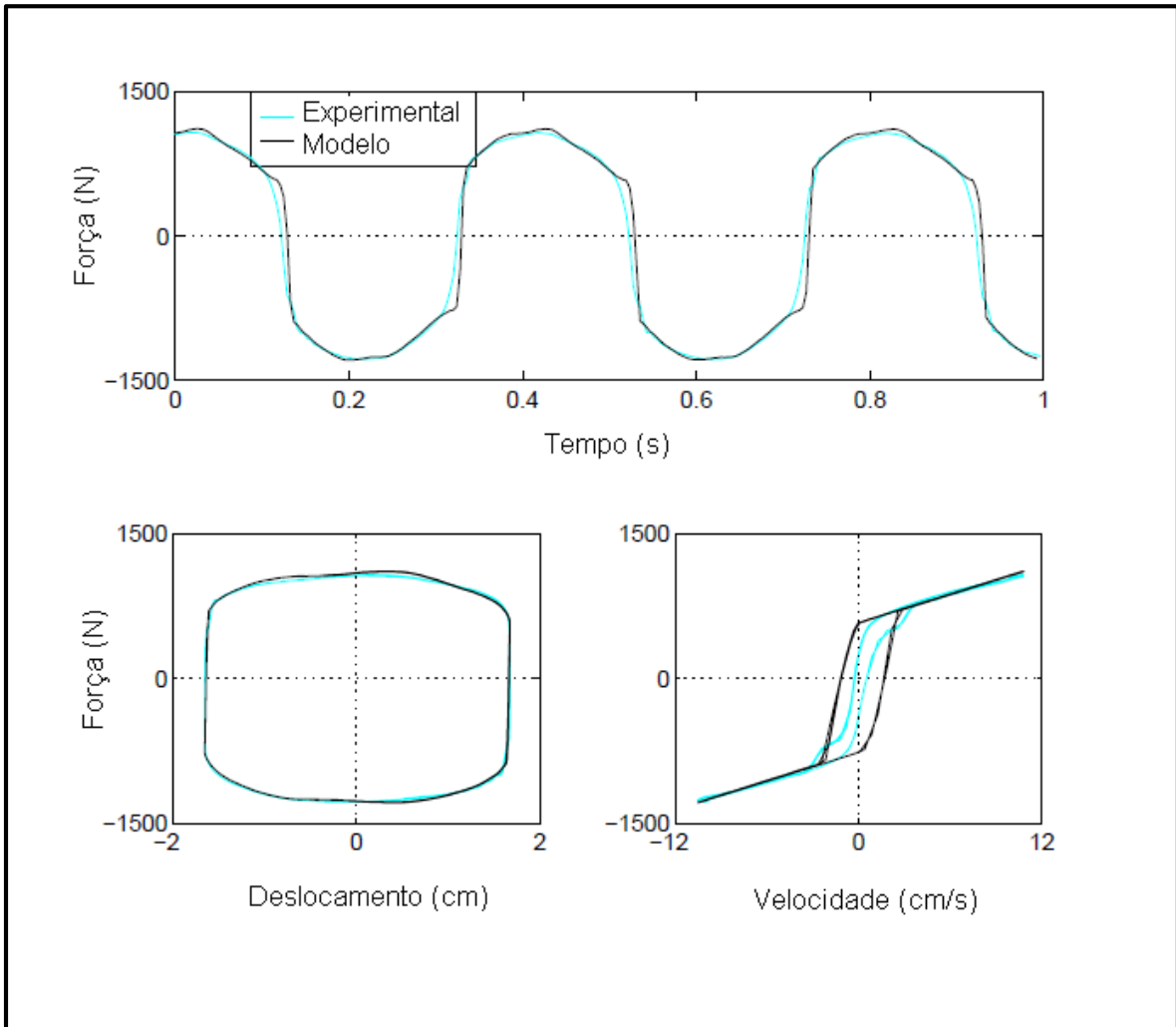


Figura 3.10 – Comparação entre as respostas obtidas experimentalmente e com o modelo estendido de Bingham proposto por Gamota e Filisko (1991). (Modificado de Dyke, 1996).

O modelo de Bouc-Wen desenvolvido por Wen (1976) demonstrou ser bastante eficiente e extremamente versátil para modelar o comportamento de sistemas com histerese. Devido a isto, Spencer Jr. et al. (1997) propuseram sua utilização na modelagem de amortecedores MR. Um esquema do modelo de Bouc-Wen utilizado para modelar o comportamento de amortecedores MR é apresentado na Figura 3.11, já a equação que descreve a força no sistema é dada por:

$$f = c_0 \dot{x} + k_0(x - x_0) + \alpha z \quad (3.7)$$

Onde  $c_0$  é o coeficiente de amortecimento,  $k_0$  é o parâmetro de rigidez da mola,  $x_0$  é o deslocamento inicial da mola,  $\alpha$  é o parâmetro de Bouc-Wen associado com a tensão de escoamento do fluido MR e  $z$  é uma variável evolutiva governada pela equação:

$$\dot{z} = -\gamma|\dot{x}|z|z|^{n-1} - \beta\dot{x}|z|^n + A\dot{x} \quad (3.8)$$

Onde  $\gamma$ ,  $\beta$  e  $A$  são os parâmetros que se encarregam de ajustar a histerese do sistema, determinando a linearidade na região onde não existe carregamento, assim como a suavidade na transição das regiões do pré-escoamento e do pós-escoamento. Além disso, a força  $f_0$  que era utilizada nos modelos anteriores, que servia para compensar um desvio do zero observado nas medidas experimentais causado pelo acumulador do amortecedor, é diretamente incorporada neste modelo como um deslocamento inicial  $x_0$  da mola do sistema.

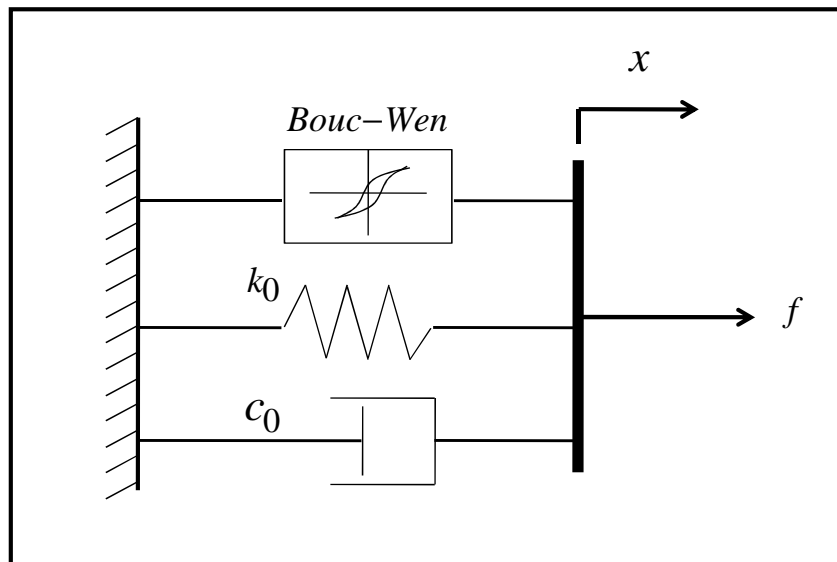


Figura 3.11 – Modelo de Bouc-Wen para amortecedores MR.

Na Figura 3.12 se apresentam as comparações feitas por Dyke (1996) entre as respostas obtidas experimentalmente e as respostas obtidas com o modelo de Bouc-Wen. Se pode observar que o comportamento do par força-deslocamento do modelo analisado é bastante aproximado do comportamento real do amortecedor. Já a resposta da força em termos da velocidade ainda não é o suficientemente precisa para concluir que o modelo paramétrico pode ser uma ferramenta útil na modelagem numérica dos amortecedores de fluidos controláveis.

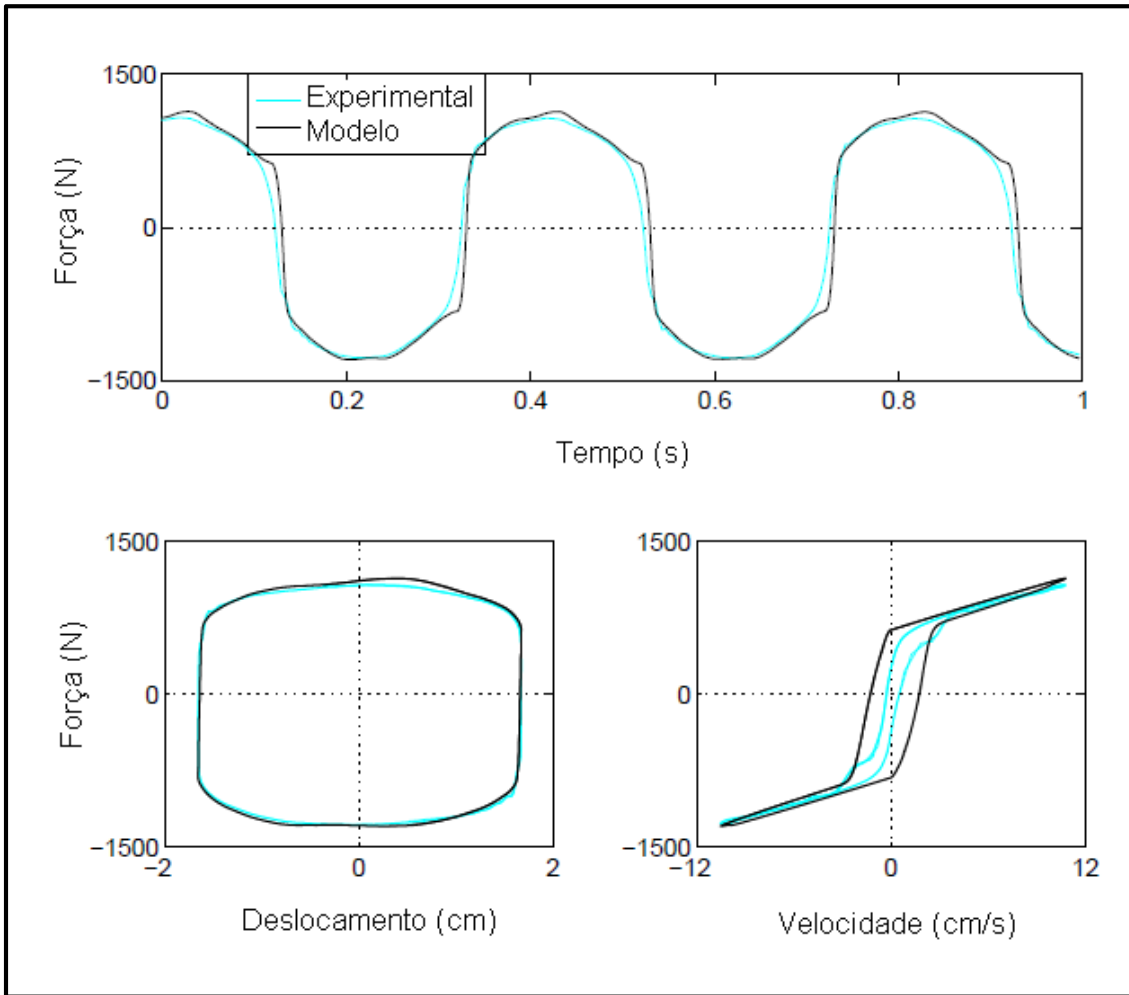


Figura 3.12 – Comparação entre as respostas obtidas experimentalmente e com o modelo de Bouc-Wen. (Modificado de Dyke, 1996).

Para melhorar a reprodução do comportamento do par força-velocidade dos amortecedores MR mediante o uso de um modelo paramétrico, Spencer Jr. et al. (1997) propuseram um modelo modificado de Bouc-Wen ao que denominaram de modelo fenomenológico. A Figura 3.13 apresenta o esquema do modelo fenomenológico, o qual consiste de um amortecedor colocado em série com o modelo original de Bouc-Wen e uma mola colocada em paralelo com o sistema inteiro.

Para obter as equações governantes o modelo será dividido em duas partes. Considerando somente a seção superior do modelo (amortecedor em série com o modelo de Bouc-Wen original) se terá:

$$c_1 \dot{y} = \alpha z + k_0(x - y) + c_0(\dot{x} - \dot{y}) \quad (3.9)$$

Onde a variável evolutiva  $z$  está governada por:

$$\dot{z} = -\gamma|\dot{x} - \dot{y}|z|z|^{n-1} - \beta(\dot{x} - \dot{y})|z|^n + A(\dot{x} - \dot{y}) \quad (3.10)$$

Resolvendo a equação (3.9) em termos de  $\dot{y}$  tem-se:

$$\dot{y} = \frac{1}{(c_0 + c_1)} (\alpha z + c_0 \dot{x} + k_0(x - y)) \quad (3.11)$$

Já a força total gerada pelo sistema será a soma da seção superior e inferior do sistema, assim:

$$f = \alpha z + c_0(\dot{x} - \dot{y}) + k_0(x - y) + k_1(x - x_0) \quad (3.12)$$

Substituindo a equação (3.9) na equação (3.12) tem-se que:

$$f = c_1 \dot{y} + k_1(x - x_0) \quad (3.13)$$

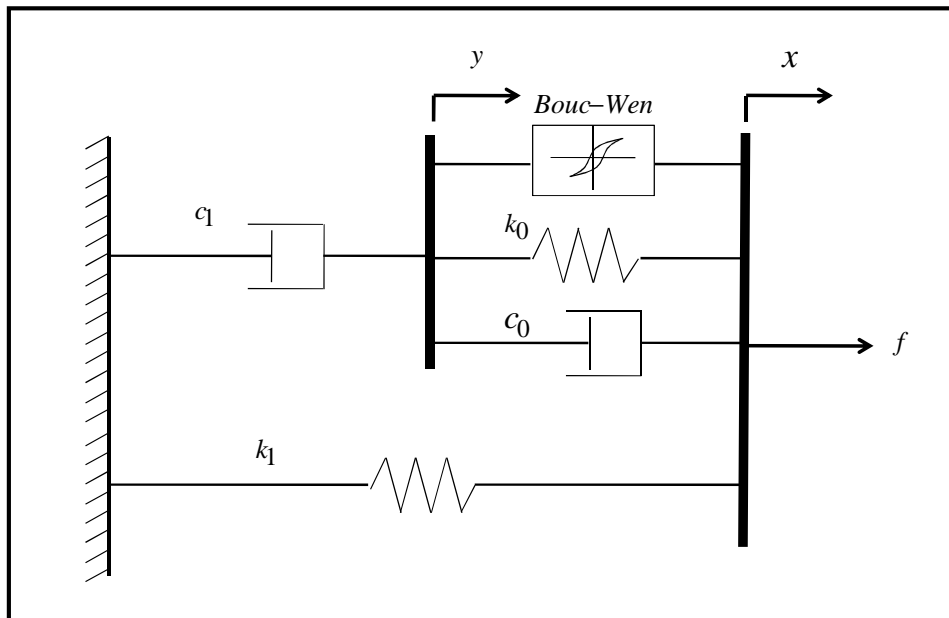


Figura 3.13 – Modelo fenomenológico para amortecedores MR.

Neste modelo, a rigidez do acumulador esta representada por  $k_1$  e o amortecimento viscoso observado a grandes velocidades esta representado por  $c_0$ . Um amortecedor, representado por  $c_1$ , esta incluído no modelo com o objetivo de produzir o comportamento observado a baixas velocidades,  $k_0$  controla a rigidez a grandes velocidades e  $x_0$  representa o deslocamento inicial da mola com rigidez  $k_1$  associado com a força nominal de amortecimento devida ao acumulador do amortecedor.

A Figura 3.14 apresenta a comparação dos resultados experimentais e numéricos utilizando o modelo fenomenológico feita por Dyke (1996). Neste estudo foi mostrado que o modelo paramétrico fenomenológico emulava de maneira bastante precisa o comportamento geral dos amortecedores MR, incluindo o comportamento do par força-velocidade, que já tinha apresentado sérias diferenças em relação aos modelos paramétricos anteriormente analisados.

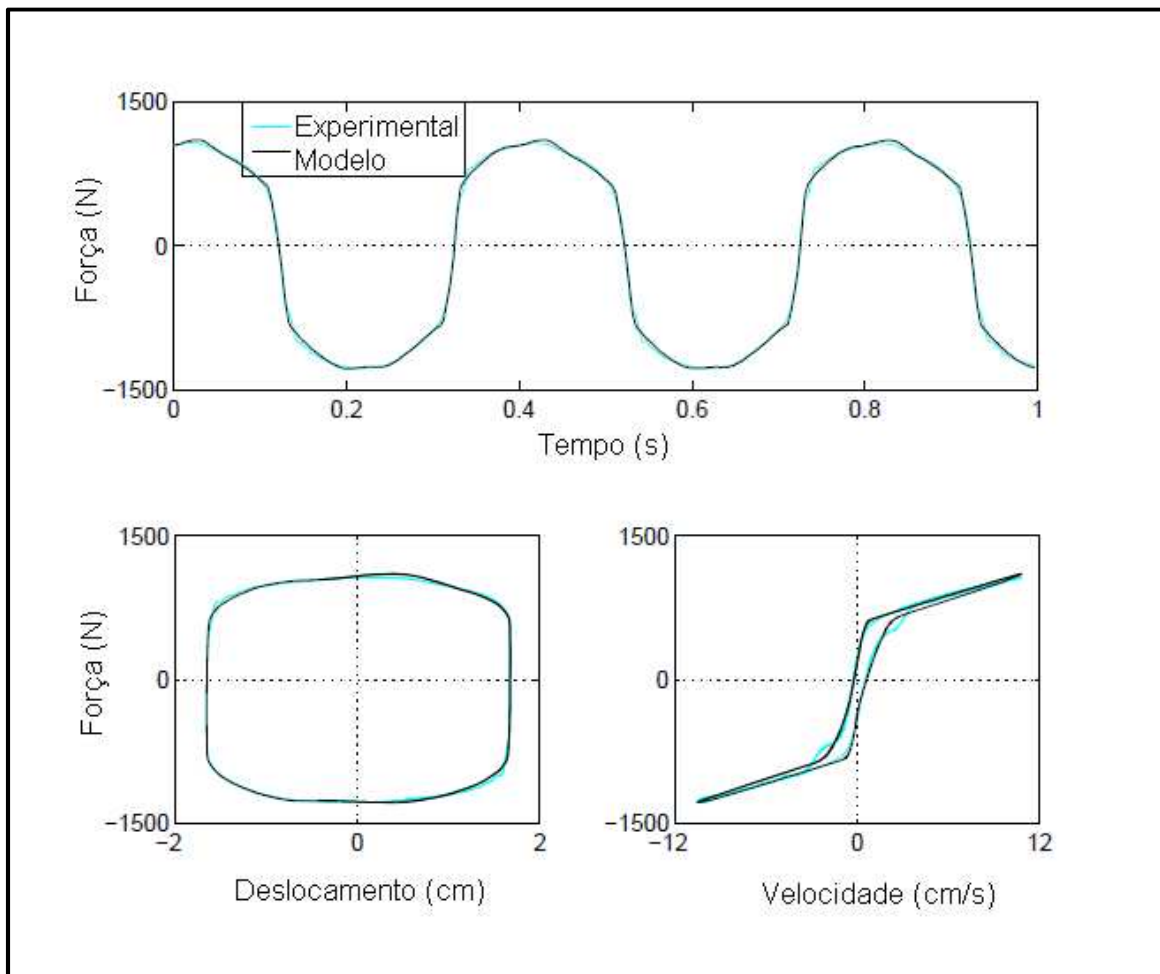


Figura 3.14 – Comparação entre as respostas obtidas experimentalmente e com o modelo fenomenológico. (Modificado de Dyke, 1996).

Devido ao bom desempenho do modelo fenomenológico para descrever o comportamento de amortecedores MR, se decidiu que o mesmo serviria de base para simular o dispositivo de controle que seria estudado nesta tese.

## **4 – MODELO UTILIZADO**

### **4.1 – INTRODUÇÃO**

Neste capítulo é abordado o estudo e a descrição do modelo numérico empregado que servirá de base para a posterior aplicação dos algoritmos de controle propostos. O modelo consiste de um edifício tipo pórtico de dois andares, analisado em três dimensões, com três graus de liberdade por andar (deslocamentos horizontais nos eixos  $X$  e  $Y$  e rotação em torno do eixo  $Z$ ). Além disso, o modelo leva em consideração o uso de um par de amortecedores MR instalados na base do edifício, que serão os mecanismos encarregados de controlar o sistema.

A decisão de trabalhar o modelo numérico, composto pela estrutura e os amortecedores anteriormente citados, obedece à necessidade de continuar e complementar o trabalho já realizado na linha de pesquisa de controle estrutural com amortecedores magnetorreológicos que vem sendo desenvolvida no programa de Pós-graduação em Estruturas e Construção Civil (PECC) da Universidade de Brasília, tomando como base o conhecimento que se tem do mencionado modelo e os resultados obtidos produto do trabalho de doutorado desenvolvido por Carneiro (2009).

O modelo é um protótipo experimental em escala 2:3 construído no Laboratório do Departamento de Estruturas, Geotécnica e Geologia aplicada da Universidade de Basilicata, na Itália, o qual foi empregado em um projeto de pesquisa conjunto entre a Rede de Laboratórios Universitários Italianos de Engenharia Sísmica (ReLUIIS) e o Departamento de Proteção Civil Italiano (DPC), denominado projeto ReLUIIS-DPC 2005-2008. Em seu trabalho, Carneiro realizou uma estadia na Universidade de L'Aquila, na Itália, durante o período de 2006-2007, sendo realizados seus estudos dentro de uma unidade de pesquisa inserida dentro do projeto ReLUIIS-DPC 2005-2008 que contemplava a utilização deste modelo.

A seguir será feita uma breve apresentação das componentes e dos parâmetros dos elementos do modelo, que permitiram obter as propriedades que afetam diretamente o comportamento dinâmico e o controle estrutural do sistema.

## 4.2 – MODELAGEM DO EDIFÍCIO TIPO PORTICO

### 4.2.1 – Componentes

O edifício a controlar no modelo numérico é um pórtico de dois andares de 2m de pé direito cada. Em planta, o edifício é um retângulo com distancia entre eixo dos pilares de 3m na direção *Y* e de 4m na direção *X*. A Figura 4.1 apresenta uma fotografia do modelo real localizado na Universidade de Basilicata, na Italia.



Figura 4.1 – Pórtico experimental da Universidade de Basilicata. (Carneiro, 2009).



De acordo com Contento *et al.* (2006) apud Carneiro (2009), os elementos estruturais do pórtico são feitos em aço, utilizando perfis comerciais tipo HE 140B para os pilares e IPE 180 para as vigas. As propriedades e as dimensões de estes elementos podem ser observadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros das seções dos componentes estruturais do pórtico.

	Pilares	Vigas	Perfil de aço
$h$ (mm)	140	180	
$b$ (mm)	140	91	
$a$ (mm)	7	5,3	
$e$ (mm)	12	8	
$r$ (mm)	12	9	
$A$ (cm <sup>2</sup> )	43	23,9	
$I_{px}$ (cm <sup>4</sup> )	1509	1317	
$I_{py}$ (cm <sup>4</sup> )	550	101	
$J_p$ (cm <sup>4</sup> )	20	4,8	
$E$ (kN/m <sup>2</sup> )	210 x 10 <sup>6</sup>	210 x 10 <sup>6</sup>	

Outros elementos que compõem o pórtico são as lajes dos andares, as quais foram formadas por uma placa de aço revestida de concreto. Na Figura 4.1 também é possível observar como os pilares do segundo andar sobressaem acima da laje superior do pórtico. Além disso, e por necessidades construtivas, existem vigas na base dos pilares ao longo do perímetro do pórtico. Já as estruturas metálicas similares a contraventamentos nas laterais do modelo têm como objetivo suportar os amortecedores MR. O modelo numérico do pórtico utilizado foi simplificado desconsiderando o comprimento sobressalente dos pilares, as vigas que ligam as bases dos pilares e as estruturas que suportam os dispositivos de controle.

#### 4.2.2 – Modelagem tridimensional do edifício por meio da hipótese do diafragma

A modelagem do pórtico foi realizada em três dimensões adotando a hipótese do diafragma, que assume que cada laje é rígida em seu próprio plano e flexível na direção perpendicular. A hipótese do diafragma também estabelece que os deslocamentos horizontais de todos os nós do pavimento são relacionados a três deslocamentos de corpo rígido definidos no centro de massa de cada pavimento  $i$  sendo eles: translações  $u_{xi}$  na direção  $x$ ,  $u_{yi}$  na direção  $y$  e rotação torsional  $u_{\theta i}$  em torno do eixo vertical  $z$  (Carneiro, 2009).

Carneiro (2009) resumiu a modelagem tridimensional do edifício segundo a hipótese do diafragma em quatro passos fundamentais, eles são:

1. Determinação das matrizes de rigidez dos pórticos planos laterais do edifício.
2. Aplicação do procedimento de condensação estática.
3. Transformação das matrizes de rigidez condensadas das coordenadas locais para as coordenadas globais definidas no centro de massa do pórtico tridimensional e que representam os deslocamentos de corpo rígido das lajes de cada pavimento.
4. Soma das contribuições dos pórticos laterais do edifício.

A seguir será feita uma breve descrição de cada um destes passos, permitindo assim determinar as propriedades e parâmetros do modelo do edifício utilizado. É oportuno comentar que este pequeno resumo está baseado na tese de doutorado de Carneiro (2009), onde o tema é discutido de uma forma mais ampla, sendo assim, sugere-se aos leitores interessados em aprofundar este assunto que consultem o referido trabalho.

##### 4.2.2.1 – Primeiro passo: Determinação das matrizes de rigidez dos pórticos planos laterais do edifício

O primeiro passo para modelar tridimensionalmente o edifício mediante a hipótese do diafragma consiste em descompor o pórtico original nos quatro pórticos planos que compõem as faces da estrutura, tal qual é mostrado na Figura 4.2.

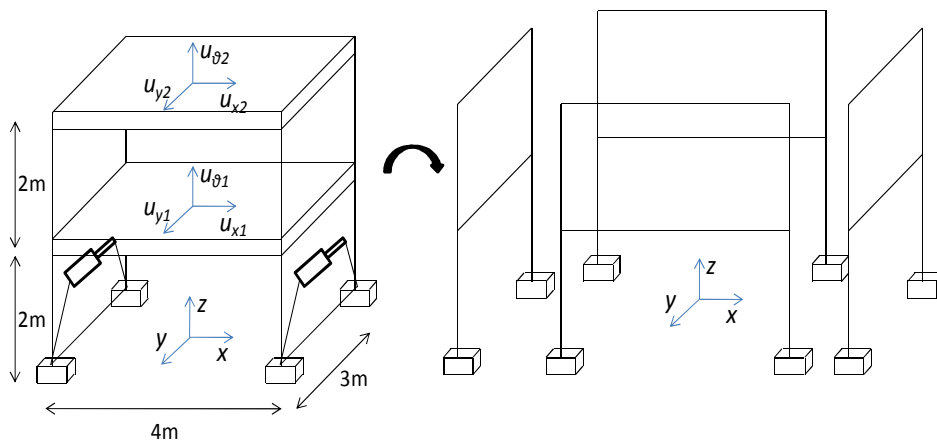


Figura 4.2 – Pórtico original descomposto em quatro pórticos planos.

Uma vez descomposto o pórtico original, cada um dos quatro pórticos planos é idealizado como uma associação de elementos de barra interconectados por nós. Assim, a matriz de rigidez de cada pórtico plano, desprezando as deformações axiais das vigas e dos pilares, é determinada de maneira análoga à matriz de um único elemento submetido à flexão, tendo em conta que se devem somar os esforços que se dão em um mesmo nó correspondente a elementos distintos para representar a rigidez total naquela coordenada.

#### 4.2.2.2 – Segundo passo: Aplicação do procedimento de condensação estática

O seguinte passo executado na modelagem do pórtico tridimensional consiste na aplicação do procedimento de condensação estática. Este procedimento procura reduzir a ordem da matriz de rigidez do sistema mediante a eliminação dos graus de liberdade da estrutura aos quais não há massa associada, com o objetivo de reduzir o esforço computacional da análise dinâmica.

Ao idealizar a massa de uma estrutura como concentrada nos nós, a matriz de massa do sistema torna-se diagonal, com alguns elementos nulos que correspondem aos graus de liberdade rotacionais. Deste modo, os graus de liberdade correspondentes aos elementos nulos podem ser eliminados da análise dinâmica, uma vez que sua influência na resposta dinâmica não é significativa.

Considerando que as forças de inércia e de amortecimento associadas às rotações e aos deslocamentos verticais sejam desprezíveis, se expressa as equações de movimento de um sistema dinâmico na forma particionada como:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{M}_{tt} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{\mathbf{u}}_0 \\ \dot{\mathbf{u}}_t \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}_{tt} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{\mathbf{u}}_0 \\ \dot{\mathbf{u}}_t \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{00} & \mathbf{K}_{0t} \\ \mathbf{K}_{t0} & \mathbf{K}_{tt} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \mathbf{u}_0 \\ \mathbf{u}_t \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{p}_t(t) \end{Bmatrix} \quad (4.1)$$

Onde  $u_0$  e  $u_t$  representam, respectivamente, os graus de liberdade sem massa associada e nos pontos com massa concentrada. Da equação (4.1) obtêm-se:

$$\mathbf{K}_{00}\mathbf{u}_0 + \mathbf{K}_{0t}\mathbf{u}_t = \mathbf{0} \quad (4.2)$$

$$\mathbf{M}_{tt}\ddot{\mathbf{u}}_t + \mathbf{C}_{tt}\dot{\mathbf{u}}_t + \mathbf{K}_{t0}\mathbf{u}_0 + \mathbf{K}_{tt}\mathbf{u}_t = \mathbf{p}_t(t) \quad (4.3)$$

Reescrevendo a equação (4.2):

$$\mathbf{u}_0 = -\mathbf{K}_{00}^{-1}\mathbf{K}_{0t}\mathbf{u}_t \quad (4.4)$$

Substituindo (4.4) em (4.3) tem-se:

$$\mathbf{M}_{tt}\ddot{\mathbf{u}}_t + \mathbf{C}_{tt}\dot{\mathbf{u}}_t + \hat{\mathbf{K}}\mathbf{u}_t = \mathbf{p}_t(t) \quad (4.5)$$

Onde

$$\hat{\mathbf{K}} = \mathbf{K}_{tt} - \mathbf{K}_{t0}\mathbf{K}_{00}^{-1}\mathbf{K}_{0t} \quad (4.6)$$

É a matriz de rigidez condensada do pórtico.

#### 4.2.2.3 – Terceiro passo: Transformação de coordenadas

A Figura 4.3 exemplifica o processo de modificação de coordenadas. Neste passo acontece a transformação das matrizes de rigidez condensadas dos pórticos planos das coordenadas

locais para as coordenadas globais definidas nos centros de massa das lajes e que representam os deslocamentos de corpo rígido de cada pavimento

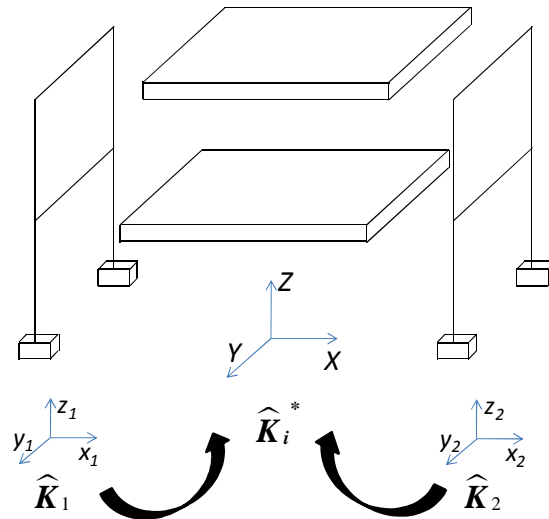


Figura 4.3 – Transformação das matrizes de rigidez condensadas dos pórticos planos das coordenadas locais para as coordenadas globais.

De esta forma, tem-se:

$$\hat{K}_i \xrightarrow{\text{Transformação}} \hat{K}_i^* \quad (4.7)$$

#### 4.2.2.4 – Quarto passo: Soma das contribuições dos pórticos laterais do edifício

Uma vez feito o processo de transformação das coordenadas locais para as coordenadas globais nos pórticos planos, se realiza a soma das contribuições das matrizes de rigidez condensadas de cada pórtico para obter finalmente a matriz de rigidez do pórtico tridimensional. Isto é:

$$\hat{K}^* = \sum_{i=1}^p \hat{K}_i^* \quad (4.8)$$

### 4.2.3 – Parâmetros e propriedades do edifício

Uma vez explicada a abordagem feita para modelar o edifício, só resta dar a conhecer os parâmetros e as propriedades que descrevem o modelo. A primeira propriedade apresentada é a matriz de massa da estrutura, a qual se define com uma matriz diagonal que representa a idealização de que a massa do sistema se concentra no centro de massa das lajes. Assim, a matriz de massa do edifício será:

$$M = \begin{pmatrix} 2660 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2660 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 7600 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2660 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2660 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 7170 \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

Onde os elementos associados ao deslocamento têm unidades de kg e os elementos associados à rotação têm unidades de kg·m<sup>2</sup>.

A matriz de rigidez do edifício analisado foi determinada com base na hipótese do diafragma brevemente discutida no item 4.2.2 do presente capítulo. A matriz de rigidez do edifício é:

$$K = \begin{pmatrix} 28888000 & 0 & 0 & -11596000 & 0 & 0 \\ 0 & 12303000 & 0 & 0 & -5550000 & 0 \\ 0 & 0 & 114379000 & 0 & 0 & -48376000 \\ -11596000 & 0 & 0 & 7621000 & 0 & 0 \\ 0 & -5550000 & 0 & 0 & 4524000 & 0 \\ 0 & 0 & -48376000 & 0 & 0 & 35330000 \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

Onde os elementos associados ao deslocamento têm unidades de N/m e os elementos associados à rotação têm unidades de N·m.

Para este caso particular foi assumido que a matriz de amortecimento do edifício será 10% o valor da matriz de massa, o que corresponde a uma razão de amortecimento de 0,2% com relação à primeira frequência do modelo. Sendo assim, a matriz de amortecimento do edifício é.

$$C = \begin{pmatrix} 266 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 266 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 760 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 266 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 266 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 717 \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

Onde os elementos associados ao deslocamento têm unidades de N·s/m e os elementos associados à rotação têm unidades de N·s·m. Por último foi realizado uma análise modal para determinar os períodos e as frequências fundamentais do pórtico, os resultados são mostrados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Períodos e frequências fundamentais do modelo (Modificado de Carneiro, 2009).

<b>Modo</b>	<b>Período (s)</b>	<b>Frequência (Hz)</b>
<b>1</b>	0,253	3,948
<b>2</b>	0,204	4,900
<b>3</b>	0,152	6,579
<b>4</b>	0,083	12,027
<b>5</b>	0,056	17,990
<b>6</b>	0,046	21,512

Os modos de vibração do primeiro pavimento são apresentados em planta na Figura 4.3.

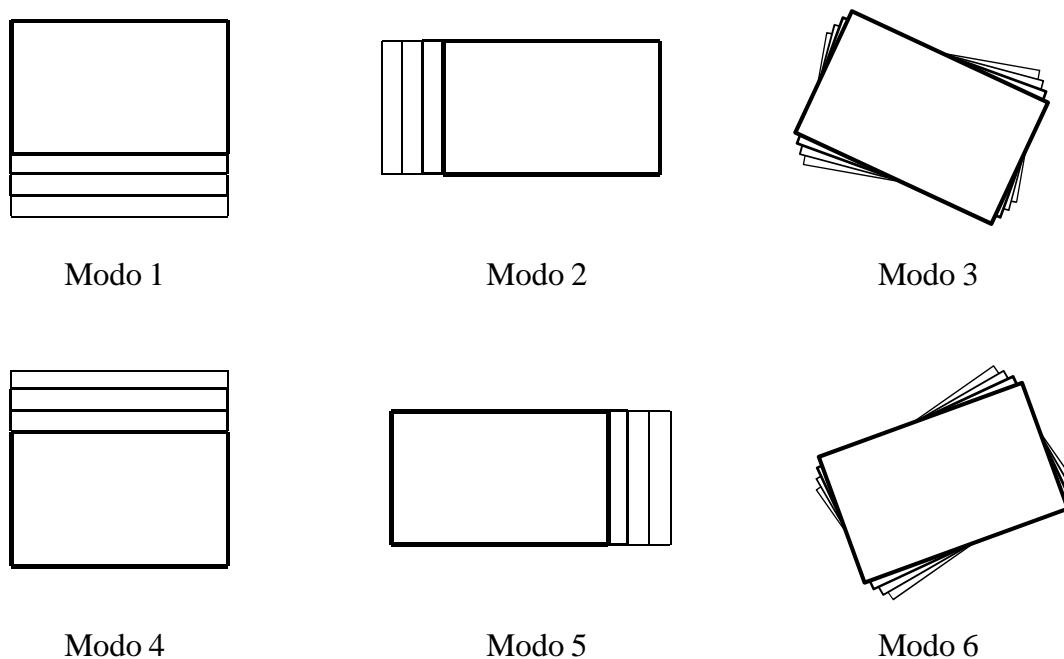


Figura 4.4 – Modos de vibração do primeiro pavimento do modelo. (Carneiro, 2009).

### 4.3 – MODELAGEM DOS AMORTECEDORES

Como foi comentado no início deste capítulo, o modelo numérico está constituído, além do edifício já descrito, por um par de amortecedores MR que terão a função de controlar a estrutura. Os dispositivos utilizados pelo projeto ReLUIIS-DPC 2005-2008 para tal fim foram um par de amortecedores compactos MR RD-1005-3 desenvolvidos pela *Lord Corporation*.

Para simular numericamente o comportamento característico de estes aparelhos se utilizará o modelo fenomenológico proposto por Spencer Jr. et al. (1997) discutido no capítulo 3 do presente trabalho.

#### 4.3.1 – Propriedades e parâmetros dos amortecedores

A Tabela 4.3 apresenta as principais propriedades dos amortecedores MR RD-1005-3 de acordo com as especificações técnicas divulgadas pelo fabricante.



Tabela 4.3 – Propriedades do amortecedor MR RD-1005-3 (Modificado de *Lord Technical Data RD-1005-3 Damper*).

Propriedades do amortecedor	Valores
Comprimento mínimo (mm)	155
Comprimento máximo (mm)	208
Diâmetro do corpo (mm)	41,4
Força máxima (N)	4448
Temperatura de operação (°C)	Máxima 71
Corrente máxima (Amp)	Continua 1 Intermitente 2
Voltagem máxima (V)	12 DC
Resistência elétrica a temperatura ambiente (Ohms)	5
Tempo de resposta (ms)	< 15

Basili (2006) em sua tese de doutorado identificou os parâmetros que caracterizam o comportamento do amortecedor MR RD-1005-3. Dentro de sua pesquisa, o autor encontrou que alguns destes parâmetros permaneciam constantes sob diversas condições de operação, assim, por exemplo, foram definidos, com base em testes que procuravam determinar as características mecânicas do dissipador, valores fixos de  $k_0$ ,  $n$  e  $k_I(x-x_0)$ , enquanto outros, como os valores de  $A$ ,  $\beta$  e  $\gamma$ , são valores constantes sugeridos na literatura (Spencer Jr. *et al.*, 1997). Os parâmetros do amortecedor que assumiram valores constantes são listados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Parâmetros constantes do amortecedor MR RD-1005-3 (Modificado de Carneiro, 2009).

$A$ (m)	$\beta$ (m)	$\gamma$ (m)	$k_I(x-x_0)$ (N)	$k_0$ (N/m)	$n$
20000	10000	10000	60	2020	2

Em seu trabalho, o autor identificou também os parâmetros  $\alpha$ ,  $c_0$  e  $c_1$  do amortecedor MR RD-1005-3 como parâmetros dependentes da voltagem. As equações que descrevem estas relações são:

$$\alpha = 58v^2 + 112v + 51 \text{ (N)} \quad (4.12)$$

$$c_0 = -1,25v^2 + 4,15v + 1,62 \text{ (Ns/mm)} \quad (4.13)$$

$$c_1 = 11,53v^2 + 37,68v + 11,87 \text{ (Ns/mm)} \quad (4.14)$$

#### **4.3.2 – Modelo numérico dos amortecedores**

Identificados os parâmetros dos amortecedores, a emulação numérica do comportamento dos dispositivos de controle será feita com o modelo fenomenológico proposto por Spencer Jr. et al. (1997). Assim, de acordo com a voltagem desejada, serão calculados os parâmetros descritos em (4.12), (4.13) e (4.14), que junto com os parâmetros constantes, apresentados na Tabela 4.4, permitirão desenvolver as equações (3.10), (3.11) e (3.12) do Capítulo 3, que são as equações governantes do modelo fenomenológico.

## 5 – CONTROLE SEMI-AATIVO DO MODELO MEDIANTE O USO DO REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO (LQR) ASSOCIADO AO ALGORITMO *CLIPPED OPTIMAL*

### 5.1 – INTRODUÇÃO

Com o modelo numérico definido, se dá início à etapa de controle do sistema. O projeto inicial de controle do pórtico experimental equipado com os dois amortecedores MR será realizado com o auxílio do método do regulador linear quadrático (LQR do inglês *Linear Quadratic Regulator*) em conjunto com a estratégia de controle *clipped optimal* desenvolvida por Dyke (1996).

O método do LQR surgiu nos anos 1960 como um dos enfoques do controle moderno que se centra em operar sistemas dinâmicos ao menor custo. Este método consiste basicamente em otimizar um índice de performance quadrático onde o controle é uma função linear do vetor de estado do sistema. Entre as principais vantagens deste método de controle podem-se citar os altos níveis de estabilidade, a robustez e a relativa facilidade de computo quando comparado com outros métodos (Lublin e Athans, 1999).

O controlador LQR será utilizado no presente trabalho para determinar as forças de controle ótimas do sistema, embora nos amortecedores MR não se tenha o controle direto destas forças. Para induzir os dispositivos de controle a desenvolver forças próximas das forças de controle obtidas no problema LQR, a voltagem aplicada nos amortecedores deverá ser selecionada cuidadosamente, lembrando que os dispositivos são mecanismos altamente não-lineares. Para alcançar tal objetivo se empregará o algoritmo de seleção de voltagem do controle *clipped optimal*.

Neste capítulo serão abordados os conceitos básicos do controlador LQR, logo após será apresentado o procedimento de seleção do sinal de comando utilizado no algoritmo de

controle *clipped optimal*, para finalmente aplicar o procedimento de controle ao pórtico definido anteriormente.

## 5.2 – O PROBLEMA DO REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO (LQR)

Considere-se um sistema estrutural de  $n$  graus de liberdade cujo comportamento dinâmico está regido pela seguinte equação matricial de movimento:

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{C}\dot{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{K}\mathbf{x}(t) = \mathbf{D}\mathbf{u}(t) + \mathbf{E}\mathbf{f}(t) \quad (5.1)$$

onde  $\mathbf{M}$ ,  $\mathbf{C}$  e  $\mathbf{K}$  são, respectivamente, as matrizes de massa, amortecimento e rigidez de ordem  $(n \times n)$ ,  $\mathbf{x}(t)$  é o vetor de deslocamento de dimensão  $(n)$ ,  $\mathbf{f}(t)$  é o vetor de dimensão  $(r)$  que representa a carga aplicada no sistema e  $\mathbf{u}(t)$  é o vetor  $(m)$  dimensional que representa a força de controle. As matrizes  $\mathbf{D}$  e  $\mathbf{E}$  são matrizes de ordem  $(n \times m)$  e  $(n \times r)$  que definem a localização das forças de controle (posição dos  $m$  controladores) e das excitações externas (posição das  $r$  forças externas), respectivamente.

Com o intuito de facilitar o manejo das expressões matemáticas subseqüentes o sistema dinâmico descrito na equação (5.1) será apresentado como um conjunto de equações diferenciais simultâneas de primeira ordem comumente conhecido como a equação de estado. Assim, a equação (5.1) se transforma em:

$$\dot{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{z}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{H}\mathbf{f}(t), \quad \mathbf{z}(0) = \mathbf{z}_0 \quad (5.2)$$

Onde:

$$\mathbf{z}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \dot{\mathbf{x}}(t) \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

É o vetor de estado de dimensão  $(2n)$  e  $\mathbf{x}(t)$  é o vetor dos deslocamentos de ordem  $(n)$ .

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} & -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{C} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

É a matriz de estado do sistema de ordem  $(2n \times 2n)$ , sendo  $\mathbf{0}$  uma matriz nula de ordem  $(n \times n)$  e  $\mathbf{I}$  uma matriz identidade de ordem  $(n \times n)$ .

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{M}^{-1}\mathbf{D} \end{bmatrix} \quad e \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{M}^{-1}\mathbf{E} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

São matrizes de localização de ordem  $(2n \times m)$  e  $(2n \times r)$  ( $\mathbf{B}$  e  $\mathbf{H}$ , respectivamente) que estabelecem a posição dos dispositivos de controle e da excitação externa na equação de estado mediante as matrizes  $\mathbf{D}$  e  $\mathbf{E}$ .

O problema do regulador linear quadrático (LQR) consiste em selecionar um vetor de controle  $\mathbf{u}(t)$  de tal maneira que um índice de performance  $J$  seja minimizado restrito à equação de estado do sistema (equação 5.2).

Para tal fim, o índice de performance  $J$  se define como:

$$J = J_1[\mathbf{z}(t_0), \mathbf{z}(t_f), t_0, t_f] + \int_{t_0}^{t_f} J_2(\mathbf{z}, \dot{\mathbf{z}}, \mathbf{u}, \dot{\mathbf{u}}, t) dt \quad (5.6)$$

Onde o primeiro dos termos,  $J_1$ , é uma função de penalidade que depende somente dos instantes inicial e final do intervalo de controle  $[t_0, t_f]$  e das variáveis de estado calculadas nesses dois instantes de tempo. O segundo termo,  $J_2$ , é uma integral calculada no intervalo de controle  $[t_0, t_f]$ .

A forma do índice de performance  $J$  é quadrática em  $\mathbf{z}(t)$  e  $\mathbf{u}(t)$  para o caso específico do controle estrutural. Assim, selecionando  $t_0 = 0$ , se pode representar o índice de performance  $J$  como:

$$J = \int_0^{t_f} [\mathbf{z}^T(t)\mathbf{Q}\mathbf{z}(t) + \mathbf{u}^T(t)\mathbf{R}\mathbf{u}(t)] dt \quad (5.7)$$

Onde o intervalo de tempo  $[0, t_f]$  é definido maior do que o intervalo de tempo da excitação externa,  $\mathbf{Q}$  é uma matriz positiva semi-definida de ordem  $(2n \times 2n)$  e  $\mathbf{R}$  é uma matriz positiva definida de ordem  $(m \times m)$ .

As matrizes  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$  são chamadas de matrizes de ponderação devido a que suas magnitudes são definidas de acordo com a importância relativa dada, respectivamente, às variáveis de estado e às forças de controle no processo de minimização. Soong (1990) ressalta que escolher valores altos para os elementos de  $\mathbf{Q}$  significa priorizar a redução da resposta em relação às forças de controle. O contrário também é verdadeiro para elementos de  $\mathbf{R}$  maiores que os de  $\mathbf{Q}$ . Assim, variando as magnitudes relativas de  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$ , pode-se estabelecer como os dispositivos de controle atingem um equilíbrio ótimo entre eficiência do controle e consumo de energia.

Para resolver o problema do LQR com  $J$  definido pela equação (5.7) submetido à restrição imposta pelo sistema descrito na equação (5.2), forma-se o Lagrangiano  $L$  agrupando estas duas equações com um multiplicador de Lagrange variável ao longo do tempo  $\boldsymbol{\lambda}(t)$ . Portanto:

$$L = \int_0^{t_f} \{ \mathbf{z}^T(t) \mathbf{Q} \mathbf{z}(t) + \mathbf{u}^T(t) \mathbf{R} \mathbf{u}(t) + \boldsymbol{\lambda}^T(t) [\mathbf{A} \mathbf{z}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}(t) + \mathbf{H} \mathbf{f}(t) - \dot{\mathbf{z}}(t)] \} dt \quad (5.8)$$

O multiplicador de Lagrange  $\boldsymbol{\lambda}(t)$  também é conhecido como o vetor de co-estado e assegura que a equação de estado seja considerada no processo de minimização.

As condições necessárias que definem o controle ótimo podem ser encontradas por meio da primeira derivada do Lagrangiano em relação ao estado e às variáveis de controle e igualando esta expressão a zero. O primeiro variacional do Lagrangiano é apresentado na equação (5.8):

$$\delta L = -\boldsymbol{\lambda}^T(t_f) \delta \mathbf{z}(t_f) + \boldsymbol{\lambda}^T(0) \delta \mathbf{z}(0) + \int_0^{t_f} \left[ \left( \dot{\boldsymbol{\lambda}}^T + \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial \mathbf{z}} \right) \delta \mathbf{z} + \frac{\partial \mathcal{H}}{\partial \mathbf{u}} \delta \mathbf{u} \right] dt \quad (5.9)$$

Onde  $\mathcal{H}$  é o Hamiltoniano definido como o integrando da equação (5.8).

Partindo da condição inicial da equação (5.2) ( $\mathbf{z}(0) = \mathbf{z}_0$ ) pode-se concluir que  $\delta \mathbf{z}(0) = 0$ , pois  $\mathbf{z}_0$  é uma constante. Como se precisa de que  $\delta L = 0$  se deve cumprir que:

$$\frac{\partial \mathcal{K}}{\partial \mathbf{u}} = \mathbf{0}, \quad 0 \leq t \leq t_f \quad (5.10)$$

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}}^T + \frac{\partial \mathcal{K}}{\partial \mathbf{z}} = \mathbf{0}, \quad 0 \leq t \leq t_f \quad (5.11)$$

Com condição de fronteira:

$$\boldsymbol{\lambda}^T(t_f) = \mathbf{0} \quad (5.12)$$

Realizando as derivadas parciais de  $\mathcal{K}$  em relação a  $\mathbf{u}$  e  $\mathbf{z}$  obtém-se:

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}} = -\mathbf{A}^T \boldsymbol{\lambda} - 2\mathbf{Q}\mathbf{z}, \quad \boldsymbol{\lambda}(t_f) = \mathbf{0} \quad (5.13)$$

$$\mathbf{u} = -\frac{1}{2} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \boldsymbol{\lambda} \quad (5.14)$$

O conjunto de equações (5.2), (5.13) e (5.14) proporcionam a solução ótima para  $\mathbf{z}(t)$ ,  $\mathbf{u}(t)$  e  $\boldsymbol{\lambda}(t)$ . Particularmente, a equação (5.14) é a expressão de controle ótimo expressa como função de co-estado. Resta, portanto, determinar uma relação entre o co-estado e o estado. Para tal fim, assume-se que o vetor de controle seja regulado pelo vetor de estado, ou seja, se realiza um controle de malha fechada que significa que a resposta estrutural do sistema será continuamente monitorada utilizando esta informação para realizar correções permanentes nas forças de controle aplicadas. Assim, assumindo que a relação entre co-estado e estado seja linear se terá:

$$\boldsymbol{\lambda}(t) = \mathbf{P}(t)\mathbf{z}(t) \quad (5.15)$$

A matriz desconhecida  $\mathbf{P}(t)$  determina-se derivando a equação (5.15) em relação ao tempo, obtendo:

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}}(t) = \dot{\mathbf{P}}(t)\mathbf{z}(t) + \mathbf{P}(t)\dot{\mathbf{z}}(t) \quad (5.16)$$

Substituindo as equações (5.2), (5.14), (5.15) e (5.16) na equação (5.13) obtém-se:

$$\left[ \dot{\mathbf{P}}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{A} - \frac{1}{2}\mathbf{P}(t)\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}(t) + \mathbf{A}^T\mathbf{P}(t) + 2\mathbf{Q} \right] \mathbf{z}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{H}\mathbf{f}(t) = \mathbf{0} \quad (5.17)$$

$$\mathbf{P}(t_f) = \mathbf{0}$$

Assumindo que  $\mathbf{f}(t) = \mathbf{0}$ , a equação (5.17) é reduzida a:

$$\dot{\mathbf{P}}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{A} - \frac{1}{2}\mathbf{P}(t)\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}(t) + \mathbf{A}^T\mathbf{P}(t) + 2\mathbf{Q} = \mathbf{0}, \quad \mathbf{P}(t_f) = \mathbf{0} \quad (5.18)$$

Na teoria de controle ótimo, a equação (5.18) é chamada de equação da matriz de Riccati, onde  $\mathbf{P}(t)$  é a matriz de Riccati. Dado que  $\mathbf{P}(t)$  é especificado em  $t_f$ , a equação (5.18) se resolve de forma retroativa no domínio do tempo.

A substituição da equação (5.15) na equação (5.14) mostra que o vetor de controle  $\mathbf{u}(t)$  é linear em  $\mathbf{z}(t)$ . Assim, a lei de controle ótima é:

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{G}(t)\mathbf{z}(t) = -\frac{1}{2}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}(t)\mathbf{z}(t) \quad (5.19)$$

Onde  $\mathbf{G}(t) = -\frac{1}{2}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P}(t)$  é o ganho do controle.

Estritamente falando, a matriz de Riccati  $\mathbf{P}(t)$  obtida da equação (5.18) não proporciona uma solução ótima a menos que o termo da excitação  $\mathbf{f}(t)$  desapareça dentro do intervalo de controle  $[0, t_f]$  ou esta seja um processo estocástico de ruído branco. Em aplicações estruturais, cálculos numéricos mostraram que a matriz de Riccati permanece geralmente constante no intervalo de controle, caindo rapidamente para zero perto de  $t_f$ . Assim,  $\mathbf{P}(t)$  pode ser, na maioria dos casos, aproximada a uma matriz constante  $\mathbf{P}$  fazendo com que a equação de Riccati (equação (5.18)) se reduza a:

$$\mathbf{P}\mathbf{A} - \frac{1}{2}\mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P} + \mathbf{A}^T\mathbf{P} + 2\mathbf{Q} = \mathbf{0} \quad (5.20)$$

Com isto, o ganho do controle passa a ser também uma constante caracterizada pela seguinte expressão:



$$\mathbf{G} = -\frac{1}{2}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P} \quad (5.21)$$

Por último, substituindo a equação (5.19) na equação (5.2) se consegue determinar o comportamento da estrutura controlada. O resultado é:

$$\dot{\mathbf{z}}(t) = (\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{G})\mathbf{z}(t) + \mathbf{H}\mathbf{f}(t), \quad \mathbf{z}(0) = \mathbf{z}_0 \quad (5.22)$$

Finalmente, destaca-se o fato de que a lei de controle ótima descrita na equação (5.19) precisa do conhecimento total do vetor de estado  $\mathbf{z}(t)$  da estrutura (caso conhecido como realimentação de estado (*state feedback*)). Não obstante, raras vezes o vetor de estado pode ser diretamente medido, pelo que é necessário substituir-lhe por um vetor de estado estimado  $\hat{\mathbf{z}}(t)$  determinado a partir de medidas de estado incompletas, caso este denominado realimentação de saída (*output feedback*).

Um procedimento bastante popular utilizado para estimar o estado completo do sistema a partir de informações parciais das medidas de saída é o filtro de Kalman, o qual possibilita, além disso, considerar ruídos brancos e gaussianos presentes nas medidas. Quando este filtro é associado ao controlador LQR obtém-se um controlador ótimo, com realimentação de saída em presença de ruído branco e gaussiano, denominado LQG (regulador linear quadrático gaussiano). Para maiores detalhes deste tipo de controlador sugere-se aos leitores consultar Carneiro (2009).

### 5.3 – SELEÇÃO DO SINAL DE COMANDO DO AMORTECEDOR MR

Uma vez definida a lei de controle ótima que permite determinar as forças adequadas que os amortecedores MR deverão fornecer ao sistema para assim controlar as vibrações da estrutura, se passará a explicar como é feita a seleção do sinal de comando do dispositivo de controle.

Devido ao fato de que o incremento ou a redução das forças produzidas pelo amortecedor MR são controladas indiretamente mediante a voltagem aplicada ao dispositivo, este será o foco principal para gerar forças de controle próximas das forças de controle desejadas. Para

isso será utilizada a seleção do sinal de comando do algoritmo *clipped optimal* desenvolvido por Dyke (1996).

Dyke (1996) utilizou um algoritmo simples em que a voltagem permanece constante quando o amortecedor proporciona valores de forças próximas do valor da força ótima desejada. Se a magnitude da força produzida pelo amortecedor é menor que a magnitude da força ótima desejada e as duas forças tiverem o mesmo sinal, a voltagem a ser aplicada será a máxima possível incrementando assim a força produzida pelo amortecedor para igualar ou aproximar-se à força de controle desejada. Em caso contrário a voltagem de comando será nula.

O algoritmo para a seleção da voltagem dos amortecedores MR é apresentado a seguir:

$$v_i = V_{max}H((u_c - u)u) \quad (5.23)$$

Onde  $V_{max}$  é a voltagem associada à saturação do campo magnético do dispositivo de controle,  $H$  é a função degrau unitário,  $u_c$  é a força de controle desejada e  $u$  a força produzida pelo amortecedor MR. A Figura 5.1 apresenta a representação gráfica do algoritmo.

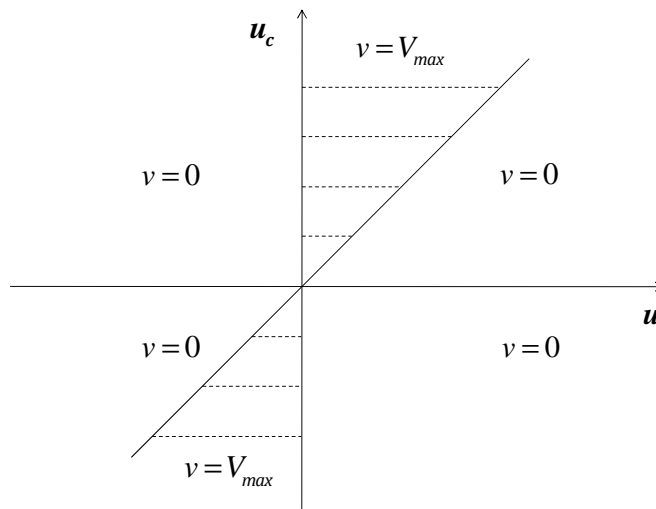


Figura 5.1 – Representação gráfica do algoritmo de seleção da voltagem dos amortecedores MR.

Ainda que o controle LQR seja uma estratégia de controle linear, a não-linearidade característica do controle estrutural que emprega amortecedores MR como dispositivos de controle será alcançada mediante o algoritmo de seleção de voltagem anteriormente citado, o qual se encarregará de acomodar as não-linearidades no projeto de controle ao comparar as forças geradas pelo amortecedor com as forças desejadas no sistema para assim tomar uma decisão que as aproxime.

#### **5.4 – RESULTADOS OBTIDOS**

Uma vez definido o projeto de controle semi-ativo utilizando o regulador linear quadrático associado ao algoritmo de seleção do sinal de comando do controle *clipped optimal*, se dá início, sob o comando do citado projeto de controle, ao estudo numérico do controle estrutural do modelo descrito no Capítulo 4.

O modelo será submetido a duas diferentes acelerações na base (denominadas de “A”, e “B”), acelerações procedentes do projeto de pesquisa ReLUIIS-DPC 2005-2008 desenvolvido na Itália. Estes acelerogramas são de origem natural e globalmente reproduzem o espectro do solo tipo B de acordo com a norma italiana OPCM3431. Cada um dos registros de aceleração utilizados passou por uma preparação inicial consistente em escalonar-lhes no tempo e em magnitude para fazer-lhes compatíveis com as dimensões da estrutura.

O objetivo geral de utilizar múltiplos registros de excitações é basicamente acumular suficiente informação que permita fazer comparações objetivas entre os resultados obtidos mediante o uso do algoritmo LQR e os algoritmos de controle baseados em redes neurais e técnicas difusas estudados nos capítulos 6 e 7, respectivamente.

Além das comparações feitas entre os diferentes algoritmos estudados para o controle semi-ativo de estruturas mediante o uso de amortecedores MR, também se conferirá o desempenho destes dispositivos como mecanismos de controle passivo para dois casos pontuais que serão denominados de caso “ligado” e “desligado”. No caso “ligado”, os amortecedores recebem a máxima voltagem proposta para o funcionamento do aparelho ( $V = V_{max}$ ) na totalidade do intervalo de tempo que dura a simulação numérica. Já para o caso “desligado”, os dispositivos não recebem voltagem ( $V = 0$ ) durante todo o intervalo de

tempo analisado. Com isto os amortecedores MR são utilizados como se tratassem de dois diferentes tipos de amortecedores visco-elásticos simples.

#### 5.4.1 – Modelo submetido à ação da aceleração “A”

O primeiro registro de aceleração aplicado no modelo foi a aceleração “A”. Este registro possui uma duração de 40s com uma amplitude máxima absoluta de  $1,47\text{m/s}^2$ . O registro desta aceleração pode ser observado na Figura 5.2.

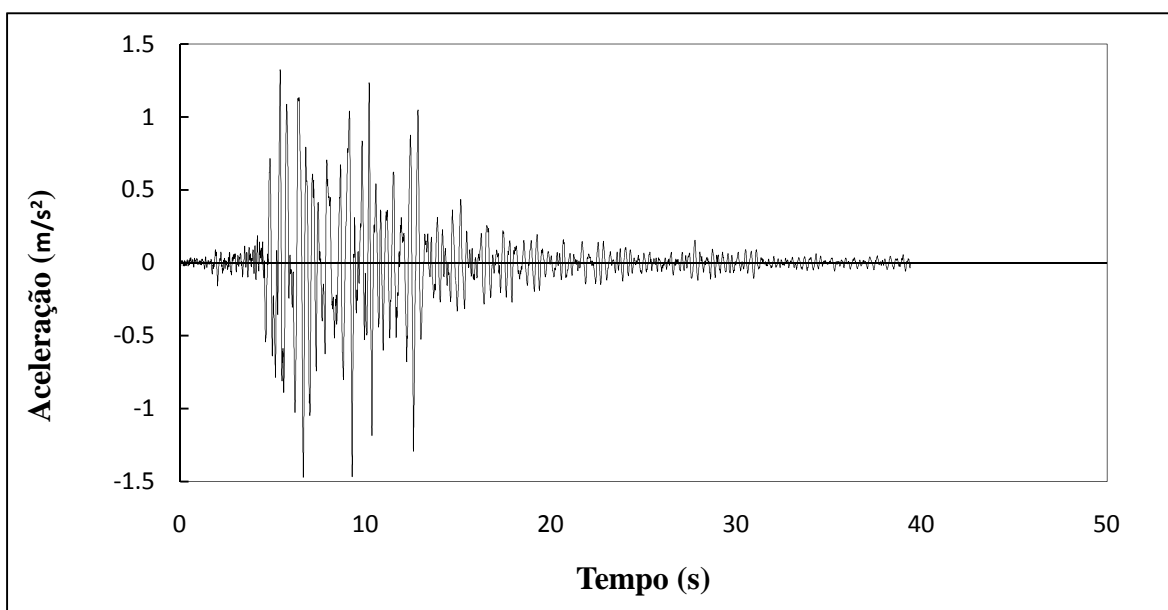


Figura 5.2 – Registro da aceleração “A”.

##### 5.4.1.1 – Modelo submetido à ação da aceleração “A” nos casos passivo ligado e passivo desligado

A tentativa inicial de controle estrutural do modelo selecionado será feita mediante o emprego do amortecedor MR como um dispositivo passivo. Para tal efeito, o dispositivo foi utilizado em duas configurações distintas, a primeira delas será a configuração ligada, onde o amortecedor é submetido a uma voltagem contínua de 2.5V durante todo o intervalo de tempo analisado, já a segunda configuração é a denominada desligada, onde o dispositivo de controle permanecerá totalmente desligado sem voltagem alguma exercendo influencia sobre o aparelho. A Figura 5.3 apresenta o gráfico comparativo do deslocamento

em cada um dos andares da estrutura para o modelo sem controle e para o modelo controlado de forma passiva pelos amortecedores MR nos casos ligado e desligado.

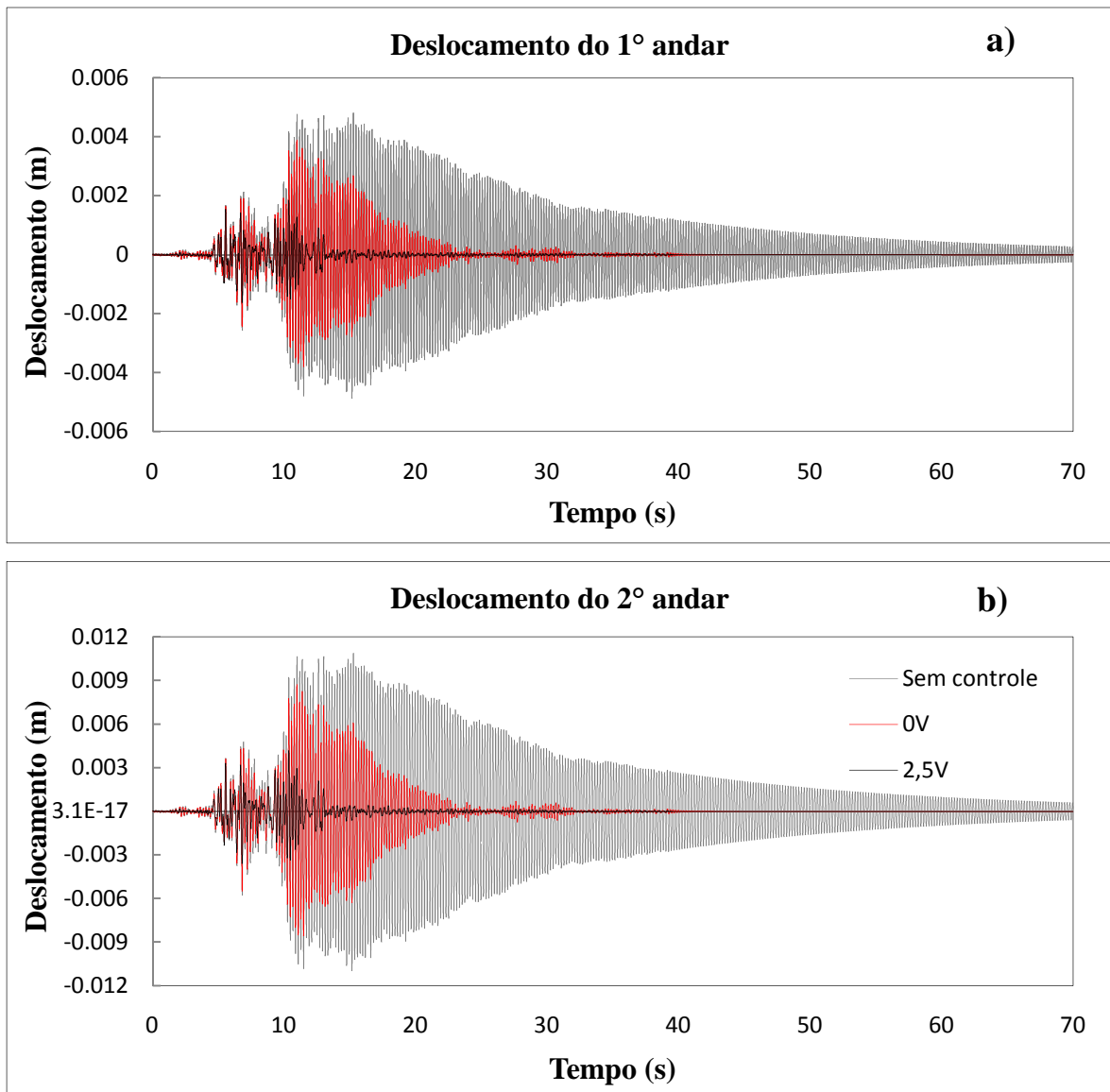


Figura 5.3 – Deslocamentos do modelo sem controle e controlado de forma passiva pelos amortecedores MR nos casos ligado e desligado quando submetido à ação da aceleração “A”: a) Primeiro andar e b) Segundo andar.

Com base na Figura 5.3 pode-se afirmar que os valores máximos do deslocamento dos dois andares são encontrados quando a estrutura não apresenta nenhum tipo de controle, sendo dados, em valores absolutos, por 0,49cm e 1,1cm para o primeiro e segundo andar respectivamente. Com o objetivo de quantificar de maneira mais geral a resposta dinâmica obtida, determinou-se também o valor *RMS* (*Root Mean Square*), já que este fornece uma medida da tendência central dos valores da resposta ao longo do tempo de cada

característica do modelo. Para o caso dos deslocamentos do edifício sem controle encontraram-se valores *RMS* de 0,14cm e 0,32cm para o primeiro e segundo andar respectivamente. Quando os amortecedores MR foram ativados no modo passivo desligado os deslocamentos máximos do primeiro e segundo andar atingiram valores absolutos de 0,39cm e 0,87cm, o que equivale a reduções da ordem de 20,41% e 20,91%, respectivamente. Pese a que as reduções das porcentagens dos picos de deslocamento da estrutura não são consideravelmente altas, o efeito dos dispositivos de controle se faz sentir na rápida diminuição do pico da resposta, isto é verificável por meio dos valores *RMS* encontrados no primeiro e segundo andar que foram 0,065cm e 0,15cm o que constitui reduções de 53,40% e 53,13%, respectivamente, quando comparadas com as respostas *RMS* do sistema sem controle. Finalmente, o comportamento do modo passivo ligado foi o mais efetivo conseguindo diminuir os valores máximos de deslocamento a 0,18cm e 0,42cm (pouco menos da metade dos valores conseguidos no modo desligado) para o primeiro e segundo andar, respectivamente, o que significa reduções nas respostas máximas de 63,27% e 61,82%. Com um pico de deslocamento menor e uma rápida diminuição da resposta ao longo do tempo era esperado que o valor *RMS* também diminuísse, este fato foi devidamente comprovado ao quantificar-se respostas *RMS* de 0,02cm e 0,044cm para o primeiro e segundo andar respectivamente, com a redução em termos percentuais, quando comparada com o sistema sem controle, de 86,06% e 86,36%, respectivamente. A Tabela 5.1 apresenta um resumo com os valores mais representativos dos deslocamentos da estrutura para cada caso analisado.

Tabela 5.1 – Deslocamentos obtidos para o sistema operado em modo passivo desligado e ligado submetido à ação da aceleração “A”.

	Sistema sem controle		Sistema com controle passivo desligado		Sistema com controle passivo ligado	
	Primeiro Andar	Segundo Andar	Primeiro Andar	Segundo Andar	Primeiro Andar	Segundo Andar
<b>Deslocamento máximo absoluto (m)</b>	0,0049	0,0110	0,0039	0,0087	0,0018	0,0042
<b>Redução deslocamento máximo (%)</b>	–	–	20,41	20,91	63,27	61,82
<b>Valor <i>RMS</i> (m)</b>	0,0014	0,0032	0,0007	0,0015	0,0002	0,0004
<b>Redução valor <i>RMS</i> (%)</b>	–	–	53,40	53,13	86,06	86,36

O comportamento das velocidades do sistema apresenta um desempenho similar ao experimentado pelos deslocamentos. A comparação dos registros de velocidades ao longo do tempo da estrutura sem controle e com controle passivo nos modos desligado e ligado são apresentados na Figura 5.4.

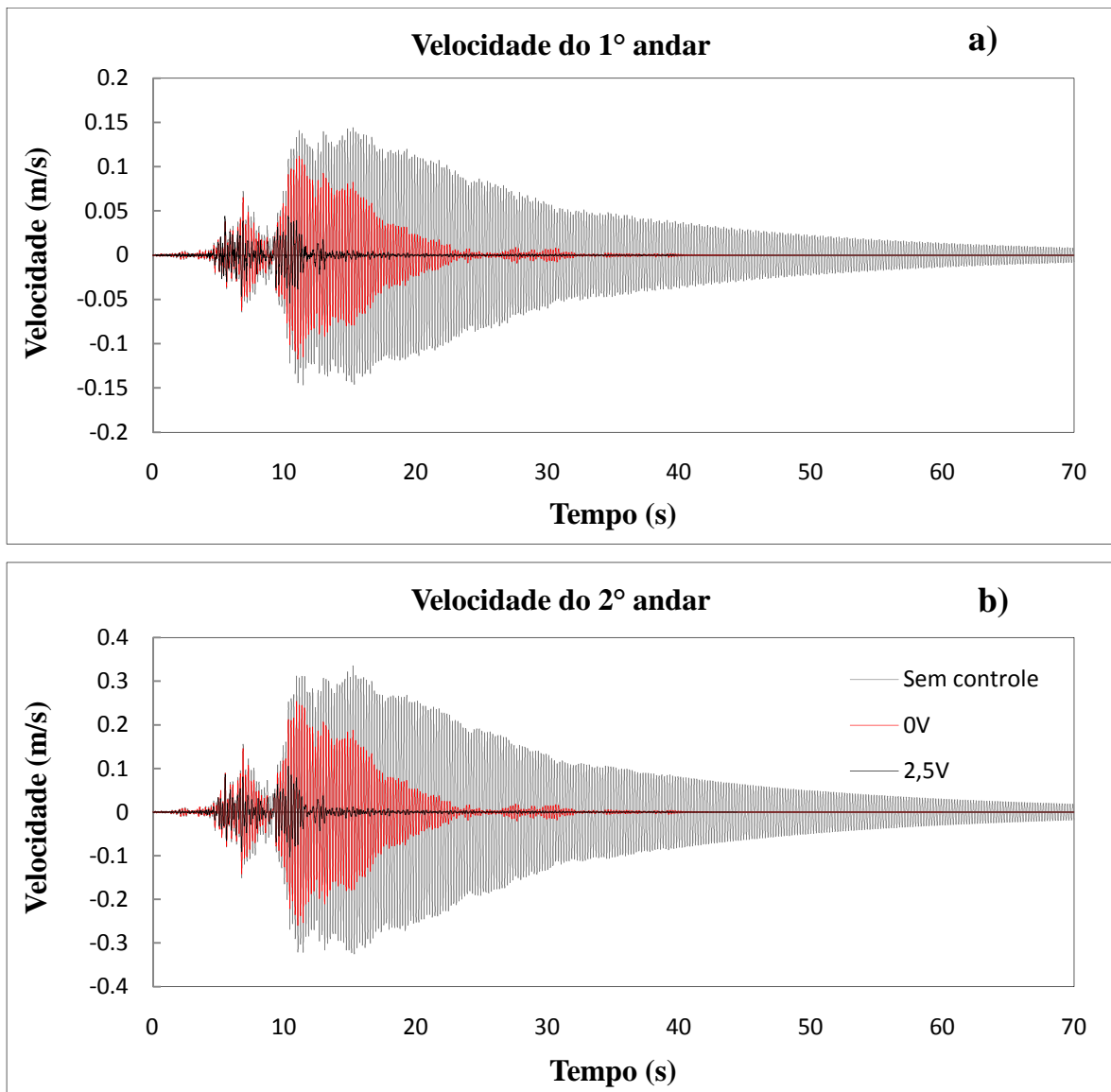


Figura 5.4 – Velocidades do modelo sem controle e controlado de forma passiva pelos amortecedores MR nos casos ligado e desligado quando submetido à ação da aceleração “A”: a) Primeiro andar e b) Segundo andar.

As velocidades do sistema sem controle tiveram valores máximos absolutos de 14,66cm/s para o primeiro andar e de 33,57cm/s para o segundo andar, já os valores *RMS* das velocidades nesses andares foram de 4,35cm/s e 9,89cm/s respectivamente. Seguindo a tendência já apresentada nos deslocamentos, o sistema passivo desligado não se mostrou muito eficiente na redução dos picos de velocidade alcançando o valor de 11,73cm/s para o primeiro andar e 26,01cm/s de pico no segundo andar, não obstante, o valor *RMS* da velocidade de cada andar diminuiu para 1,97cm/s e 4,47cm/s, respectivamente, representando reduções praticamente iguais em torno de 54,70%. De novo o sistema controlado no modo passivo ligado se mostrou bastante eficiente reduzindo picos de



resposta e valores *RMS* das mesmas. As velocidades máximas no primeiro e segundo andar com esta configuração foram de 5,42cm/s e 10,55cm/s, respectivamente, o que representa uma redução de 63,03% e 68,57% nos picos de deslocamentos máximos absolutos. Quanto aos valores *RMS* da resposta, os valores foram reduzidos a 0,5cm/s e 1,12cm/s (quase um quarto dos valores registrados no sistema em modo passivo desligado) para o primeiro e segundo andar, o que representou reduções de 88,51% e 88,68% quando comparados com os valores *RMS* do sistema sem controle. A Tabela 5.2 apresenta a quantificação das respostas das velocidades obtidas para cada configuração de operação dos dispositivos de controle.

Tabela 5.2 – Velocidades obtidas para o sistema operado em modo passivo desligado e ligado submetido à ação da aceleração “A”.

	Sistema sem controle		Sistema com controle passivo desligado		Sistema com controle passivo ligado	
	Primeiro Andar	Segundo Andar	Primeiro Andar	Segundo Andar	Primeiro Andar	Segundo Andar
<b>Velocidade máxima absoluta (m/s)</b>	0,1466	0,3357	0,1173	0,2601	0,0542	0,1055
<b>Redução velocidade máxima (%)</b>	–	–	19,99	22,52	63,03	68,57
<b>Valor <i>RMS</i> (m/s)</b>	0,0435	0,0989	0,0197	0,0448	0,005	0,0112
<b>Redução valor <i>RMS</i> (%)</b>	–	–	54,71	54,70	88,51	88,68

Finalmente, são apresentados na Figura 5.5 os gráficos das acelerações para o sistema sem controle e com controle passivo nos modos ligado e desligado.

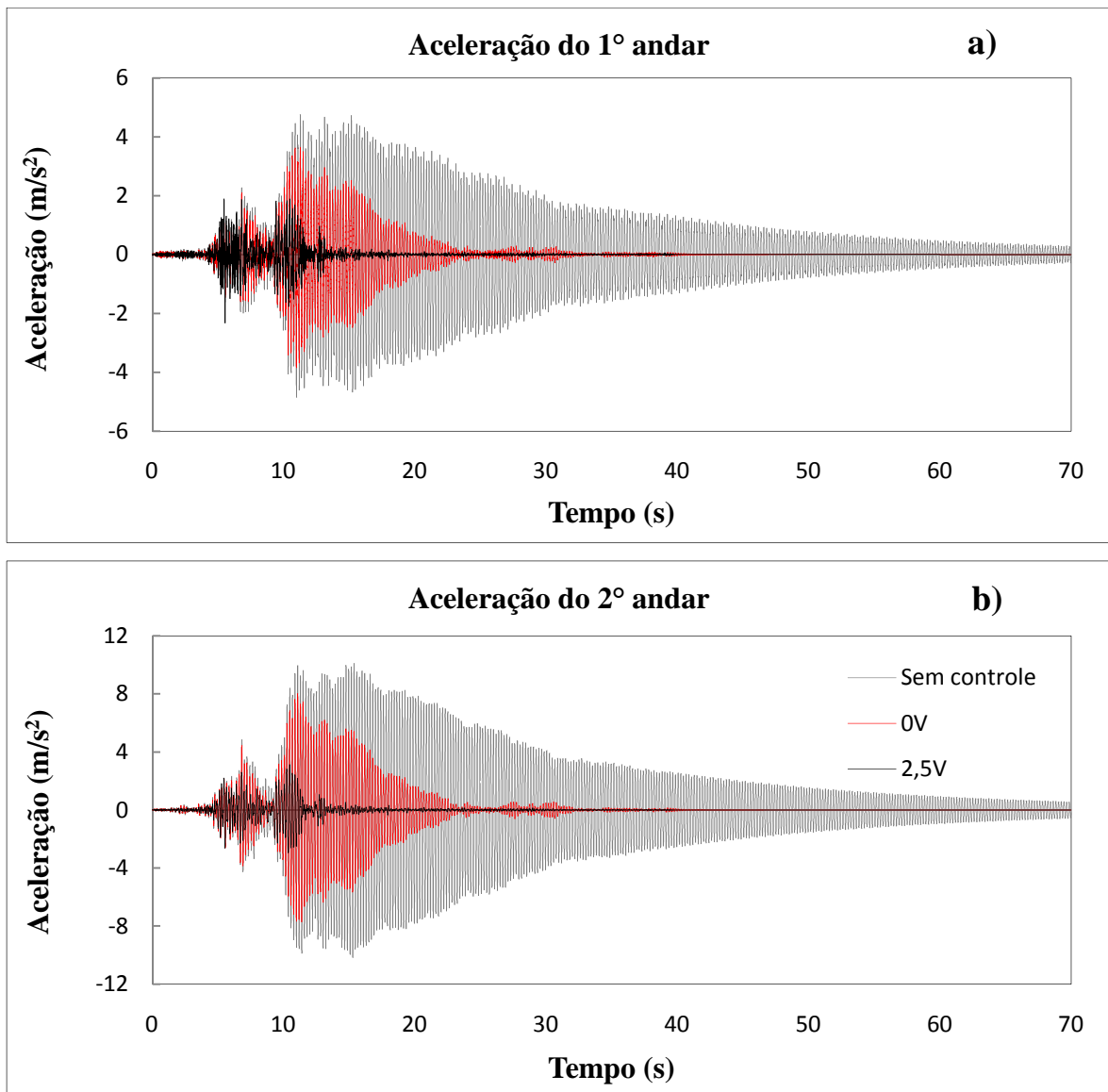


Figura 5.5 – Acelerações do modelo sem controle e controlado de forma passiva pelos amortecedores MR nos casos ligado e desligado quando submetido à ação da aceleração “A”: a) Primeiro andar e b) Segundo andar.

O valor máximo absoluto da aceleração do sistema sem controle no primeiro andar foi de  $4,8559\text{m/s}^2$ , já o segundo andar alcançou um pico na resposta de  $10,1738\text{m/s}^2$ . Os valores *RMS* para o sistema sem controle foram de  $1,3486\text{m/s}^2$  e  $3,0421\text{m/s}^2$  para o primeiro e segundo andar, respectivamente. Por outro lado, o comportamento do sistema controlado de forma passiva desligada mostrou reduções de 20,68% e 21,10% nos picos de resposta para o primeiro e segundo andar, respectivamente, com os valores máximos absolutos de aceleração iguais a  $3,8518\text{m/s}^2$  e  $8,0274\text{m/s}^2$  e valores *RMS* de  $0,6127\text{m/s}^2$  e  $1,3755\text{m/s}^2$  respectivamente para o primeiro e segundo andar. Para a configuração passiva ligada os picos de resposta atingiram  $2,3329\text{m/s}^2$  para o primeiro andar e  $3,1315\text{m/s}^2$  para o segundo

andar o que constituiu reduções da ordem de 51,96% e 69,22% respectivamente. É relevante o fato de que a diminuição no pico absoluto da aceleração do primeiro andar fosse um valor próximo a 50%, enquanto que para o segundo andar esta redução é mais acentuada resultando em uma queda no pico de quase 70. No caso das respostas *RMS*, a diferença entre as reduções de cada andar não são tão distantes, sendo que o primeiro andar obteve diminuição de 84,96% e o segundo andar teve uma queda de 88,89% quando comparadas com os valores *RMS* do sistema sem controle. O resumo das acelerações obtidas com as diferentes configurações de controle é apresentado na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Acelerações obtidas para o sistema operado em modo passivo desligado e ligado submetido à ação da aceleração “A”.

	Sistema sem controle		Sistema com controle passivo desligado		Sistema com controle passivo ligado	
	Primeiro Andar	Segundo Andar	Primeiro Andar	Segundo Andar	Primeiro Andar	Segundo Andar
<b>Aceleração máxima absoluta (<math>m/s^2</math>)</b>	4,8559	10,1738	3,8518	8,0274	2,3329	3,1315
<b>Redução aceleração máxima (%)</b>	–	–	20,68	21,10	51,96	69,22
<b>Valor <i>RMS</i> (<math>m/s^2</math>)</b>	1,3486	3,0421	0,6127	1,3755	0,2028	0,3380
<b>Redução valor <i>RMS</i> (%)</b>	–	–	54,57	54,78	84,96	88,89

Com o objetivo de avaliar de forma mais completa os resultados obtidos no modelo quando este é controlado pelos amortecedores MR no modo passivo ligado e desligado, são calculados quatro índices de desempenho utilizados no trabalho de Jansen e Dyke (2000). Os três primeiros índices são medidas normalizadas dos picos de deslocamentos, velocidades e acelerações de cada andar. Estes primeiros índices se definem como:

$$I_1 = \max_{t,i} \left( \frac{|X_i(t)|}{X_{max}} \right) \quad (5.24)$$

$$I_2 = \max_{t,i} \left( \frac{|\dot{X}_i(t)|}{\dot{X}_{max}} \right) \quad (5.25)$$

$$I_3 = \max_{t,i} \left( \frac{|\ddot{X}_i(t)|}{\ddot{X}_{max}} \right) \quad (5.26)$$

Onde  $X_i(t)$ ,  $\dot{X}_i(t)$  e  $\ddot{X}_i(t)$  são, respectivamente, os deslocamentos, velocidades e acelerações relativos de cada andar quando o sistema é controlado, enquanto  $X_{max}$ ,  $\dot{X}_{max}$  e  $\ddot{X}_{max}$  denotam os deslocamentos, velocidades e acelerações máximos do sistema sem controle. O quarto e ultimo índice de desempenho proposto corresponde à quantificação dos picos de deslocamento entre andares normalizados, cujo cálculo efetua-se mediante a expressão:

$$I_4 = \max_{t,i} \left( \frac{|d_i(t)|}{d_{max}} \right) \quad (5.27)$$

Onde  $d_i(t)$  é o deslocamento relativo entre andares quando o sistema está controlado e  $d_{max}$  é o deslocamento pico relativo entre andares do sistema sem controle. A Tabela 5.4 apresenta a quantificação dos quatro índices de desempenho para cada um dos andares do sistema controlado no modo passivo ligado e desligado.

Tabela 5.4 – Índices de desempenho do sistema controlado de forma passiva submetido à ação da aceleração “A”.

Estratégia de controle	I <sub>1</sub>		I <sub>2</sub>		I <sub>3</sub>		I <sub>4</sub>	
	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2
Passivo desligado	0,7959	0,7909	0,8001	0,7748	0,7932	0,7890	0,7959	0,7869
Passivo ligado	0,3673	0,3818	0,3697	0,3143	0,4804	0,3078	0,3673	0,3770

A proximidade a zero por parte dos índices de desempenho significa uma maior redução na resposta da estrutura. Portanto, é completamente coerente que o sistema que faz uso dos dispositivos de controle no modo passivo ligado seja muito mais eficiente do que o sistema que utiliza os amortecedores MR em modo passivo desligado. Com base nos resultados

obtidos para o índice  $I_3$  é também possível afirmar o comportamento díspar na redução da aceleração em cada um dos andares da estrutura, pois, enquanto o primeiro andar tem uma redução de praticamente a metade da resposta da aceleração, no segundo andar a diminuição da resposta é pouco mais de  $2/3$  do valor da resposta do sistema sem controle. A normalização dos deslocamentos entre andares (índice de desempenho  $I_4$ ) mostrou um comportamento similar para os dois andares em cada alternativa de controle analisada. Mais adiante estes índices permitirão analisar e comparar de melhor maneira o desempenho da estrutura quando forem aplicados outros tipos de controle.

#### 5.4.1.2 – Modelo submetido à ação da aceleração “A” no caso semi-ativo utilizando o problema LQR associado ao algoritmo de seleção de sinal do controle *clipped optimal*

Uma vez testados os dispositivos de controle nos modos passivo ligado e desligado, se dá início à etapa do controle da estrutura mediante a utilização dos amortecedores MR no modo semi-ativo, utilizando para tal fim o problema LQR associado ao algoritmo de seleção de sinal do controle *clipped optimal*.

Nesta etapa, as forças de controle desejadas são determinadas por meio da minimização de um índice de performance que está restrito à equação de estado do sistema. Devido ao fato de que as forças de controle do sistema não podem ser diretamente programadas nos amortecedores, estas deverão ser geradas mediante mudanças na voltagem dos dispositivos de controle. Para tal fim, o algoritmo de seleção de sinal do controle *clipped optimal* entra em funcionamento comparando, a cada intervalo de tempo definido pelo usuário, as forças produzidas pelos amortecedores com as forças de controle desejadas, determinando assim a voltagem requerida para aproximar estas forças. Parte da desvantagem deste tipo de controle está em apresentar uma seleção de sinal binária, ou seja, somente permite que a voltagem do aparelho funcione com dois valores, um valor mínimo onde o amortecedor MR permanece desligado (voltagem= 0V) e um valor máximo que para o caso específico deste modelo é de 2.5V.

Um dos maiores desafios ao utilizar este tipo de controle consiste em determinar de maneira adequada os valores das matrizes de ponderação  $Q$  e  $R$  incluídas no índice de performance a minimizar no problema LQR. Devido à falta de critérios estabelecidos na literatura, o processo de escolha destas matrizes é bem artesanal sendo praticamente um

procedimento de tentativa e erro. Em seu trabalho, Carneiro (2009) utilizou este procedimento para avaliar o desempenho de distintas matrizes de ponderação que conseguiram equilibrar a eficiência do controle e o consumo de energia no sistema analisado. A conclusão do estudo da autora evidenciou que a matriz de ponderação  $\mathbf{Q}$  demonstrou maior eficiência quando se emprega nela a matriz de rigidez estrutural do sistema, enquanto a matriz de ponderação  $\mathbf{R}$  é muito mais eficiente e equilibrada quando se utiliza a matriz identidade multiplicada por um fator estabelecido. No presente trabalho se selecionam matrizes de ponderação iguais àquelas que apresentaram melhor desempenho na análise realizada por Carneiro(2009), sendo estas definidas como:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{K} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

$$\mathbf{R} = 4 \times 10^{-7} \mathbf{I} \quad (5.29)$$

Onde  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$  são matrizes de ordem 12x12 e 2x2, respectivamente.

As Figuras 5.6 e 5.7 apresentam as respostas para o primeiro e o segundo andar, respectivamente, do modelo submetido à ação da aceleração “A” na base quando controlado com o LQR associado ao algoritmo de seleção de sinal do controle *clipped optimal*.

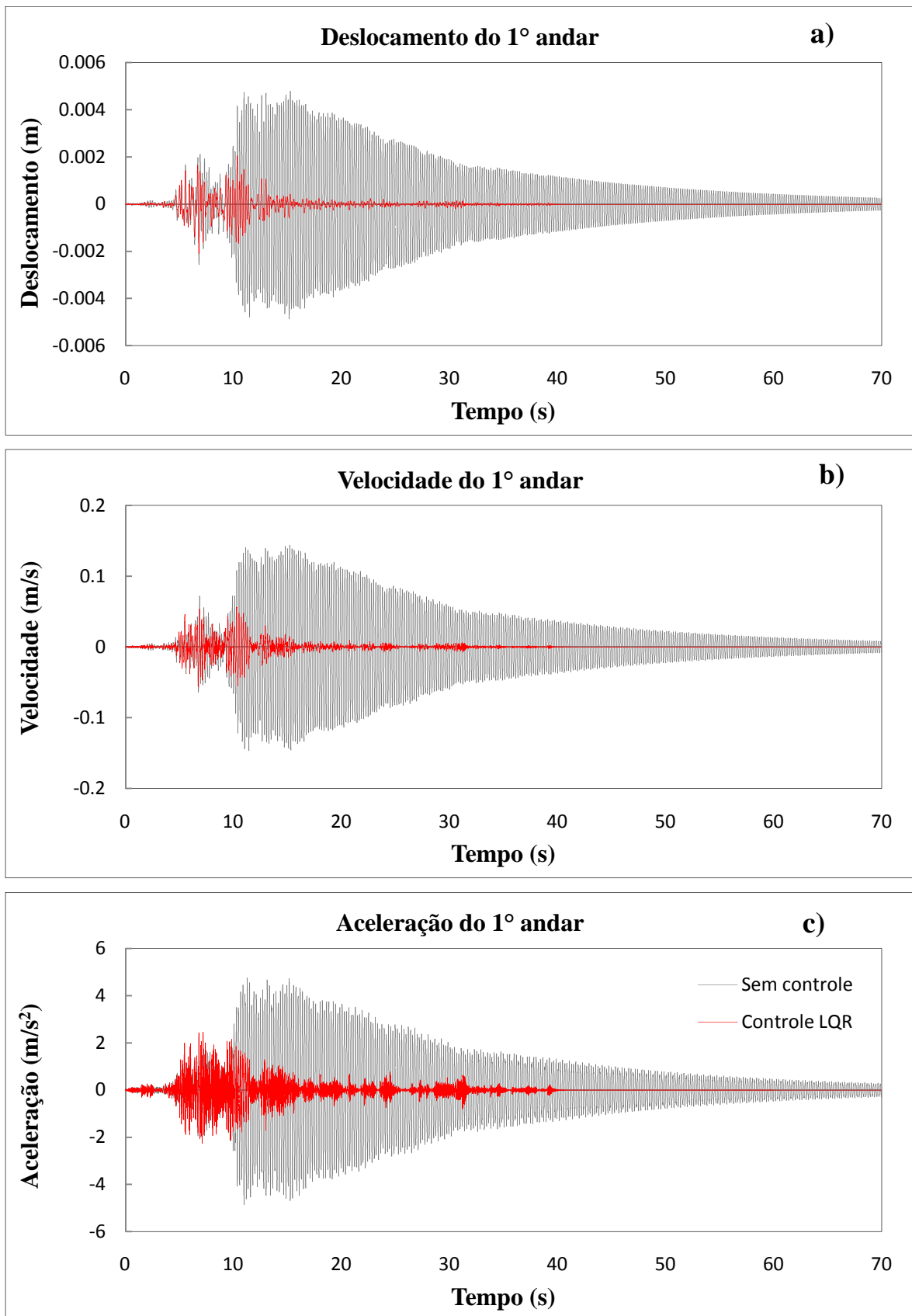


Figura 5.6 – Respostas no primeiro andar do modelo para os casos sem controle e controlado mediante o LQR quando submetido à ação da aceleração “A”: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

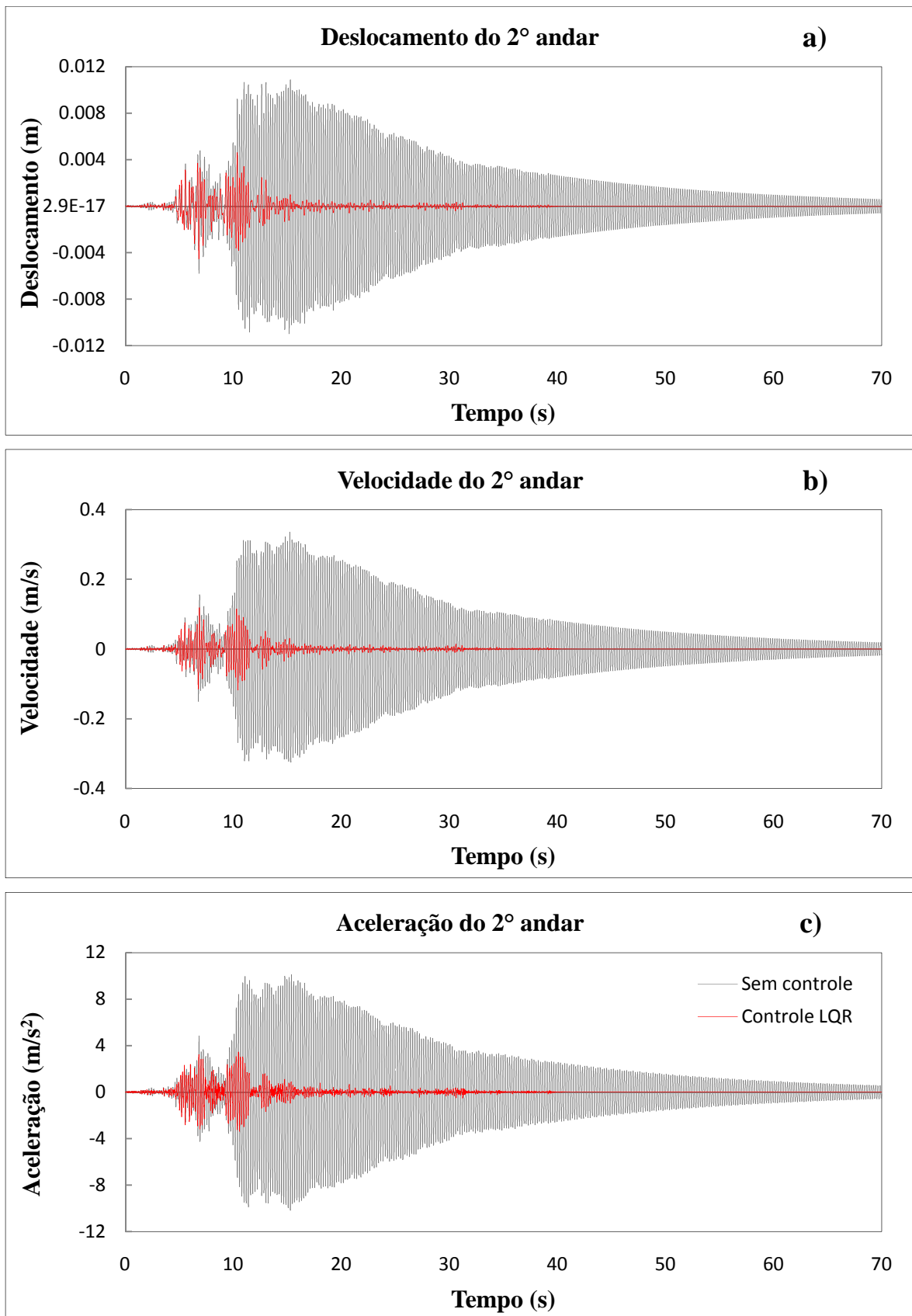


Figura 5.7 – Respostas no segundo andar do modelo para os casos sem controle e controlado mediante o LQR quando submetido à ação da aceleração “A”: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.



As respostas obtidas na estrutura quando controlada com o regulador linear quadrático são bastante similares às obtidas quando os amortecedores MR do sistema foram acionados no modo passivo ligado, não obstante, o desempenho do controle passivo mostrou-se levemente superior, especialmente no caso da aceleração, reduzindo em termos gerais as respostas da estrutura. Para o caso específico do primeiro andar, obteve-se um deslocamento máximo absoluto de 0,21cm com o controlador LQR, que confrontado com o valor de deslocamento máximo de 0,49cm do sistema sem controle, representa uma redução na resposta de aproximadamente 57,14%. No entanto, o controlador passivo ligado conseguia reduzir o deslocamento máximo do primeiro andar a 0,18cm, redução correspondente a 63,27% do valor da resposta sem controle. O caso dos valores *RMS* dos deslocamentos não foi muito diferente, o valor para o sistema com controle LQR foi de 0,024cm enquanto que para o sistema controlado no modo passivo ligado o valor *RMS* do deslocamento foi de 0,02cm, valores que representam, respectivamente, reduções da ordem de 83,16% e 86,06% quando comparados com o valor da resposta do sistema sem controle. O valor máximo da velocidade no primeiro andar para o sistema com controle LQR foi de 5,64cm/s, com um valor *RMS* de velocidade de 0,660cm/s, o que constitui reduções de 61,53% e 84,83% em relação às velocidades da estrutura sem controle. O comportamento da aceleração do sistema no modo semi-ativo no primeiro andar é talvez o caso mais interessante de comentar, nele o pico máximo de aceleração é de  $2,459\text{m/s}^2$ , consolidando uma redução na resposta de 49,36%, valor próximo da redução alcançada pelo sistema acionado no modo passivo ligado, o qual atingiu um valor máximo absoluto de aceleração de  $2,333\text{m/s}^2$  representando uma redução em torno a 51,96%. A particularidade deste caso se dá no valor *RMS* da aceleração, pois o sistema que faz uso do controle semi-ativo não consegue alcançar uma redução próxima do valor de redução alcançada pelo sistema com controle passivo ligado. O valor *RMS* de aceleração do sistema com controle LQR foi de  $0,3184\text{m/s}^2$ , denotando uma redução de 76,39% da resposta *RMS* da aceleração máxima, valor menor que os 84,96% de redução alcançada pelo sistema em modo passivo ligado. A explicação a este fato pode ser atribuída a que no controle passivo ligado o sistema permanece o tempo inteiro com a voltagem máxima de projeto, 2.5V, subministrando ao sistema uma força de controle alta e constante. Por outro lado, as forças exigidas pelo controle LQR, que são variáveis, nem sempre são alcançadas devido às limitantes de voltagem impostas pelo projeto.

No segundo andar o padrão da redução nas respostas do controle semi-ativo seguiu a mesma tendência mostrada nas respostas do primeiro andar, isto é, diminui a resposta a níveis satisfatórios, mas sem conseguir superar o desempenho apresentado pelo sistema controlado no modo passivo ligado. O deslocamento máximo absoluto do segundo andar da estrutura com o controle LQR atuando foi de 0,46cm, o que supõe um decréscimo de 58,18% no valor máximo da resposta do sistema sem controle. O valor *RMS* do deslocamento atingiu um valor de 0,053cm representando uma redução de 83,53% no valor *RMS* da resposta quando esta é comparada com o sistema sem controle. O caso da velocidade não é muito diferente, pois o controlador semi-ativo atinge reduções no pico da velocidade e no valor *RMS* da mesma de aproximadamente 64,52% e 85,64%, respectivamente, quando comparados com os valores apresentados pela estrutura sem dispositivos de controle. Diferentemente do acontecido no primeiro andar, as reduções do pico e do valor *RMS* da aceleração do segundo andar se apresentaram mais estáveis conseguindo obter valores de  $3,4608\text{m/s}^2$  e  $0,4416\text{m/s}^2$  que implicam diminuições de 65,98% e 85,48%, respectivamente, nos valores da aceleração deste caso específico. Cabe esclarecer que estes valores não divergem muito dos valores determinados com o sistema controlado de forma passiva ligado onde se atingiram reduções nos valores picos e *RMS* de 69,22% e 88,89%.

A Tabela 5.5 apresenta os valores das respostas quando o sistema é gerenciado pelo controle semi-ativo LQR associado ao algoritmo de seleção de sinal de comando do controle *clipped optimal*. Esta tabela também oferece as porcentagens de redução de cada resposta quando comparadas com aquelas obtidas no sistema sem controle.

Tabela 5.5 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelo controle semi-ativo LQR quando submetido à ação da aceleração “A”.

	Valores de resposta	Primeiro Andar	Segundo Andar
<b>Deslocamento</b>	<b>Pico máximo (m)</b>	0,0021	0,0046
	<b>Reduções pico (%)</b>	57,14	58,18
	<b>Valor <i>RMS</i> (m)</b>	0,0002	0,0005
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	83,16	83,53
<b>Velocidade</b>	<b>Pico máximo (m/s)</b>	0,0564	0,1191
	<b>Reduções pico (%)</b>	61,53	64,52
	<b>Valor <i>RMS</i> (m/s)</b>	0,0066	0,0142
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	84,83	85,64
<b>Aceleração</b>	<b>Pico máximo (m/s<sup>2</sup>)</b>	2,4590	3,4608
	<b>Reduções pico (%)</b>	49,36	65,98
	<b>Valor <i>RMS</i> (m/s<sup>2</sup>)</b>	0,3184	0,4416
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	76,39	85,48

Outros fatores importantes a serem levados em conta no controle semi-ativo são o comportamento e a variação da voltagem e das forças introduzidas pelos dispositivos de controle no sistema. Cabe lembrar que as variações bruscas da força são causadas principalmente pelas mudanças repentinas na voltagem como consequência da decisão do algoritmo de seleção de sinal. Para entender melhor estas variações são apresentadas as Figuras 5.8 e 5.9, as quais mostram, respectivamente, a variação da voltagem ao longo do tempo e a variação da força em função do tempo, do deslocamento e da velocidade. Procurando obter uma melhor visualização da variação da voltagem ao longo do tempo, o tempo de análise utilizado na Figura 5.8 foi até os 10 segundos.

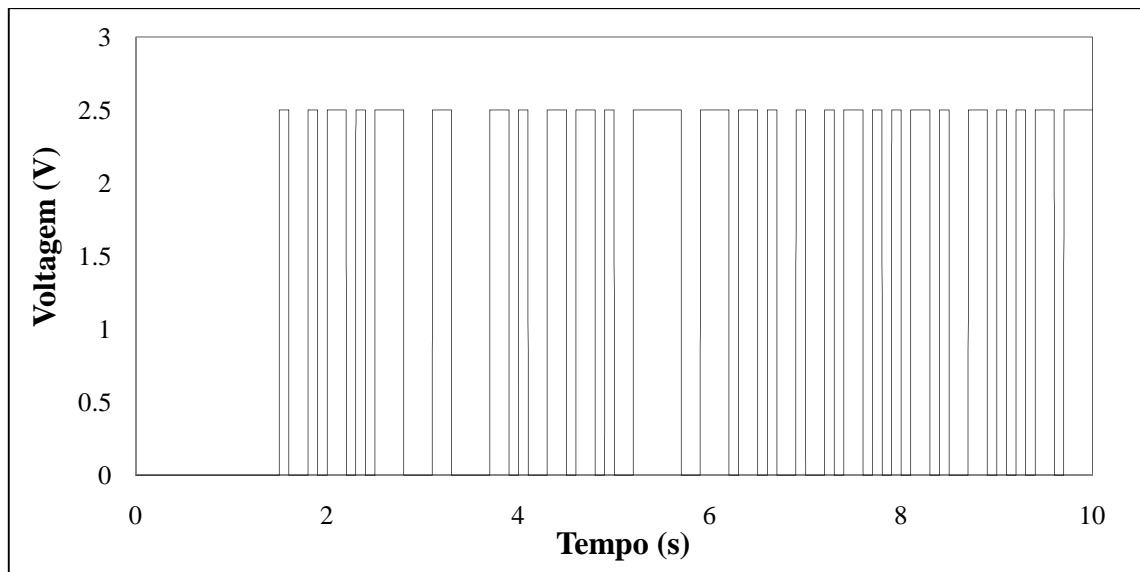


Figura 5.8 – Variação da tensão no sistema controlado no modo semi-ativo quando submetido à ação da aceleração “A”.

A Figura 5.8 mostra claramente as duas tensões com que trabalham os amortecedores MR, elas são 0V e 2,5V. Curiosamente, e apesar de já existir uma pequena aceleração na base do pórtico, durante pouco mais do primeiro segundo da análise os amortecedores não recebem tensões que permitam modificar as propriedades do sistema, isto devido à formulação do algoritmo de seleção de sinal de comando que entende que o amortecedor em seu estado “natural” é suficientemente capaz de dissipar as pequenas quantidades de energia do sistema. Nesta figura é possível também observar como a partir de 5s a tensão dos dispositivos permanece a maior parte do tempo no topo, isto certamente provocado pela necessidade de forças de controle altas no sistema, motivadas pela influência de vários picos de excitação na estrutura.

Já a Figura 5.9 apresenta o comportamento da força com relação a diferentes variáveis. A primeira curva (Figura 5.9a) mostra os valores da força ao longo do tempo, permitindo conferir um valor máximo absoluto de força de 968,27N. Por outro lado, as Figuras 5.9b e 5.9c comprovam a conduta histerética dos amortecedores MR. Nestas figuras é possível observar claramente dois grandes comportamentos nos controladores, caracterizados por o primeiro deles ter uma forma achatada e extensa, diferentemente do segundo que apresenta uma forma mais esbelta e alta. Estes comportamentos são causados pelas duas distintas tensões que se aplicam nos dispositivos.

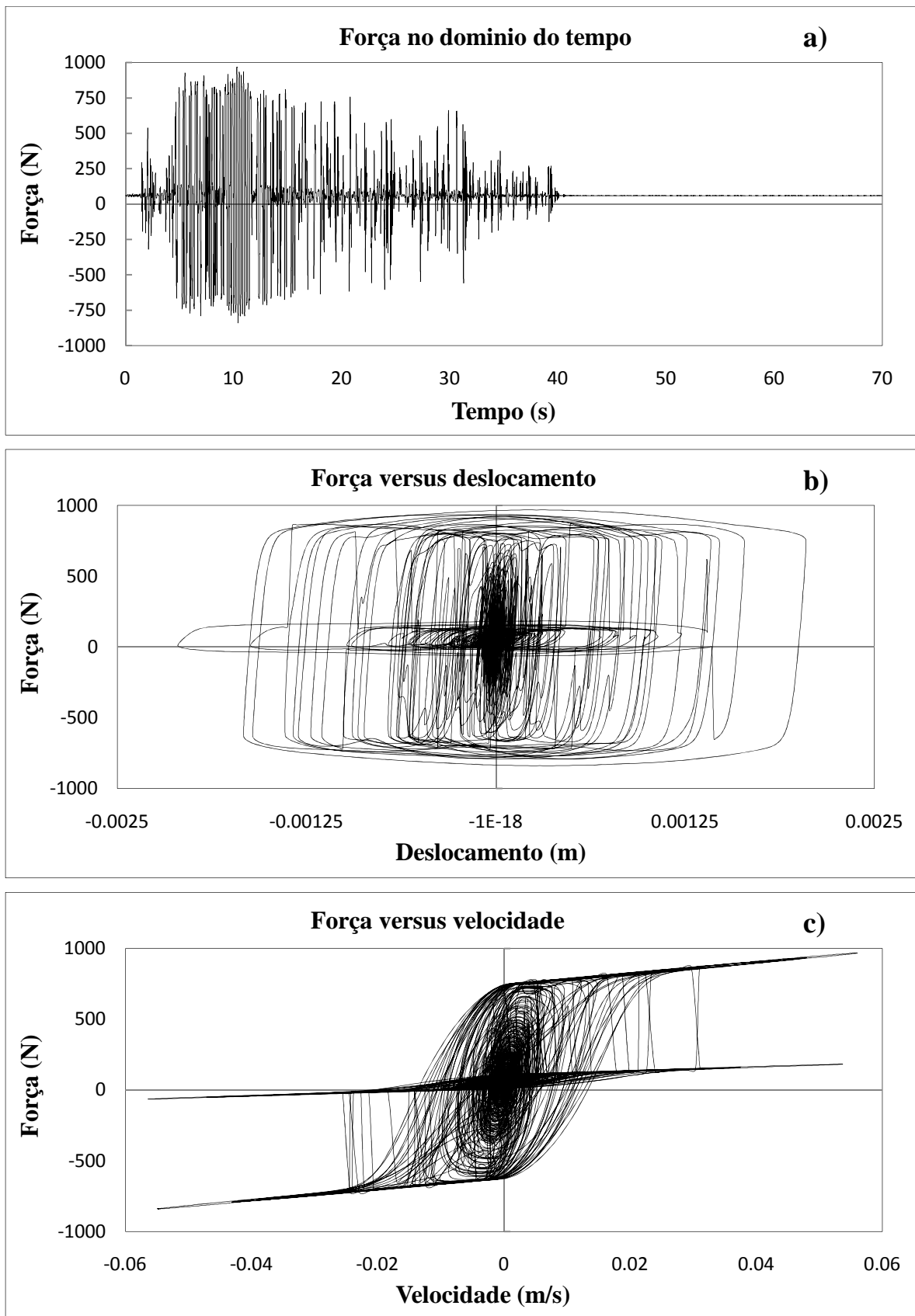


Figura 5.9 – Comportamento da força dos amortecedores MR no controle semi-ativo quando submetido à ação da aceleração “A”. Variações em relação a: a) Tempo, b) Deslocamento e c) Velocidade.

Os índices de desempenho apresentados nas equações (5.24) a (5.27) também foram calculados para o sistema controlado de forma semi-ativa pelo controle LQR. Os resultados destes índices podem ser consultados na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 – Índices de desempenho do sistema controlado de forma semi-ativa pelo controle LQR submetido à ação da aceleração “A”.

Estratégia de controle	I <sub>1</sub>		I <sub>2</sub>		I <sub>3</sub>		I <sub>4</sub>	
	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2
Semi-ativo utilizando LQR	0,4314	0,4197	0,3849	0,3549	0,5064	0,3402	0,4314	0,4225

Como era de se esperar, todos os índices de desempenho calculados no controle semi-ativo LQR apresentaram números maiores aos computados no controle passivo ligado. Isto mostra mais uma vez que o controle passivo ligado é mais eficiente que a estratégia de controle semi-ativo utilizada. As comparações dos índices de desempenho dos três modos de controle analisados na estrutura submetida à aceleração tipo “A” são apresentadas nas Figuras 5.10 a 5.13, lembrando que os índices mostram maior eficiência por parte de um modo de controle quando estes estão próximos de zero.

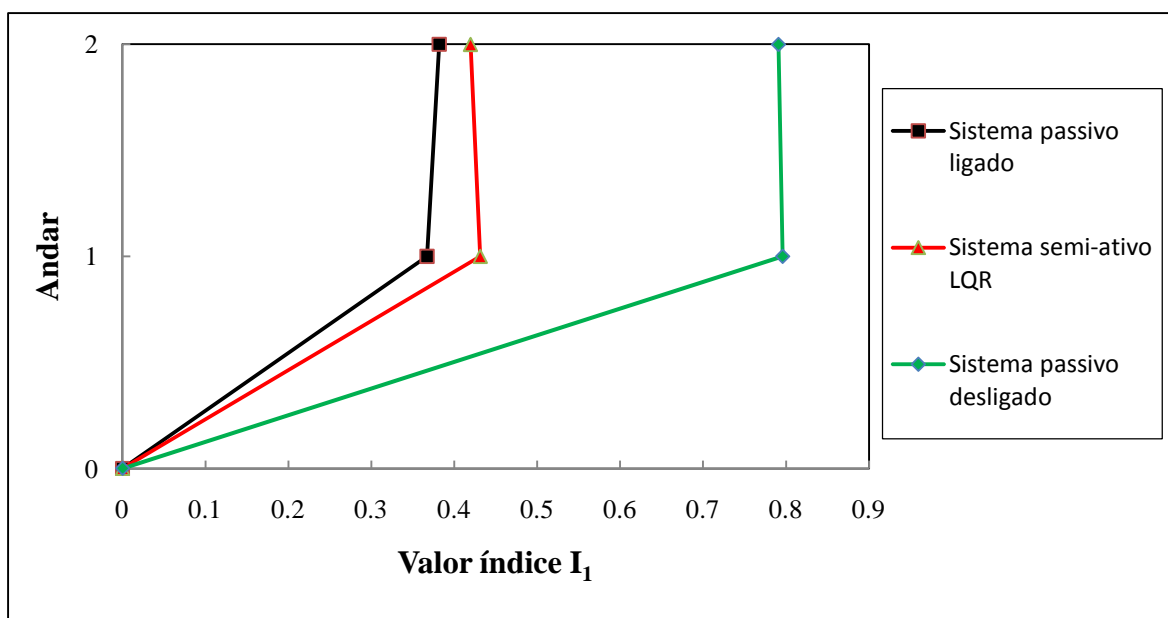


Figura 5.10 – Variação do valor do índice I<sub>1</sub> para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “A”.

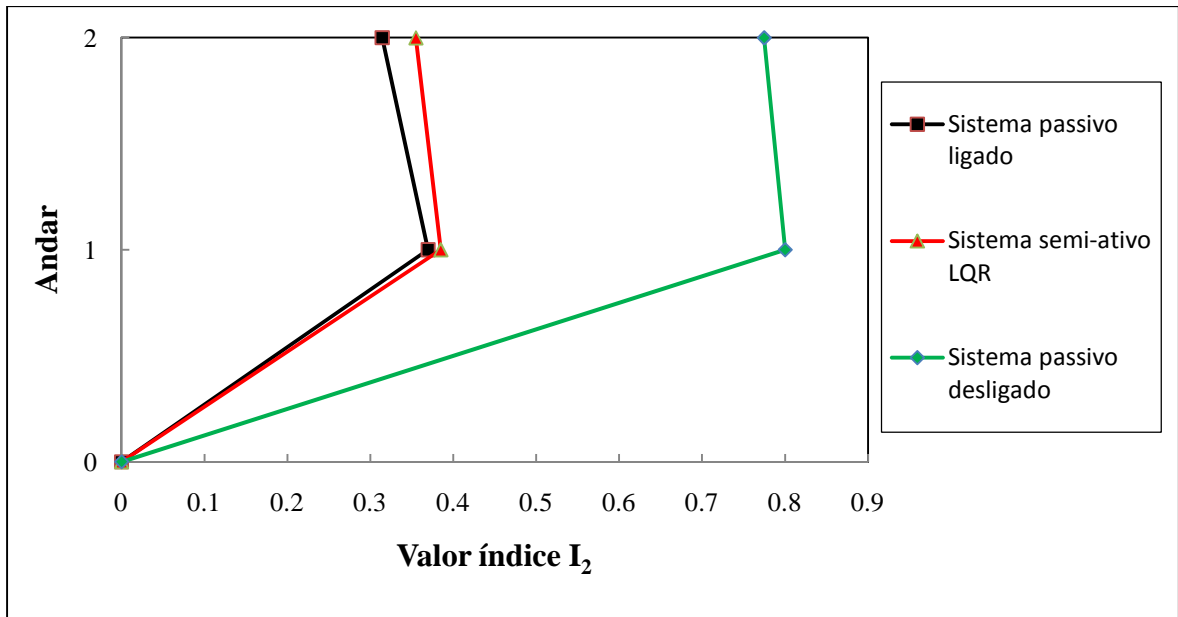


Figura 5.11 – Variação do valor do índice  $I_2$  para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “A”.

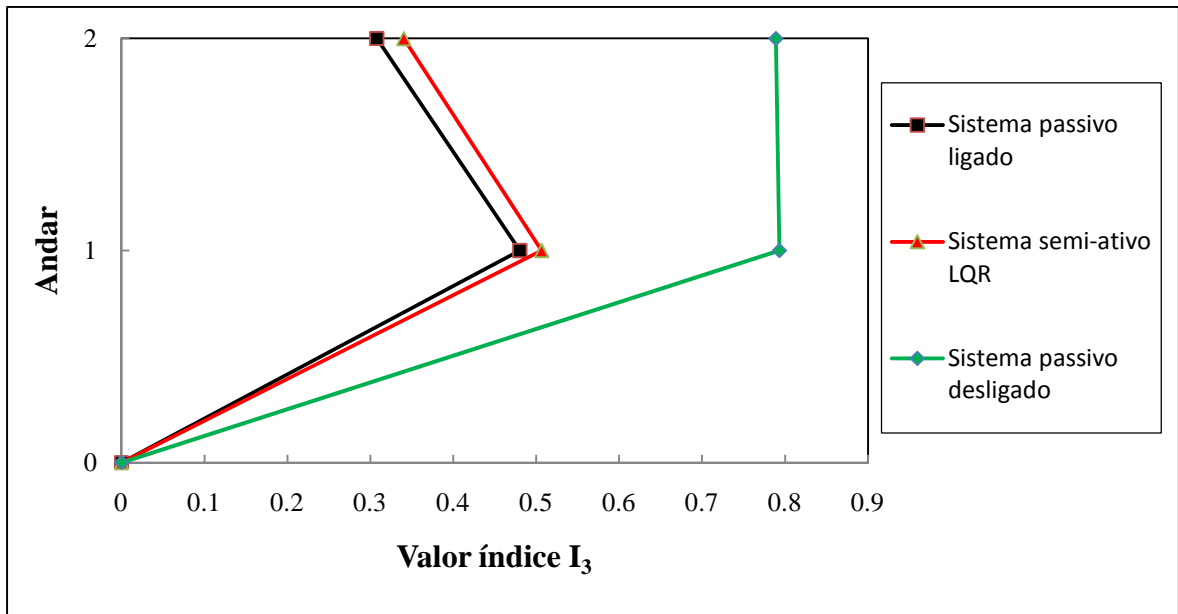


Figura 5.12 – Variação do valor do índice  $I_3$  para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “A”.

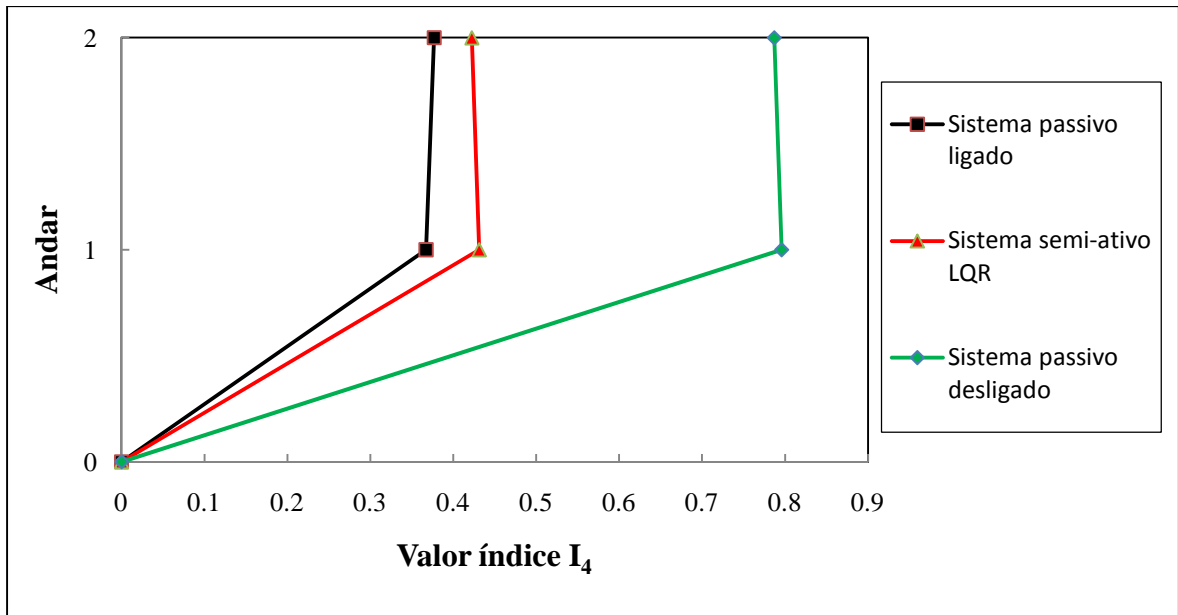


Figura 5.13 – Variação do valor do índice  $I_4$  para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “A”.

#### 5.4.2 – Modelo submetido à ação da aceleração “B”

O segundo registro de aceleração utilizado para testar os diferentes modos de controle analisados difere em vários aspectos da aceleração “A”. Para começar, ao ser o tempo de excitação superior aos 70s, o registro de aceleração “B” tem uma duração maior. Outra importante diferença é que esta aceleração apresenta, comparativamente, um valor *RMS* superior, o que implica valores de resposta na estrutura maiores, permitindo avaliar de maneira mais completa o controle efetuado pelos amortecedores MR por meio das diferentes estratégias utilizadas quando submetidos a uma excitação de caráter mais heterogêneo.

A Figura 5.14 apresenta o registro de aceleração “B” que será utilizado para excitar a base do modelo estudado. Lembrando que o registro encontra-se escalonado no tempo e em magnitude para fazer-lhes compatíveis com as dimensões da estrutura.



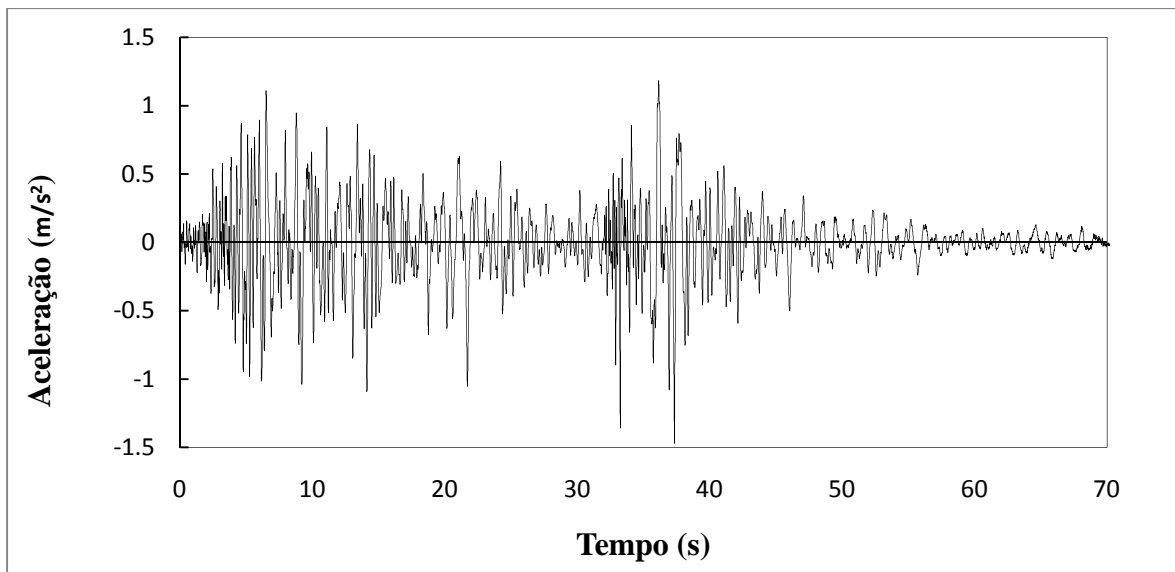


Figura 5.14 – Registro da aceleração “B”.

#### 5.4.2.1 – Modelo submetido à ação da aceleração “B” nos casos passivo ligado e passivo desligado

Novamente, os casos onde são utilizados os amortecedores MR no modo passivo ligado e passivo desligado são os primeiros a serem analisados quando o sistema é submetido à nova aceleração. As Figuras 5.15 e 5.16 apresentam, respectivamente, as respostas ao longo do tempo do primeiro e segundo andar da estrutura sem controle e sob o controle das diferentes estratégias passivas empregadas.

Analisando em termos gerais as respostas obtidas nos dois andares do modelo pode-se afirmar que o sistema controlado de forma passiva desligada foi menos eficiente que o sistema controlado de forma passiva ligada na tarefa de reduzir tanto os valores máximos das respostas como os valores *RMS* das mesmas. As porcentagens de redução dos picos de resposta do deslocamento e da velocidade do sistema que empregou o controle passivo desligado foram de aproximadamente 11%, enquanto os valores *RMS* de estas respostas experimentaram reduções próximas a 33%, para os dois andares. Comparados com as porcentagens de redução das respostas obtidas quando a estrutura foi submetida ao registro de aceleração “A”, estes valores mostram um desempenho pior por parte da estratégia de controle, o que implica que dependendo do tipo de excitação podem-se ter resultados bastante díspares. Contrariamente, o caso do sistema com o controlador passivo ligado mostrou-se bastante sólido, pois os valores de redução das respostas máximas alcançaram

valores muito similares aos atingidos quando se excitou a estrutura com o primeiro registro. As reduções dos picos máximos absolutos e dos valores *RMS* do deslocamento e da velocidade foram aproximadamente 71% e 84% nos dois andares do modelo, o que significa um incremento significativo nas reduções dos picos das respostas e uma pequena diminuição no desempenho da redução do valor *RMS* das respostas quando comparados com os valores obtidos mediante a mesma estratégia de controle para o caso onde a excitação utilizada na estrutura foi a denominada “A”.

A análise da aceleração da estrutura foi esclarecedora em vários aspectos. Para começar verificou-se que o desempenho do sistema passivo desligado permaneceu praticamente invariável com respeito aos valores de redução encontrados no deslocamento e na velocidade. Neste caso os valores de redução dos picos máximos e dos valores *RMS* dos dois andares foram, respectivamente, próximos a 14% e 34%. Não obstante, isto não deve ser confundido com o caráter variável do valor das respostas e das porcentagens de reduções das mesmas comparadas com o sistema sem controle quando o modelo é submetido a distintos tipos de excitações.

Já os valores da aceleração obtidos com o sistema passivo ligado mostram algo que já tinha sido verificado no primeiro exemplo apresentado, isto é, a porcentagem da redução do valor máximo absoluto da aceleração do primeiro andar foi menor do que a redução alcançada no segundo andar, sendo estas aproximadamente 59% e 68%. Com isto se confirma que embora a diferença entre as reduções dos valores máximos absolutos dos dois andares não seja como aquela do primeiro exemplo, esta permite concluir que as diminuições nas acelerações dos andares superiores de uma estrutura poderiam ver-se beneficiadas utilizando este controle específico. Por outro lado os valores *RMS* das acelerações no controle passivo ligado no primeiro e segundo andar atingiram valores de redução de 82% e 87%, respectivamente, valores de redução semelhantes aos alcançados no caso onde a estrutura foi submetida ao registro de aceleração “A”.

Os resultados dos valores máximos absolutos e dos valores *RMS* das respostas, assim como as porcentagens de reduções alcançadas pelas duas configurações de controle passivo são apresentadas na Tabela 5.7.

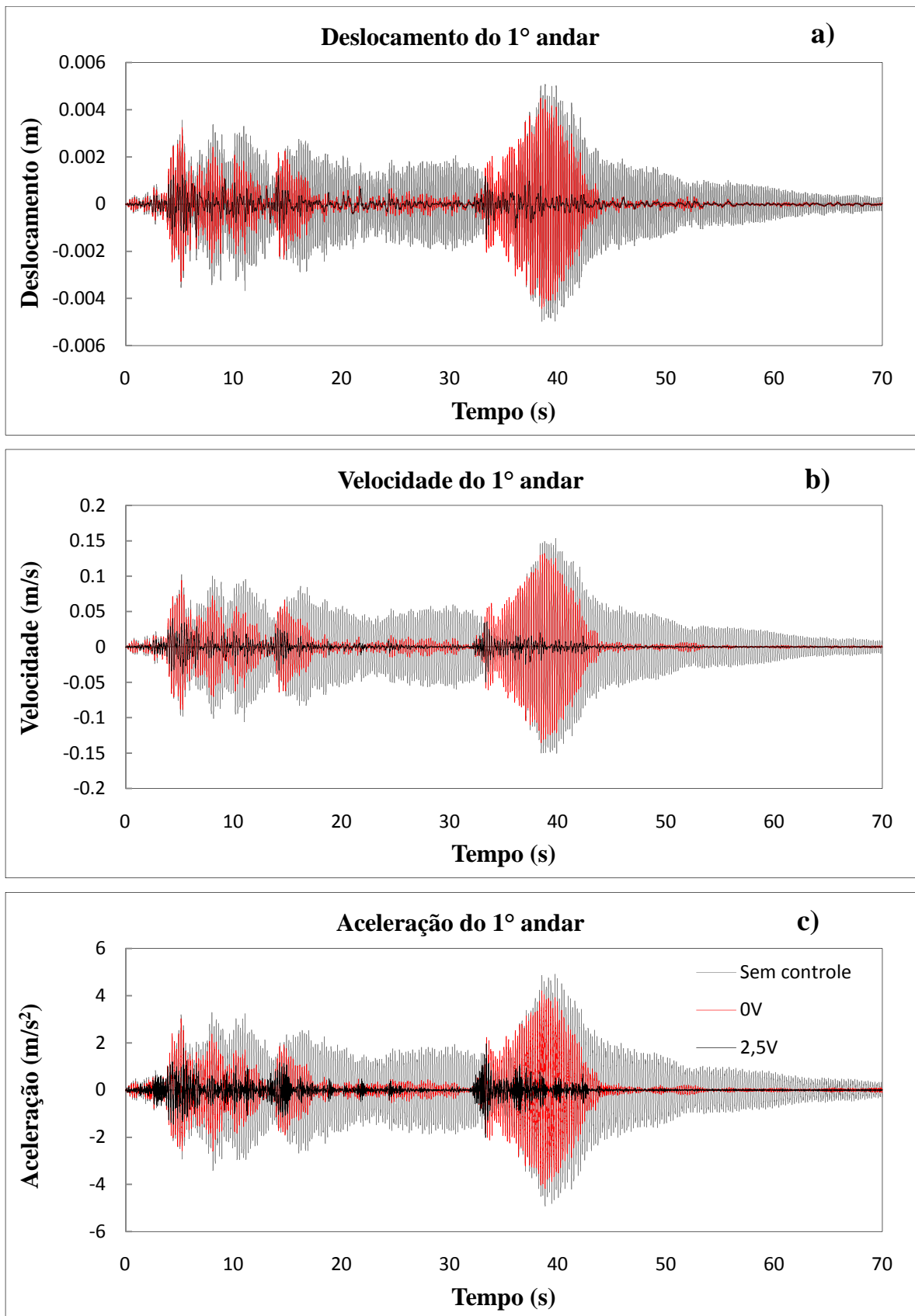


Figura 5.15 – Respostas no primeiro andar do modelo para os casos sem controle e com controle passivo nos casos ligado e desligado quando submetido à ação da aceleração “B”:  
a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

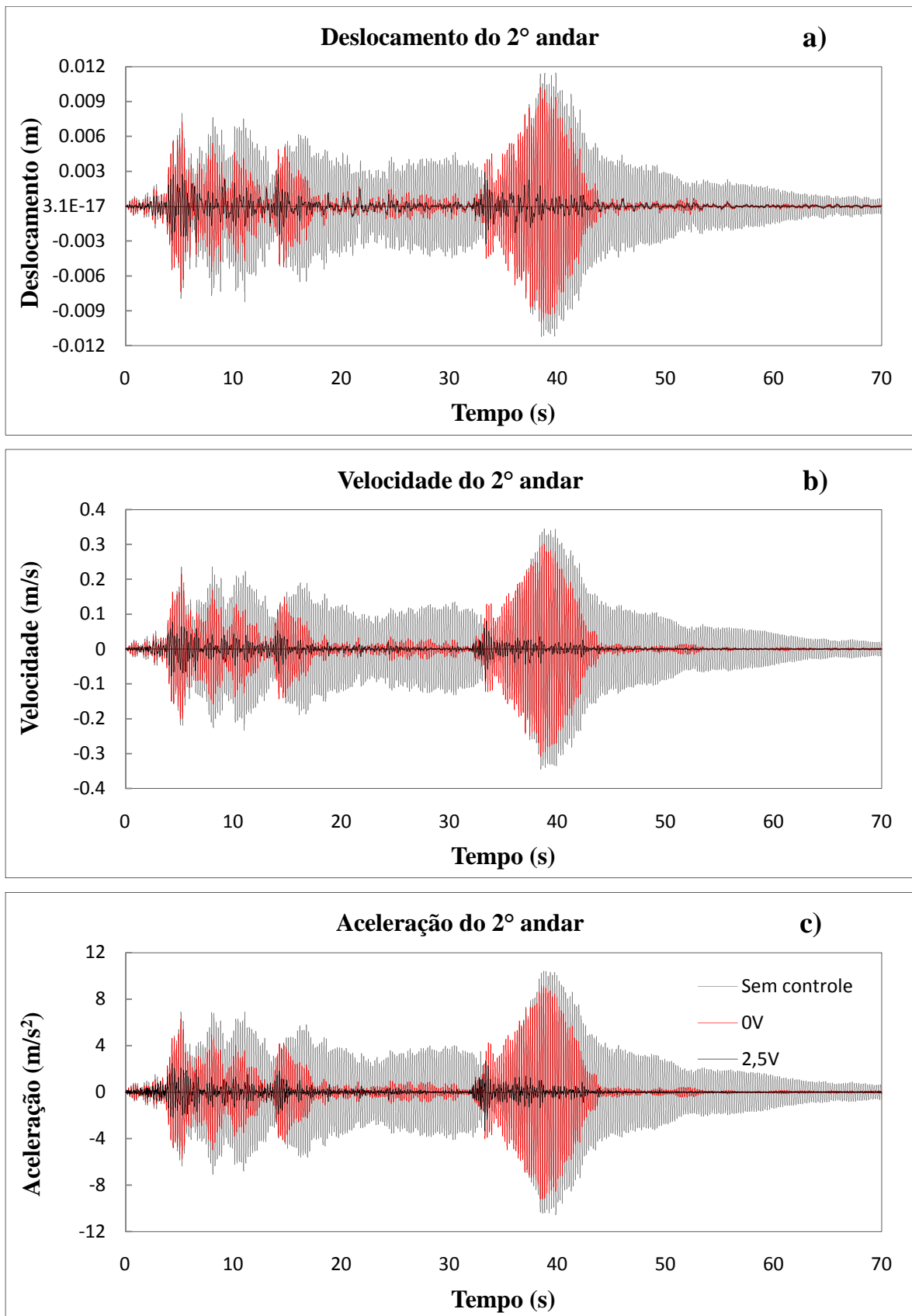


Figura 5.16 – Respostas no segundo andar do modelo para os casos sem controle e com controle passivo nos casos ligado e desligado quando submetido à ação da aceleração “B”:  
a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

Tabela 5.7 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelos controles passivo ligado e passivo desligado quando submetidos à ação da aceleração “B”.

	Sistema sem controle		Sistema com controle passivo desligado		Sistema com controle passivo ligado	
	Primeiro Andar	Segundo Andar	Primeiro Andar	Segundo Andar	Primeiro Andar	Segundo Andar
<b>Deslocamento máximo absoluto (m)</b>	0,0051	0,0115	0,0045	0,0102	0,0015	0,0033
<b>Redução deslocamento máximo (%)</b>	–	–	11,76	11,30	70,59	71,30
<b>Valor <i>RMS</i> do deslocamento (m)</b>	0,0013	0,0030	0,0009	0,0020	0,0002	0,0005
<b>Redução valor <i>RMS</i> do deslocamento (%)</b>	–	–	31,50	33,33	81,80	82,45
<b>Velocidade máxima absoluta (m/s)</b>	0,1534	0,3449	0,1354	0,3077	0,0497	0,0921
<b>Redução velocidade máxima (%)</b>	–	–	11,73	10,79	67,60	73,30
<b>Valor <i>RMS</i> da velocidade (m/s)</b>	0,0406	0,0923	0,0268	0,0608	0,0056	0,0124
<b>Redução valor <i>RMS</i> da velocidade (%)</b>	–	–	33,99	34,13	86,21	86,57
<b>Aceleração máxima absoluta (<math>m/s^2</math>)</b>	4,9247	10,5726	4,2106	9,2176	2,0183	3,3334
<b>Redução aceleração máxima (%)</b>	–	–	14,50	12,82	59,02	68,47
<b>Valor <i>RMS</i> da aceleração (<math>m/s^2</math>)</b>	1,2590	2,8332	0,8262	1,8602	0,2234	0,3631
<b>Redução valor <i>RMS</i> da aceleração (%)</b>	–	–	34,38	34,34	82,26	87,18

Novamente são calculados os índices de desempenho propostos em (5.24) - (5.27), isto com o objetivo de poder comparar os diferentes valores dos quatro índices para este caso de excitação sob o domínio das distintas estratégias de controle empregadas. Os valores dos índices de desempenho para o sistema controlado de forma passiva submetido à ação da aceleração “B” são apresentados na Tabela 5.8.

Tabela 5.8 – Índices de desempenho do sistema controlado de forma passiva submetido à ação da aceleração “B”.

Estratégia de controle	I <sub>1</sub>		I <sub>2</sub>		I <sub>3</sub>		I <sub>4</sub>	
	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2
Passivo desligado	0,8859	0,8896	0,8822	0,8920	0,8550	0,8718	0,8859	0,8859
Passivo ligado	0,2953	0,2836	0,3241	0,2669	0,4098	0,3153	0,2953	0,2803

De início é possível observar um comportamento bastante díspar entre os índices de desempenho obtidos para as duas estratégias de controle analisadas. Os índices do controle passivo desligado são bastantes altos com uma média aproximada de 0,88, valor inclusive superior àquele obtido quando os índices foram calculados com o registro de aceleração “A”, o qual foi de aproximadamente 0,79. Isto confirma o caráter variável e pouco eficiente da estratégia passiva desligada. Por outra parte o cálculo dos índices de desempenho da estratégia de controle passiva ligada não deixa lugar a dúvidas sobre o bom desempenho e competência do controle em reduzir as diferentes respostas da estrutura, conseguindo melhores resultados que os alcançados quando a excitação empregada foi a denominada “A”. Cabe destacar também os valores determinados para o índice de desempenho I<sub>3</sub> da estratégia passiva ligada. Este índice mostra que o controle ligado consegue amortizar de melhor forma o comportamento dos picos máximos absolutos da aceleração da estrutura no primeiro andar, é dizer, se conseguiu controlar de melhor maneira a aceleração que é aplicada na base, que para este caso seria o registro “B”.

#### 5.4.2.2 – Modelo submetido à ação da aceleração “B” no caso semi-ativo utilizando o problema LQR associado ao algoritmo de seleção de sinal do controle *clipped optimal*

A análise do modelo submetido à ação da aceleração “B” no caso semi-ativo mostrou um comportamento heterogêneo por parte das respostas obtidas. Para começar, o valor máximo absoluto do deslocamento e o valor *RMS* da resposta apresentaram porcentagens de reduções praticamente iguais para os dois andares. Enquanto a redução dos picos máximos foi de aproximadamente 62%, a redução do valor *RMS* da resposta ficou em 74%. Comparativamente, a redução dos picos de deslocamento foi muito maior no caso onde a estrutura foi submetida à ação da aceleração “B” que no caso onde a excitação utilizada era a “A”, não obstante, as reduções dos valores *RMS* dos deslocamentos não seguem essa mesma tendência, sendo possível observar uma redução menor da resposta ao longo do tempo para o exemplo rodado com o segundo caso de excitação considerado.

As respostas da velocidade e da aceleração do sistema controlado de forma semi-ativa são analisadas a seguir. Geralmente, a porcentagem de redução dos picos máximos absolutos foi consideravelmente maior no segundo andar do que no primeiro andar, isto se evidencia com reduções de valores de pico de velocidades de 57% e 66%, e porcentagens de reduções de 48% e 61% no caso das acelerações, para o primeiro e segundo andar respectivamente. Já os valores *RMS* da velocidade proporcionam uma estabilidade quanto à porcentagens de redução, alcançando valores de aproximadamente 77% para os dois andares. O valor da tendência central da aceleração ao longo do tempo mostra uma vez mais o efeito da excitação aplicada na base com porcentagens de redução próximos a 62% no primeiro andar e 78% no segundo andar.

Confrontando os dados das respostas obtidas nos sistemas com o controlador semi-ativo e com os amortecedores MR funcionando como dispositivos passivos ligados encontra-se que o desempenho do sistema passivo é melhor do que a performance alcançada pelo sistema semi-ativo, o que permitiria concluir com base nos resultados obtidos tanto para o sistema excitado com a aceleração “A” como para o sistema submetido à ação da aceleração “B” que o controlador semi-ativo baseado no problema LQR associado ao algoritmo de seleção de sinal do controle *clipped optimal* não seja o mais adequado de utilizar, pois o funcionamento liga-desliga do controlador não permite explorar todas as possibilidades que oferecem os amortecedores MR. Em virtude disso, nos seguintes

capítulos serão abordados outros controladores semi-ativos baseados em sistemas inteligentes que permitiram analisar o controle da estrutura de forma diferente, visando uma otimização e melhora no desempenho dos dispositivos de controle.

A Tabela 5.9 e as Figuras 5.17 e 5.18 mostram o comportamento das respostas para o primeiro e segundo andar quando a estrutura é submetida ao registro de aceleração “B” utilizando o controle semi-ativo LQR associado ao algoritmo de seleção de sinal do controle *clipped optimal*.

Tabela 5.9 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelo controle semi-ativo LQR quando submetido à ação da aceleração “B”.

	Valores de resposta	Primeiro Andar	Segundo Andar
<b>Deslocamento</b>	<b>Pico máximo (m)</b>	0,0019	0,0043
	<b>Reduções pico (%)</b>	62,75	62,61
	<b>Valor <i>RMS</i> (m)</b>	0,0003	0,0008
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	73,71	74,59
<b>Velocidade</b>	<b>Pico máximo (m/s)</b>	0,0659	0,1169
	<b>Reduções pico (%)</b>	57,04	66,11
	<b>Valor <i>RMS</i> (m/s)</b>	0,0096	0,0205
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	76,35	77,79
<b>Aceleração</b>	<b>Pico máximo (m/s<sup>2</sup>)</b>	2,5405	4,0430
	<b>Reduções pico (%)</b>	48,41	61,76
	<b>Valor <i>RMS</i> (m/s<sup>2</sup>)</b>	0,4810	0,6287
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	61,80	77,81



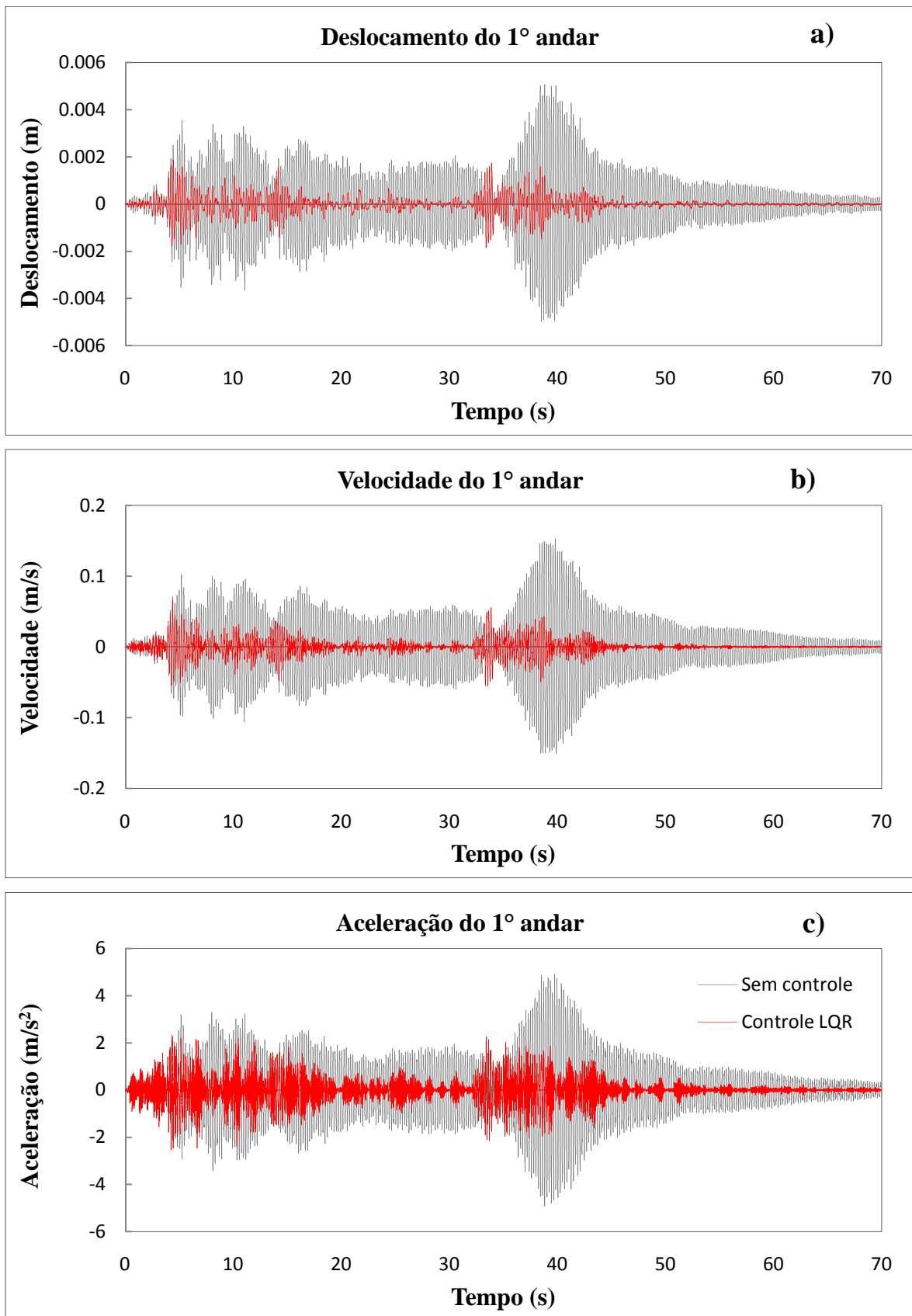


Figura 5.17 – Respostas no primeiro andar do modelo para os casos sem controle e controlado mediante o LQR quando submetido à ação da aceleração “B”: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

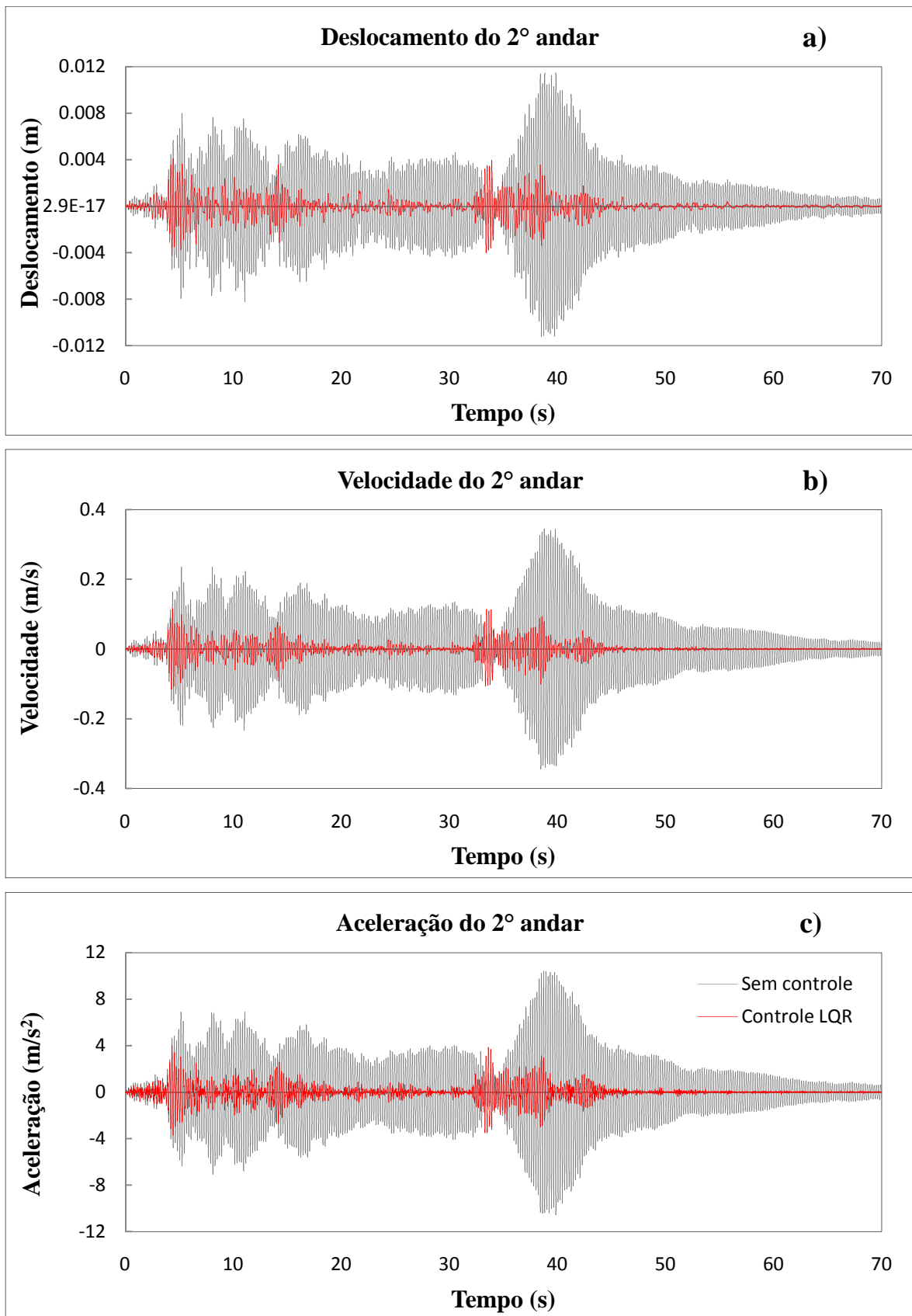


Figura 5.18 – Respostas no segundo andar do modelo para os casos sem controle e controlado mediante o LQR quando submetido à ação da aceleração “B”: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

As variações da voltagem e da força ao longo do tempo para o sistema controlado de forma semi-ativa são apresentadas nas Figuras 5.19 e 5.20, respectivamente. Procurando obter uma melhor visualização do gráfico da voltagem o tempo de análise utilizado foi reduzido a um intervalo de 10s, selecionando aquela região onde o registro da aceleração aplicada na base da estrutura apresenta os valores mais altos.

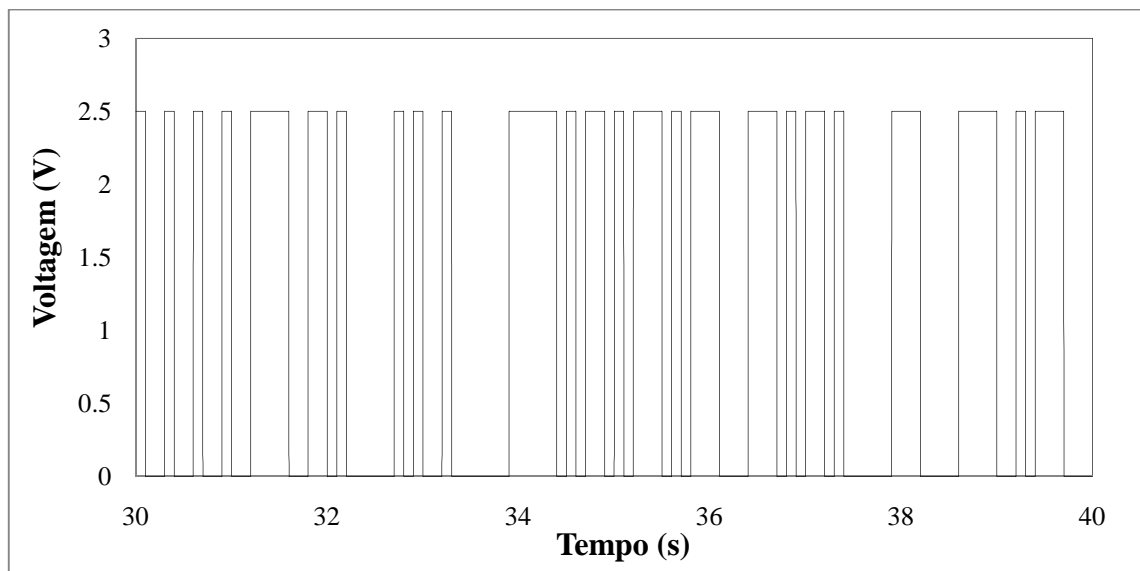


Figura 5.19 – Variação da voltagem no sistema controlado no modo semi-ativo quando submetido à ação da aceleração “B”.

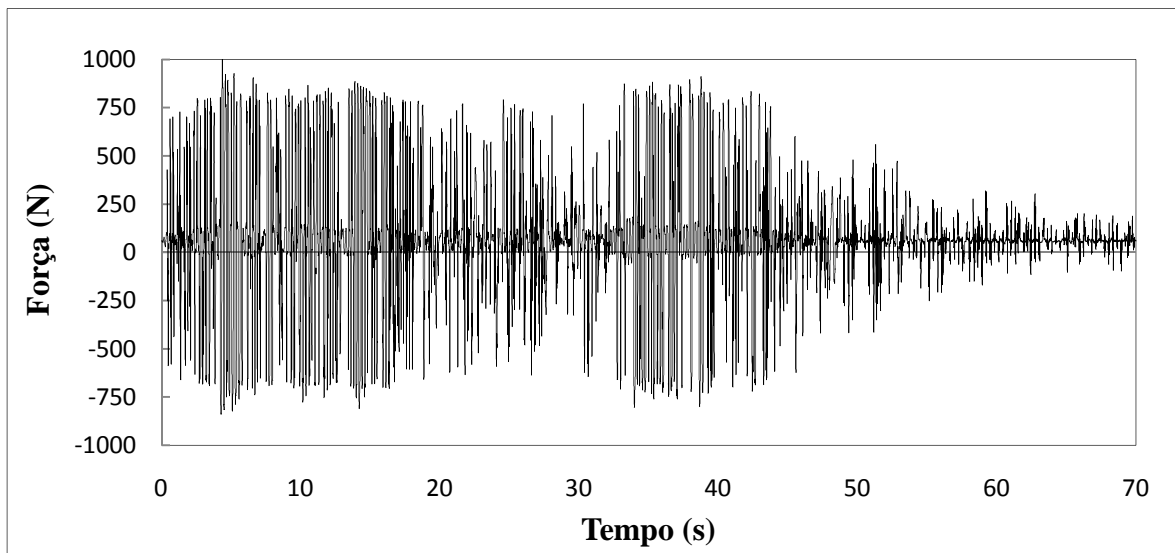


Figura 5.20 – Comportamento da força dos amortecedores MR ao longo do tempo no controle semi-ativo quando submetido à ação da aceleração “B”.

Os índices de desempenho são calculados agora para o sistema equipado com controle semi-ativo. A checagem dos valores obtidos reafirma a conclusão já exposta anteriormente de que o sistema semi-ativo que utiliza o controlador LQR associado ao algoritmo de seleção de sinal do controle *clipped optimal* não é tão eficiente quanto o sistema equipado com o controle passivo ligado. Comparando os índices de desempenho do controlador semi-ativo para os dois casos de excitação já apresentados, verificou-se que os valores dos índices para a segunda aceleração mostram uma redução melhor dos valores máximos das respostas do sistema controlado em relação aos picos máximos de resposta da estrutura sem controle. A Tabela 5.10 apresenta os valores numéricos dos índices de desempenho do sistema semi-ativo quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “B”.

Tabela 5.10 – Índices de desempenho do sistema controlado de forma semi-ativa pelo controle LQR submetido à ação da aceleração “B”.

Estratégia de controle	I <sub>1</sub>		I <sub>2</sub>		I <sub>3</sub>		I <sub>4</sub>	
	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2
Semi-ativo utilizando LQR	0,3682	0,3728	0,4296	0,3391	0,5159	0,3824	0,3682	0,3836

Para finalizar, são apresentadas as Figuras 5.21-5.24 que proporcionam a comparação dos resultados dos índices de desempenho de cada estratégia de controle utilizada quando o modelo é submetido à ação do registro de aceleração “B”.

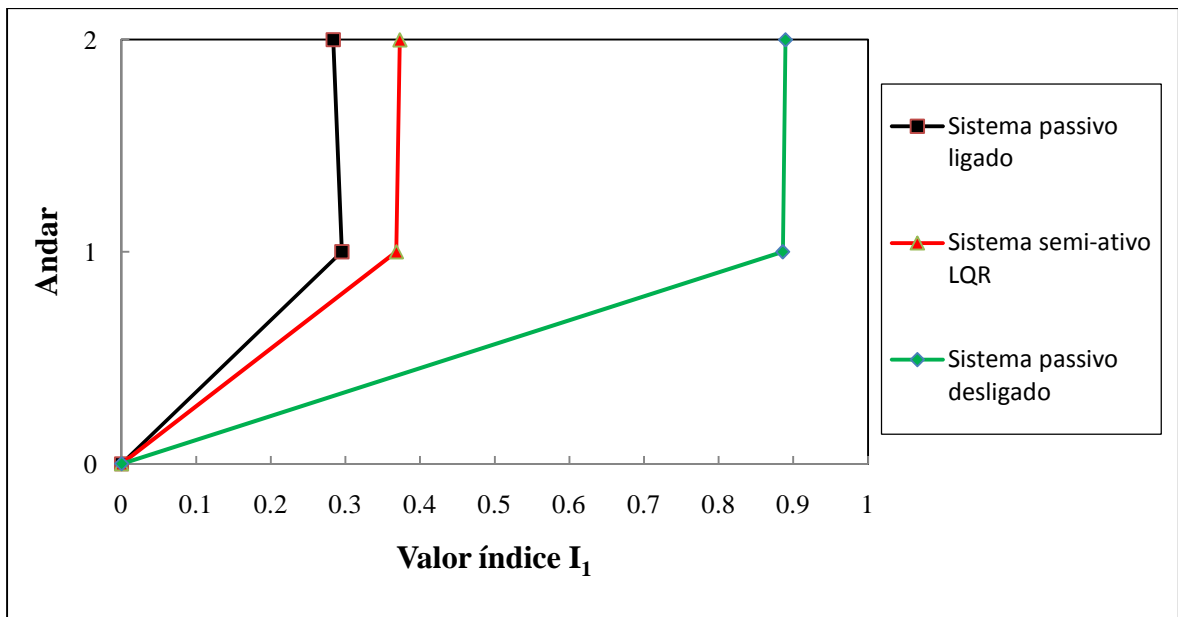


Figura 5.21 – Variação do valor do índice  $I_1$  para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “B”.

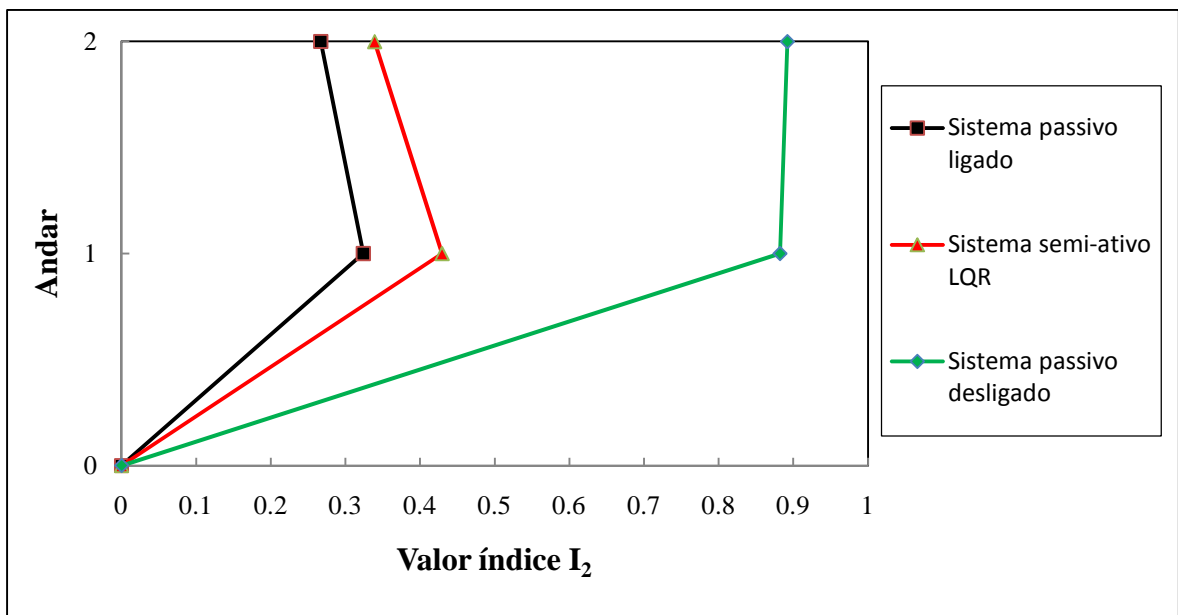


Figura 5.22 – Variação do valor do índice  $I_2$  para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “B”.

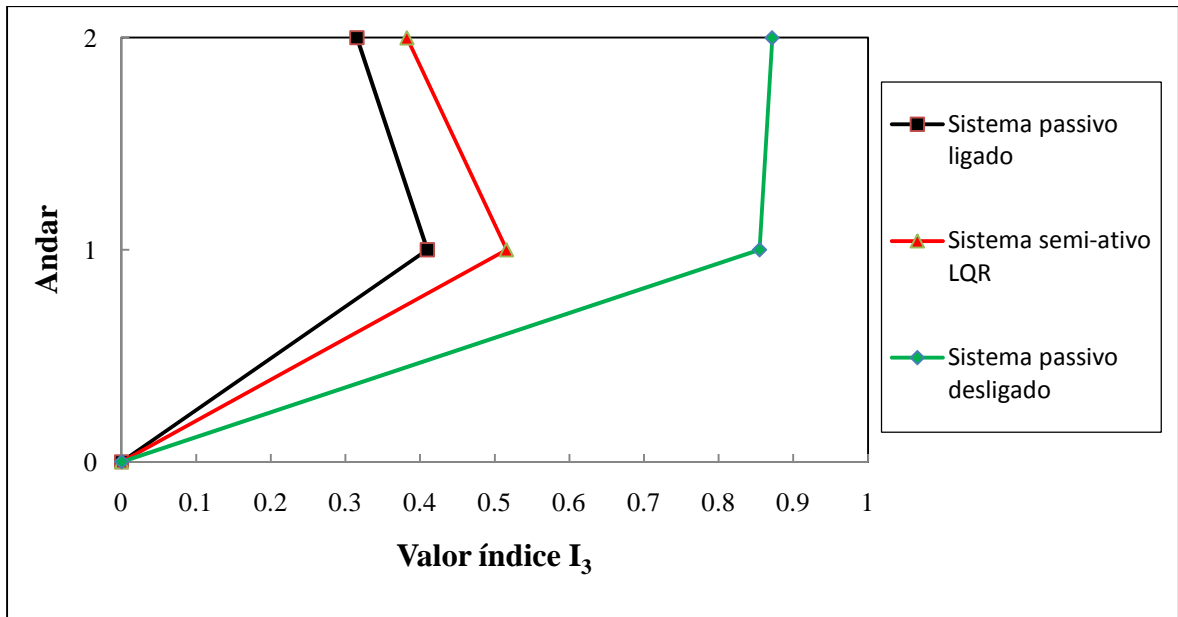


Figura 5.23 – Variação do valor do índice  $I_3$  para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “B”.

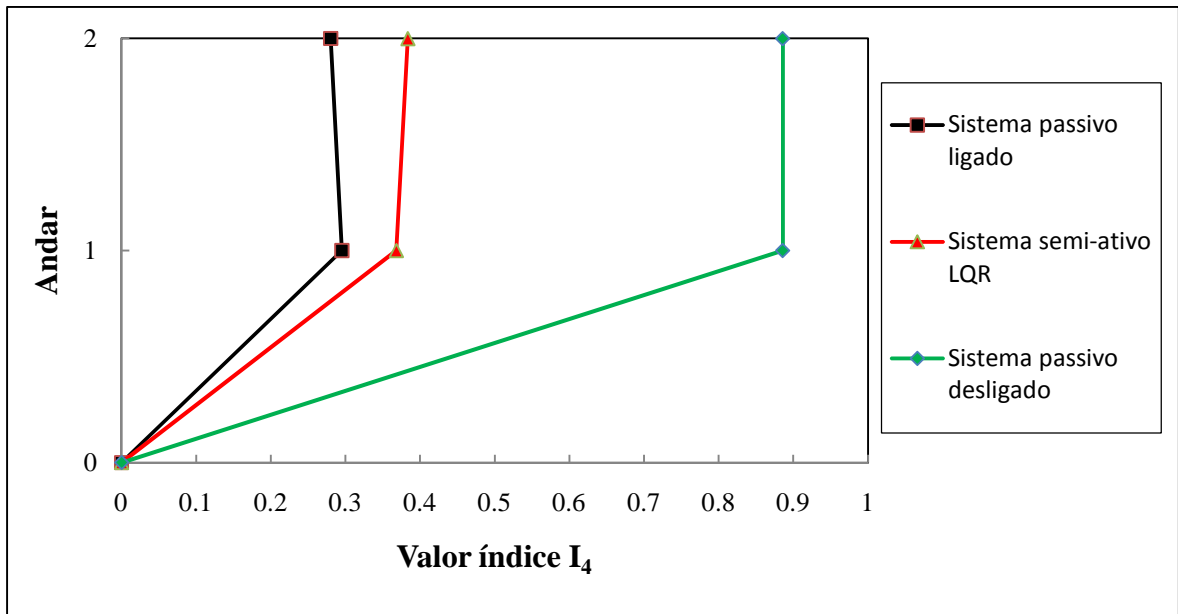


Figura 5.24 – Variação do valor do índice  $I_4$  para cada modo de controle analisado quando submetidos à ação da aceleração “B”.

## **6 – CONTROLE SEMI-AATIVO DO MODELO MEDIANTE O USO DE REDES NEURAS ARTIFICIAIS (RNA)**

### **6.1 – INTRODUÇÃO**

No capítulo anterior foi possível comprovar o desempenho dos amortecedores MR como dispositivos dissipadores de energia em um sistema estrutural quando utilizados junto com um controlador do tipo “liga-desliga”. Ao empregar este controlador, os amortecedores funcionaram em duas condições de operação, uma totalmente desligada da fonte de energia (0V) e outra ligada à máxima tensão do projeto de controle (para o caso específico deste trabalho 2,5V). Como consequência, os valores intermediários do sinal de comando são totalmente desaproveitados, fazendo com que os valores da força ótima calculada e da força real subministrada pelos dispositivos de controle sejam na grande maioria das vezes divergentes.

Procurando otimizar o desempenho dos amortecedores MR, será estudado, neste capítulo, um controlador baseado num modelo de predição e num modelo inverso dinâmico desenvolvidos por meio de redes neurais artificiais. No modelo inverso desenvolvido, a saída das redes neurais artificiais (voltagem) é parte da entrada do modelo mecânico dos dispositivos de controle, sendo as entradas da rede neural os valores de saída passadas do modelo mecânico trabalhado (modelo fenomenológico desenvolvido por Spencer Jr. *et al.* (1997)) e da resposta do sistema estrutural objeto deste estudo. Desta maneira o controlador calculará a voltagem adequada para aplicar nos mecanismos de controle com base na resposta do sistema, na força de controle ótima calculada e nos valores de voltagem em instantes de tempo imediatamente anteriores. Já a força de controle ótima será calculada mediante um modelo de predição desenvolvido a partir de uma rede neural recorrente ajustada para tal propósito.

Ao longo do capítulo serão definidas e descritas detalhadamente tanto as redes neurais artificiais como o modelo inverso utilizados para criar o controlador que atuará no modelo estudado. O sistema completo será submetido às excitações utilizadas no Capítulo 5 com o propósito de comparar o desempenho do controle baseado em redes neurais com o obtido no problema LQR associado ao algoritmo de seleção de sinal de comando do controle *clipped optimal*.

## 6.2 – REDES NEURAIAS ARTIFICIAIS (RNA)

Romariz (2007) define as redes neurais artificiais (RNA) como um sistema de processamento numérico, de inspiração biológica, constituídos por um grande número de processadores simples altamente interconectados, em uma arquitetura de processamento inspiradas no sistema nervoso dos seres vivos. A idéia principal por trás dessa abordagem é a de que computações complexas podem ser obtidas pela combinação de muitos processadores simples altamente interconectados, o que é denominado *conexionismo*. De acordo com Haykin (2001), as redes neurais se assemelham ao cérebro em dois aspectos:

1. O conhecimento é adquirido pela rede a partir de seu ambiente por meio de um processo de aprendizagem.
2. Forças de conexão entre neurônios, conhecidas como pesos sinápticos, são utilizadas para armazenar o conhecimento adquirido.

O procedimento utilizado para realizar o processo de aprendizagem é chamado de algoritmo de aprendizagem, cuja função é modificar os pesos sinápticos da rede de uma forma ordenada para alcançar um objetivo de projeto desejado.

A modificação dos pesos sinápticos é o método tradicional para o projeto de redes neurais. Esta abordagem é bastante próxima da teoria dos filtros adaptativos lineares, que já está bem estabelecida e foi aplicada com sucesso em diversas áreas (Widrow e Stearns, 1985; Haykin, 1996). Entretanto, é possível também para uma rede neural modificar sua própria topologia, o que é motivado pelo fato de os neurônios no cérebro humano poderem morrer e que novas conexões sinápticas possam crescer.



É evidente que uma RNA extrai seu poder computacional, primeiro, por intermédio de sua estrutura maciçamente paralela distribuída e segundo de sua habilidade de aprender e, portanto, de generalizar. A generalização se refere ao fato da rede neural produzir saídas adequadas para entradas que não estavam presentes durante o treinamento (aprendizagem). Estas duas capacidades de processamento de informação tornam possível para as redes neurais resolver problemas complexos como, por exemplo, problemas não-lineares de grande escala.

### **6.2.1 – Breve histórico das RNA**

Os primeiros estudos da potencialidade de redes de elementos processadores inspirados em neurônios data da década de 40. A demonstração feita por McCulloch e Pitts (1943) de que associações de neurônios artificiais podem implementar qualquer função lógica finita foi o primeiro sucesso teórico do conexionismo.

Romariz (2007) cita que a primeira onda de entusiasmo com redes neurais surgiu com o perceptron de Rosenblatt (1958), sistema que conseguia aprender a classificação de padrões a partir de exemplos apresentados. Com isto, conseguia-se pela primeira vez um modelo de aprendizado e percepção com resultados concretos. Ao entusiasmo seguiu-se uma grande crise com a descoberta das limitações do perceptron. Tornou-se clássico o caso da função ou-exclusivo (conhecido como *XOR problem* nos países anglo-saxões), que apesar de sua aparente simplicidade não podia ser ensinada a este sistema. A extensão do perceptron para superar estas limitações envolvia uma metodologia matemática desenvolvida na década de 70 e que só viria a ser empregada nos anos 80. O trabalho de Minsky e Papert (1969) onde todas estas dificuldades são apontadas, acompanhadas da declaração de uma crença pessoal (errônea, como foi demonstrado posteriormente) dos autores de que a extensão do modelo seria inútil, marca o declínio das pesquisas em redes neurais ao longo da década de 70.

No início dos anos 80, o físico Hopfield traz de volta o interesse na área ao propor um sistema dinâmico baseado em neurônios que desempenha a função de memória associativa. Não obstante, o ressurgimento do interesse em conexionismo ocorreu com o uso do algoritmo de treinamento por retropropagação de erro por um grupo auto-intitulado PDP (*Parallel Distributed Processing*) em 1986, que permitiu a extensão do perceptron de

Rossenblatt para várias camadas de neurônios e assim superou as dificuldades que se tinham até esse momento com aquele modelo. A partir deste avanço, observou-se uma explosão de aplicações de redes neurais artificiais nos mais variados campos: Reconhecimento de padrões (com aplicações industriais, militares, médicas e finanças), previsão de séries temporais (com aplicações em economia e finanças), identificação e controle de sistemas dinâmicos complexos, compressão de dados e muitos outros.

### 6.2.2 – A motivação biológica

As redes neurais artificiais têm sua inspiração no sistema nervoso central humano. Sua idéia vem da tese de que o comportamento inteligente é resultado de um processo coletivo, emergente de muitas unidades simples, conectadas de maneira densa e plástica. Sendo assim, o sistema nervoso central humano pode ser visto como um sistema de três estágios, como mostrado no diagrama em blocos apresentado na Figura 6.1.

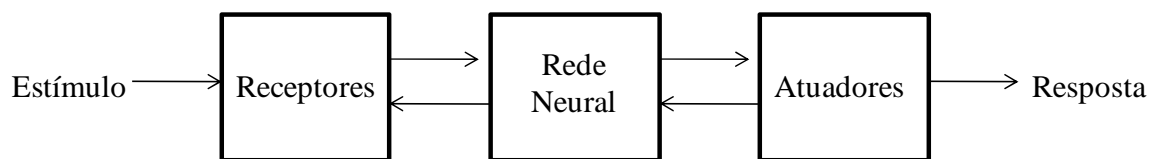


Figura 6.1 – Representação em diagrama em blocos do sistema nervoso (Haykin, 2001).

O centro do sistema é o cérebro, representado pela rede neural nervosa, que recebe continuamente informação, percebe-a e toma decisões apropriadas. No diagrama da Figura 6.1 é possível observar dois conjuntos de setas. Aquelas que apontam da esquerda para a direita indicam a transmissão para frente do sinal portador da informação, através do sistema. As setas apontando da direita para a esquerda indicam a presença de realimentação no sistema. Os receptores convertem estímulos do corpo humano ou do ambiente externo em impulsos elétricos que transmitem informação para a rede neural (cérebro). Os atuadores convertem impulsos elétricos gerados pela rede neural em respostas discerníveis como saídas do sistema.

Os neurônios ou células nervosas são os constituintes estruturais do cérebro. Fine (1999) comenta que os neurônios são de cinco a seis ordens de grandeza mais lentos que as portas lógicas em silício. Enquanto eventos neurais (pulsos elétricos) acontecem na ordem de milissegundos ( $10^{-3}$ s, ou seja, uma taxa de relógio de menos de 1KHz), eventos em um circuito de silício acontecem na ordem de nanossegundos ( $10^{-9}$ s, o que se traduz em uma taxa de relógio próxima a 1GHz). Entretanto, o cérebro compensa a taxa de operação relativamente lenta de um neurônio com o número extremadamente alto de neurônios com conexões entre si. De acordo com estimativas, o número total de neurônios no córtex humano pode alcançar a cifra dos 10 bilhões, o que representa uns 60 trilhões de sinapses ou conexões (Shepherd e Koch, 1990). O resultado livre é que o cérebro é uma estrutura extremadamente eficiente. Mais especificamente, a eficiência energética do cérebro é de aproximadamente  $10^{-16}$  joules por operação por segundo, enquanto o valor correspondente para os melhores computadores em uso nos anos 90 é de cerca de  $10^{-6}$  joules por operação por segundo (Faggin, 1991; apud Haykin, 2001).

Embora tenham a mesma composição geral e bioquímica que outras células, os neurônios apresentam características únicas. Eles têm uma composição diferente, com uma membrana capaz de gerar impulsos elétricos e uma unidade estrutural e funcional elementar denominada de sinapse que permite a transferência de informação entre neurônios. O tipo mais comum de sinapse é a sinapse química, que opera mediante a liberação de uma substância transmissora que se difunde através da junção sináptica entre neurônios agindo sobre um processo pós-sináptico. Assim, de acordo com Shepherd e Koch (1990), uma sinapse converte um sinal elétrico pré-sináptico em um sinal químico e então de volta em um sinal elétrico pós-sináptico. Nas descrições tradicionais da organização neural, assume-se que uma sinapse é uma conexão simples que pode impor ao neurônio receptivo excitação ou inibição, mas não ambas.

A Figura 6.2 apresenta as três regiões distinguíveis de todo neurônio: O corpo celular, os dendritos e o axônio. O corpo celular, também conhecido como soma, proporciona as funções de apoio e de estrutura da célula; nele se coleta e processa a informação recebida de outros neurônios. O axônio e os dendritos são, respectivamente, as linhas de transmissão e as zonas receptivas do neurônio. Estes elementos constituem dois tipos de filamentos celulares que são distinguíveis por razões morfológicas; um axônio tem uma superfície

mais lisa, menos ramificações e maior comprimento, enquanto que um dendrito tem uma superfície irregular e mais ramificações.

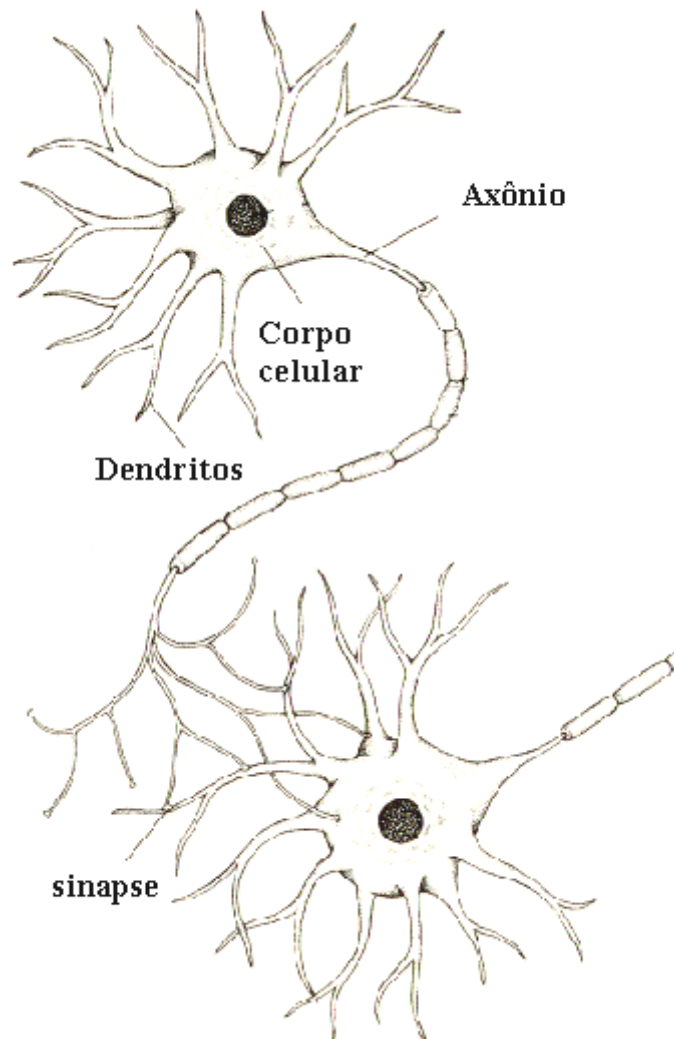


Figura 6.2 – Representação do neurônio. (Imagem modificada de [http://www.lpi.tel.uva.es/~nacho/docencia/ing\\_ond\\_1/trabajos\\_06\\_07/io2/public\\_html/estudio/estudio.htm](http://www.lpi.tel.uva.es/~nacho/docencia/ing_ond_1/trabajos_06_07/io2/public_html/estudio/estudio.htm). Acessado 17/05/2010).

A maioria dos neurônios codifica suas saídas como uma série de pulsos breves de tensão. Estes pulsos, conhecidos como potenciais de ação ou impulsos (*spikes*), originam-se no corpo celular, ou perto dele, e então se propagam através dos neurônios individuais a velocidade e amplitude constantes. As razões para o uso de potenciais de ação para a comunicação entre neurônios se baseiam na física dos axônios. O axônio de um neurônio é muito longo e fino e é caracterizado por uma alta resistência elétrica e uma capacitância muito grande. Estes dois elementos estão distribuídos ao longo do axônio. O axônio pode

assim ser modelado como uma linha de transmissão RC, daí o uso comum da equação da linha como a terminologia para descrever a propagação do sinal ao longo de um axônio. A análise deste mecanismo de propagação revela que, quando uma tensão é aplicada a uma extremidade do axônio, ela decai exponencialmente com a distância, caindo a um nível insignificante no momento em que ela atinge a outra extremidade. Os potenciais de ação fornecem uma maneira de evitar este problema de transmissão (Anderson, 1995).

A natureza das redes neurais biológicas é constituída pela densidade de neurônios e sua interconexão massiva. São estas redes as que conformam o cérebro e o sistema nervoso. O cérebro pode definir-se como uma rede neural densa maciçamente ligada, onde os neurônios estão recebendo e processando informação continuamente. Em tal caso, estímulos podem ser vistos como entradas que ao ser processadas geram uma resposta por parte do cérebro provocando reações (saídas), permitindo com isto a realização de tarefas fundamentais como o controle do ritmo cardíaco, a respiração e as funções gastrointestinais entre outras, e de atividades complexas de compreender tais como o processamento da linguagem, análise da informação visual e outros aspectos do comportamento que constituem a inteligência.

### **6.2.3 – O neurônio artificial**

Um neurônio é uma unidade de processamento de informação que é fundamental para a operação de uma rede neural. A Figura 6.3 apresenta o modelo não-linear de um neurônio que forma a base para o projeto de redes neurais artificiais, nele podem ser vistos três elementos básicos do neurônio artificial: um conjunto de sinapses, um combinador linear e uma função de ativação.

As sinapses do neurônio artificial se caracterizam por um peso ou força própria. Assim, um sinal  $x_j$  na entrada da sinapse  $j$  conectada ao neurônio  $k$  é multiplicado pelo peso sináptico  $w_{kj}$ . Com isto, o primeiro índice dos pesos sinápticos se refere ao neurônio em questão e o segundo índice ao terminal de entrada da sinapse à qual o peso se refere. O peso sináptico de um neurônio artificial pode variar em um intervalo que inclui valores positivos e negativos.

O combinador linear do neurônio realiza basicamente uma somatória. Nele todos os sinais de entrada ponderados pelas respectivas sinapses do neurônio são somados.

Já a função de ativação se ocupa de restringir a amplitude de saída do neurônio. Esta função é também conhecida como função restritiva já que limita o intervalo permissível de amplitude do sinal de saída a um valor finito. Geralmente, o intervalo normalizado da amplitude da saída de um neurônio é o intervalo unitário fechado  $[0,1]$  ou alternativamente  $[-1,1]$ .

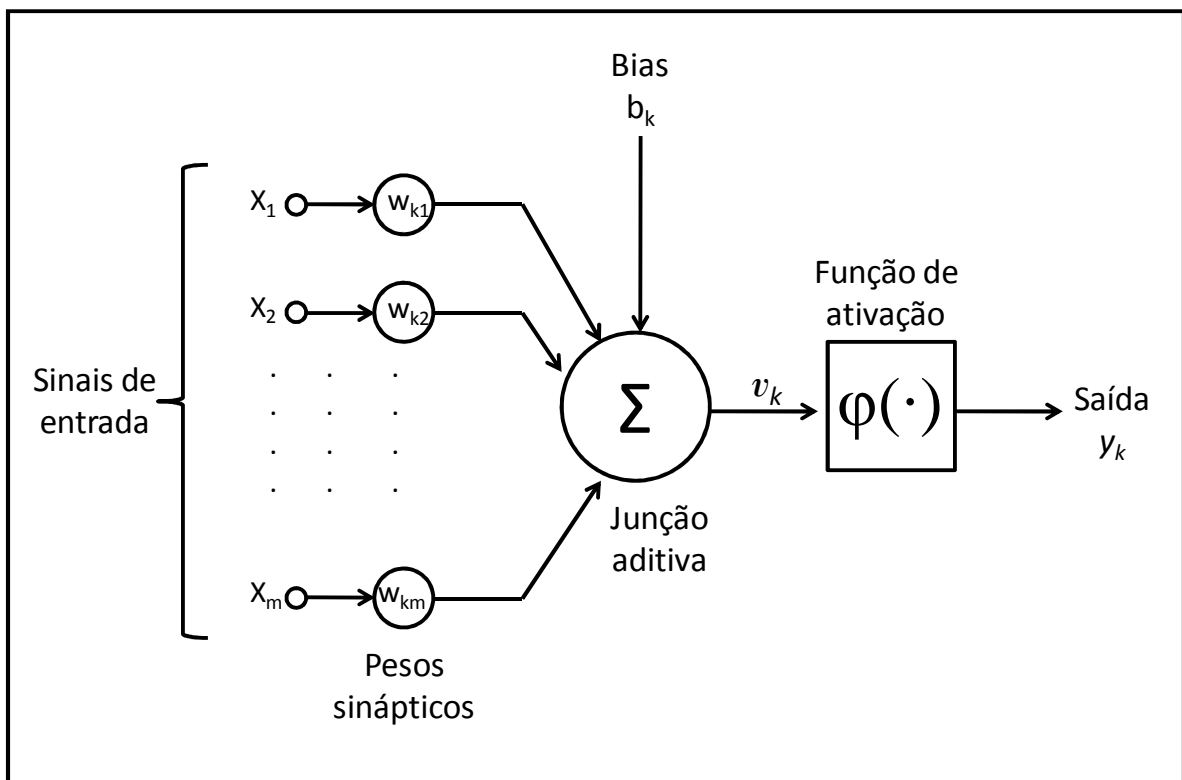


Figura 6.3 – Modelo do neurônio artificial.

O modelo neuronal da Figura 6.3 inclui também um bias aplicado externamente, representado por  $b_k$ . O bias  $b_k$  tem o efeito de aumentar ou diminuir a entrada líquida da função de ativação, dependendo se ele é positivo ou negativo, respectivamente.

Desde o ponto de vista matemático, um neurônio  $k$  pode ser descrito com as seguintes equações:

$$u_k = \sum_{j=1}^m w_{kj} x_j \quad (6.1)$$

$$v_k = (u_k + b_k) \quad (6.2)$$

$$y_k = \varphi(v_k) \quad (6.3)$$

Onde  $x_j$  são os sinais de entrada,  $w_{kj}$  são os pesos sinápticos do neurônio  $k$ ,  $u_k$  é a saída do combinador linear devido aos sinais de entrada,  $b_k$  é o bias,  $v_k$  é a transformação aplicada pelo uso do bias  $b_k$  na saída  $u_k$  do combinador linear,  $\varphi(\cdot)$  é a função de ativação e  $y_k$  é o sinal de saída do neurônio.

#### 6.2.4 – Tipos de função de ativação

A função de ativação, representada por  $\varphi(v_k)$ , define a saída de um neurônio em termos do campo local induzido  $v_k$ . A figura 6.4 apresenta os principais tipos básicos de funções de ativação encontradas na literatura, elas são: a função limiar, a função linear por partes e a função sigmóide.

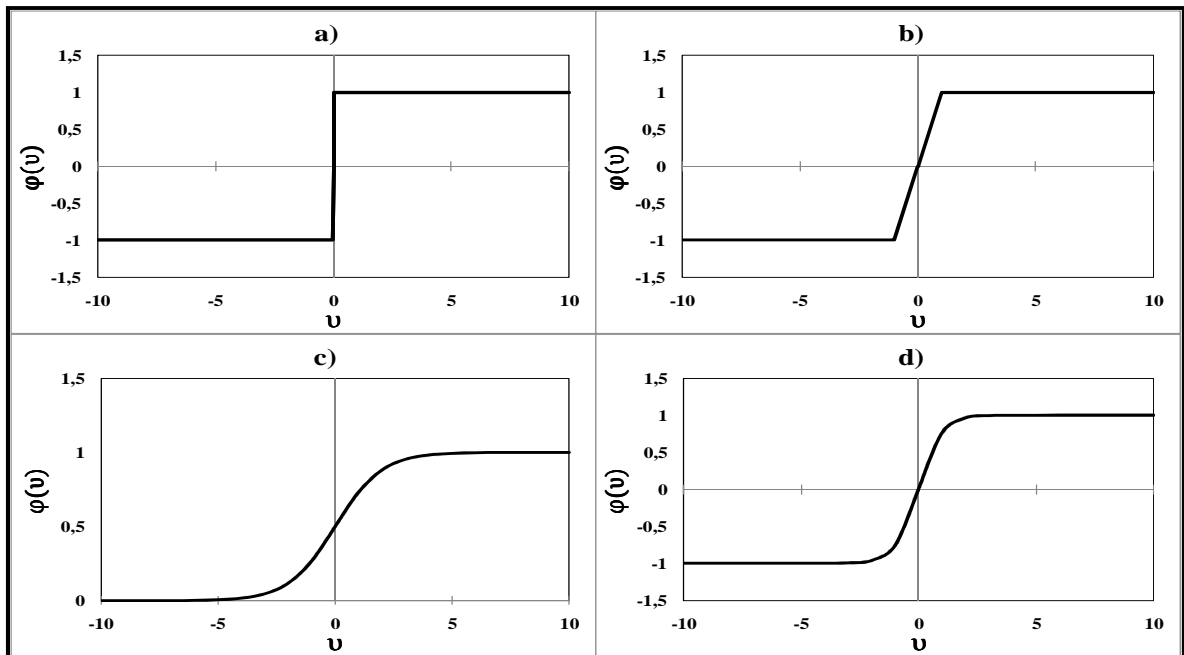


Figura 6.4 – Funções de ativação: a) Função limiar, b) Função linear por partes, c) Função sigmóide logística e d) Função sigmóide tangente hiperbólica.

A função limiar (Figura 6.4a) é comumente referida como função de Heaviside e pode ser expressa por:

$$\varphi(v_k) = \begin{cases} 1 & \text{se } v_k > 0 \\ 0 & \text{se } v_k = 0 \\ -1 & \text{se } v_k < 0 \end{cases} \quad (6.4)$$

Já a função linear por partes (Figura 6.4b) é descrita por:

$$\varphi(v_k) = \begin{cases} 1 & \text{se } v_k \geq 1 \\ v_k & \text{se } 1 > v_k > -1 \\ -1 & \text{se } v_k \leq -1 \end{cases} \quad (6.5)$$

Onde se assume que o fator de amplificação dentro da região linear de operação é a unidade. Esta forma de função de ativação pode ser vista como uma aproximação de um amplificador não-linear. As duas situações seguintes podem ser vistas como formas especiais da função linear por partes:

- Se a região linear de operação é mantida sem entrar em saturação, surge um combinador linear.
- A função linear por partes se reduz à função de limiar se o fator de amplificação da região linear é feito infinitamente grande.

A última função de ativação analisada, e tal vez a mais comum na construção de redes neurais artificiais, é a função sigmóide. Esta função apresenta um formato em *s*, sendo estritamente crescente, contínua e diferenciável. Ela exibe um balanceamento adequado entre comportamento linear e não-linear assumindo valores tanto positivos como negativos, o que traz benefícios analíticos (Haykin, 2001). As funções sigmóides mais comuns são a função logística (Figura 6.4c) e a função tangente hiperbólica (Figura 6.4d) as quais se definem, respectivamente como:

$$\text{Função logística} = \varphi(v_k) = \frac{1}{1 + e^{-v_k}} \quad (6.6)$$



$$\text{Função tangente hiperbólica} = \varphi(v_k) = \frac{1 - e^{-2v_k}}{1 + e^{-2v_k}} \quad (6.7)$$

### 6.2.5 – Arquiteturas de rede

A forma pela qual os neurônios de uma rede neural estão estruturados está fortemente ligada com o algoritmo de aprendizagem usado para treinar a rede. Em geral, podem-se identificar três tipos de arquiteturas de rede fundamentalmente diferentes: as redes alimentadas adiante com camada única, as redes alimentadas diretamente com múltiplas camadas e as redes recorrentes.

As redes alimentadas adiante com camada única são as redes mais simples de todas. Nelas tem-se uma camada de entrada de nós de fonte que se projeta sobre uma camada de saída de neurônios (nós computacionais), com alimentação estritamente acíclica. O nome de camada única deve-se ao fato de referenciar-se unicamente a camada de saída dos nós computacionais. Como os nós de fonte da camada de entrada não realizam operações computacionais, estes não são tidos em conta como uma camada efetiva da rede. A Figura 6.5 apresenta um exemplo deste tipo de arquitetura.

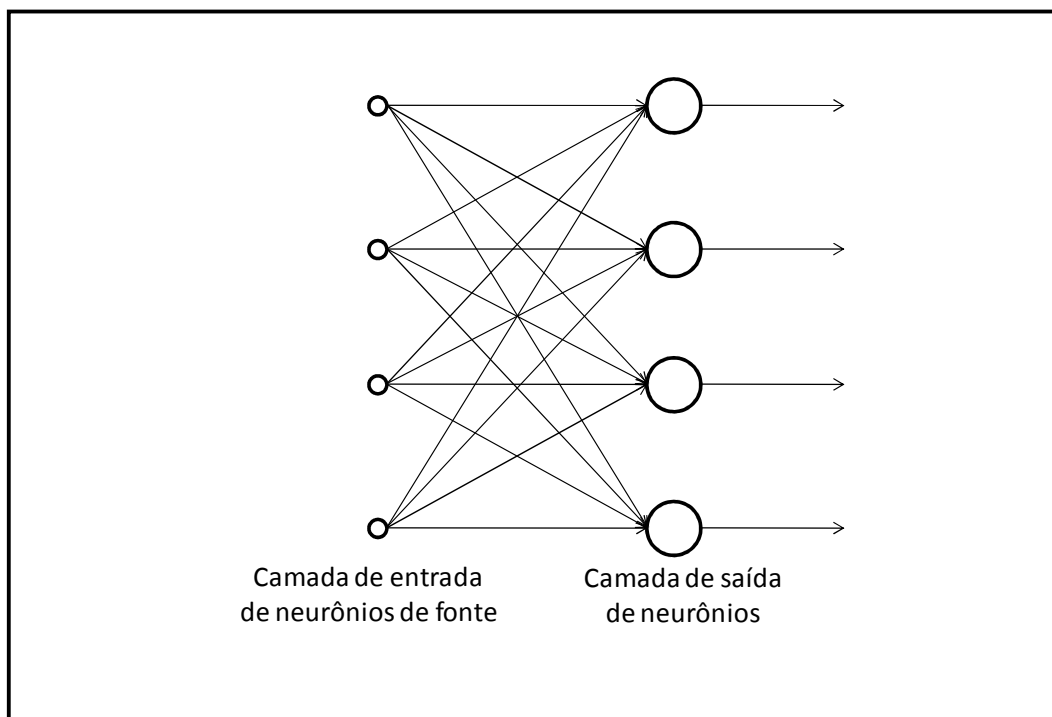


Figura 6.5 – Exemplo de rede alimentada adiante com camada única.

Os outros tipos de redes alimentadas de forma acíclica são as redes alimentadas diretamente com múltiplas camadas. Este tipo de redes se distingue pela presença de uma ou mais camadas ocultas, cujos nós computacionais são chamados de neurônios ocultos ou unidades ocultas. De acordo com Haykin (2001), a função dos neurônios ocultos é intervir entre a entrada externa e a saída da rede de uma maneira útil. Adicionando-se uma ou mais camadas ocultas, a rede se torna capaz de extrair estatísticas de ordem elevada, fato extremamente valioso quando o tamanho da camada de entrada é grande.

Os nós de fonte da camada de entrada da rede fornecem os respectivos elementos do padrão de ativação (vetor de entrada), que constituem os sinais de entrada aplicados aos neurônios (nós computacionais) na segunda camada (o que seria a primeira camada oculta). Os sinais de saída da segunda camada são utilizados como entradas para a terceira camada, e assim por diante para o resto da rede. Tipicamente, os neurônios em cada camada da rede têm como suas entradas apenas os sinais de saída da camada precedente. O conjunto de sinais de saída dos neurônios da camada de saída final da rede constitui a resposta global da rede para o padrão de ativação fornecido pelos nós de fonte da camada de entrada (primeira camada). A Figura 6.6 apresenta um diagrama de uma rede alimentada diretamente com múltiplas camadas, ela é referida como uma rede 8-4-2 devido a que ela tem 8 neurônios de fonte, 4 neurônios ocultos e 2 neurônios de saída.

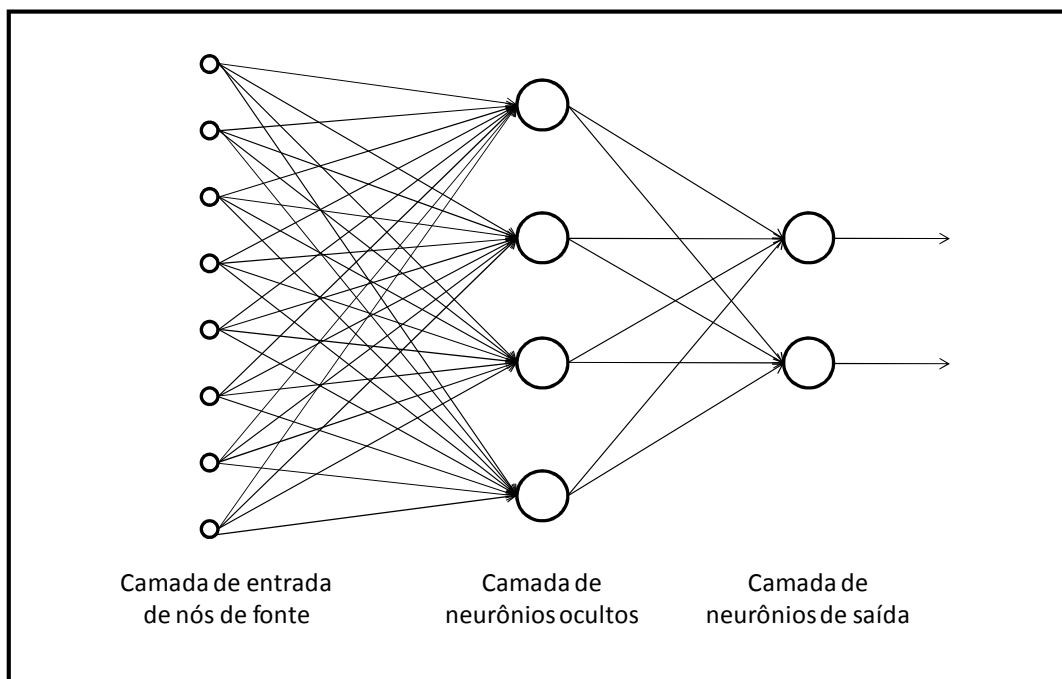


Figura 6.6 – Exemplo de rede alimentada diretamente com múltiplas camadas.

O último tipo de rede, as redes recorrentes, se distingue das redes alimentadas adiante por ter pelo menos um laço de realimentação de natureza local ou global. A presença de laços de realimentação tem um impacto profundo na capacidade de aprendizagem da rede e no seu desempenho. Além disso, estes laços envolvem o uso de ramos particulares compostos de elementos de atraso, o que resulta em um comportamento dinâmico não-linear, admitindo-se que a rede neural contenha unidades não-lineares. Este tipo de rede será fundamental no desenvolvimento do presente trabalho, pois a determinação da força ótima de controle do sistema e o algoritmo empregado para determinar a voltagem capaz de gerar a força ótima desejada serão baseados em redes neurais desenvolvidas a partir deste tipo de arquitetura. A Figura 6.7 apresenta um exemplo de rede recorrente com neurônios ocultos e ramos particulares compostos por elementos de atraso unitário.

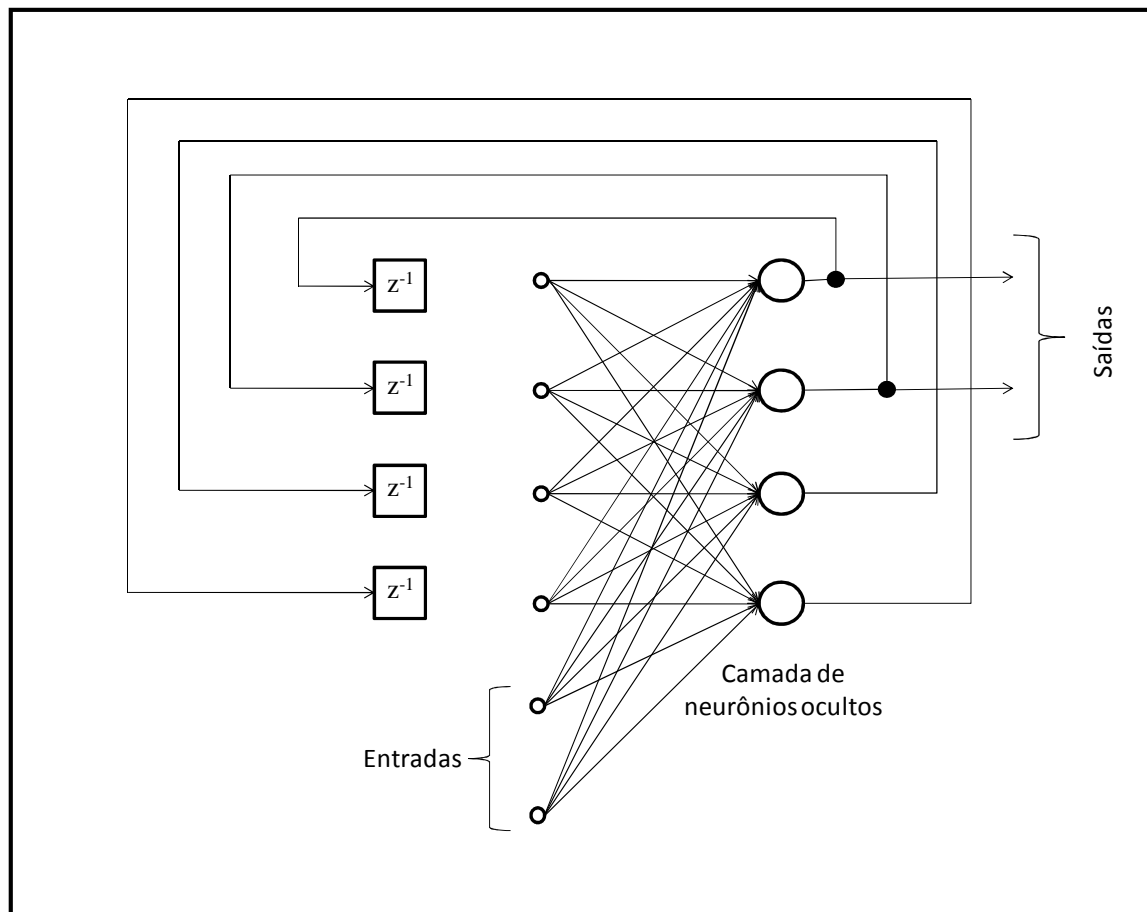


Figura 6.7 – Exemplo de rede recorrente.

### 6.3 – REDES *NARX*

As redes *NARX* (*Nonlinear autoregressive exogenous model*) fundamentam-se no modelo auto-regressivo não-linear com entradas exógenas. Elas se caracterizam por ser um tipo de rede recorrente com laços de realimentação global cujo bloco construtivo básico se baseia no perceptron de múltiplas camadas.

Este tipo de redes são comumente referenciadas na literatura como redes recorrentes dirigidas dinamicamente, isto devido a seu uso como redes para mapeamento de entrada-saída (Haykin, 2001). Por definição, o espaço de entrada de uma rede desta classe é mapeado em um espaço de saída, fazendo com que a rede responda temporariamente a um sinal de entrada aplicado externamente. Além disso, a aplicação de laços de realimentação permite que as redes adquiram representações de estado, o que as torna dispositivos adequados para aplicações em sistemas dinâmicos não-lineares com o potencial de reduzir significativamente o custo computacional.

A arquitetura das redes *NARX* consiste basicamente de um modelo com uma única entrada que é aplicada a uma memória de linha de atraso derivada com  $q$  unidades. A rede tem uma única saída que é realimentada para a entrada através de outra memória de linha de atraso derivada, geralmente também com  $q$  unidades. Os conteúdos destas duas memórias de linha de atraso com derivação são utilizados para alimentar a camada de entrada do bloco básico (um perceptron multicamada). O valor presente da entrada do modelo é representado por  $u(n)$ , e o valor correspondente da saída do modelo é representado por  $y(n+1)$ , ou seja, a saída está adiantada em relação à entrada por uma unidade de tempo. Assim, o vetor de sinal aplicado à camada de entrada da rede consiste de uma janela de dados constituída por:

- Valores presentes e passados da entrada ( $u(n), u(n-1), \dots, u(n-q+1)$ ) que representam entradas exógenas originárias de fora da rede.
- Valores atrasados de saída ( $y(n), y(n-1), \dots, y(n-q+1)$ ) sobre os quais é feita a regressão de saída do modelo  $y(n+1)$ .

A idéia de arquitetura de rede com entrada única e saída única utilizado nas redes *NARX* é mostrada na Figura 6.8, onde se apresenta um modelo básico de uma rede recorrente *NARX* com três neurônios ocultos e duas linhas de atraso tanto para a entrada como para a saída.

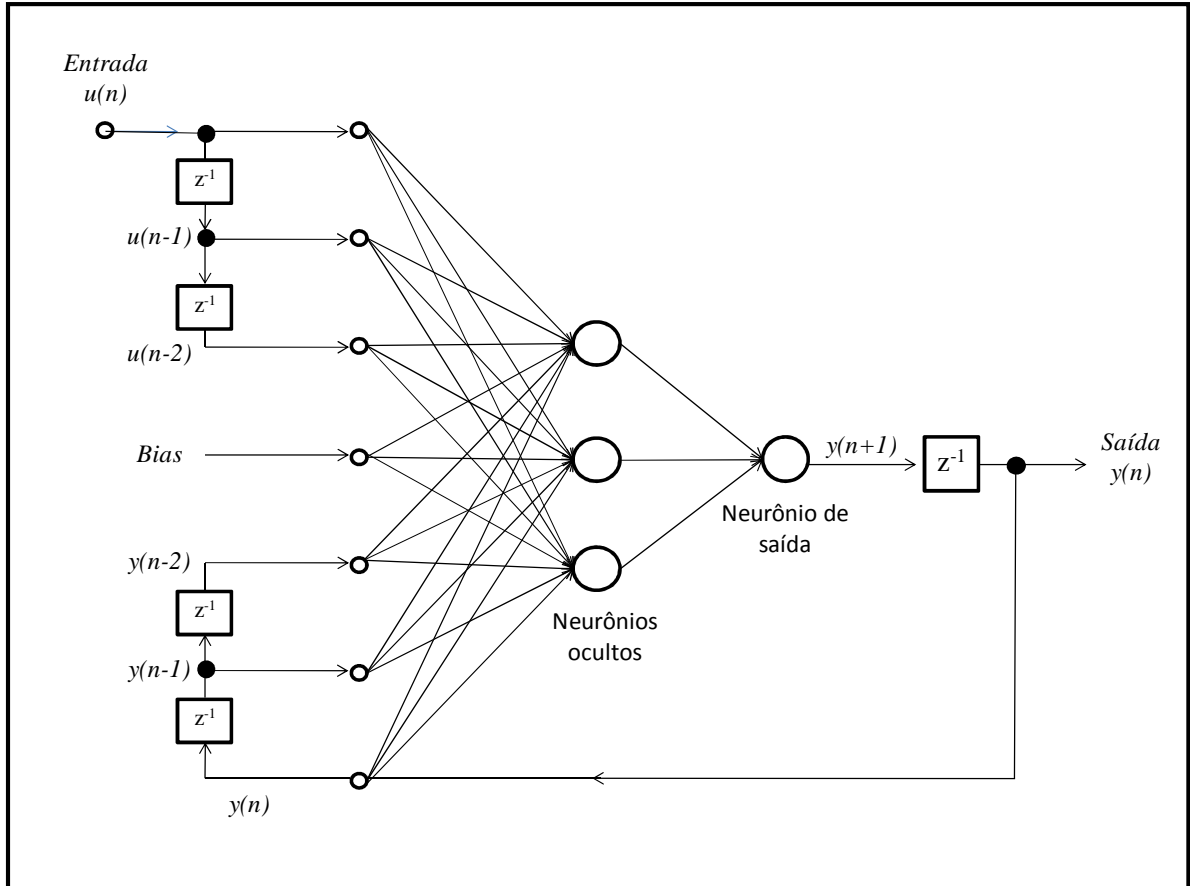


Figura 6.8 – Modelo de rede *NARX* com três neurônios ocultos.

Como foi visto no Capítulo 5, o conceito de estado desempenha um papel fundamental na formulação matemática de um sistema dinâmico. Haykin (2001) define o estado de um sistema dinâmico como um conjunto de quantidades que resumem toda a informação sobre o comportamento passado que é necessária para descrever unicamente o seu comportamento futuro, exceto pelos efeitos puramente externos que surgem devido à entrada aplicada. Em termos matemáticos, o comportamento dinâmico de um sistema, assumido como livre de ruído, é descrito pelo seguinte par de equações não-lineares:

$$\mathbf{x}(n + 1) = \varphi(\mathbf{W}_a \mathbf{x}(n) + \mathbf{W}_b \mathbf{u}(n)) \quad (6.8)$$

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{C} \mathbf{x}(n) \quad (6.9)$$

Onde:

- $\mathbf{W}_a$  é uma matriz  $q \times q$  que representa os pesos sinápticos dos  $q$  neurônios na camada oculta que estão conectados aos nós de realimentação na camada de entrada.
- $\mathbf{W}_b$  é uma matriz  $q \times (m+1)$  que representa os pesos sinápticos dos  $q$  neurônios ocultos que estão conectados a  $m$  nós fonte na camada de entrada. Nesta matriz se encontra também o termo do bias para os neurônios ocultos.
- $\mathbf{C}$  é uma matriz  $p \times q$  que representa os pesos sinápticos dos  $p$  neurônios lineares da camada de saída que estão conectados aos  $q$  neurônios ocultos.
- $\varphi(\cdot)$  representa a função de ativação de um neurônio oculto. Geralmente assume a forma de uma função sigmóide.
- $\mathbf{x}(n)$  é o vetor  $q \times 1$  que representa o estado de um sistema de tempo discreto não-linear.
- $\mathbf{u}(n)$  é o vetor  $m \times 1$  que representa a entrada aplicada ao sistema.
- $\mathbf{y}(n)$  é o vetor  $p \times 1$  que representa a saída correspondente do sistema.

As equações (6.8) e (6.9) compõem o modelo de espaço de estados para redes neurais, o qual é um modelo recorrente de ordem  $q$ , de  $m$  entradas e  $p$  saídas.

Para o caso específico das redes *NARX*, o modelo de espaço de estados pode ser simplificado, limitando o sistema estudado a um sistema de única entrada e única saída (*SISO, single input, single output*) com o que as equações (6.8) e (6.9) podem ser reescritas respectivamente como:

$$\mathbf{x}(n+1) = \varphi(\mathbf{W}_a \mathbf{x}(n) + \mathbf{w}_b u(n)) \quad (6.10)$$

$$y(n) = \mathbf{c}^T \mathbf{x}(n) \quad (6.11)$$

Onde  $\mathbf{w}_b$  e  $\mathbf{c}$  são vetores  $q \times 1$ ,  $u(n)$  é a entrada escalar e  $y(n)$  é a saída escalar do sistema (Haykin, 2001).

Utilizando as equações (6.10) e (6.11) se pode apresentar que a saída  $y(n + q)$  é exprimível em termos do vetor de estado  $\mathbf{x}(n)$  e do vetor de entradas  $\mathbf{u}_q(n)$  como:

$$\mathbf{y}(n + q) = \Phi(\mathbf{x}(n), \mathbf{u}_q(n)) \quad (6.12)$$

Onde  $q$  é a dimensionalidade do espaço de estado e  $\Phi$  é um mapeamento  $\mathbb{R}^{2q} \rightarrow \mathbb{R}$ . Asumindo que a rede recorrente é observável, isto é, que o estado da rede pode ser determinado a partir de um conjunto finito de medidas de entrada/saída, é possível utilizar o teorema da observabilidade para escrever:

$$\mathbf{x}(n) = \Psi(\mathbf{y}_q(n), \mathbf{u}_{q-1}(n)) \quad (6.13)$$

Onde  $\Psi$  é uma aplicação  $\mathbb{R}^{2q-1} \rightarrow \mathbb{R}^q$ . Assim, substituindo-se a equação (6.13) em (6.12), obtém-se:

$$\mathbf{y}(n + q) = \Phi(\Psi(\mathbf{y}_q(n), \mathbf{u}_{q-1}(n)), \mathbf{u}_q(n)) \quad (6.14)$$

$$\mathbf{y}(n + q) = F(\mathbf{y}_q(n), \mathbf{u}_q(n)) \quad (6.15)$$

Onde  $\mathbf{u}_{q-1}(n)$  está contido no vetor  $\mathbf{u}_q(n)$  como os seus primeiros  $(q - 1)$  elementos, e o mapeamento não-linear  $F: \mathbb{R}^{2q} \rightarrow \mathbb{R}$  incorpora tanto  $\Phi$  como  $\Psi$ . Se for considerado que a seqüência de entradas da rede  $\mathbf{u}_{q-1}(n)$  e o vetor de saídas  $\mathbf{y}_q(n)$  estão definidos por:

$$\mathbf{u}_{q-1}(n) = [u(n), u(n + 1), \dots, u(n + q - 2)]^T \quad (6.16)$$

$$\mathbf{y}_q(n) = [y(n), y(n + 1), \dots, y(n + q - 1)]^T \quad (6.17)$$

Pode-se então reescrever a equação (6.15) na forma expandida:

$$y(n + q) = F(y(n + q - 1), \dots, y(n), u(n + q - 1), \dots, u(n)) \quad (6.18)$$

Substituindo  $n$  por  $n - q + 1$ , obtém-se que o comportamento dinâmico do modelo *NARX* é descrito por:

$$y(n + 1) = F(y(n), \dots, y(n - q + 1), u(n), \dots, u(n - q + 1)) \quad (6.19)$$

#### 6.4 – O APRENDIZADO SUPERVISIONADO

A aprendizagem de uma RNA pode ser descrita como o processo pelo qual os parâmetros livres de uma rede neural são adaptados através de um processo de estimulação pelo ambiente no qual a rede está inserida. O tipo de aprendizagem é determinado pela maneira pela qual a modificação dos parâmetros ocorre (Haykin, 2001).

Haykin (2001) manifesta que esta definição do processo de aprendizagem implica a seguinte seqüência de eventos:

- A rede neural é estimulada por um ambiente.
- A rede neural sofre modificações nos seus parâmetros livres como resultado desta estimulação.
- A rede neural responde de uma maneira nova ao ambiente, devido às modificações ocorridas na sua estrutura interna.

Na literatura é comum referenciar basicamente dois tipos diferentes de paradigmas de aprendizagem, a aprendizagem supervisionada (ou aprendizagem com um professor) e a aprendizagem sem um professor. No presente trabalho nos centraremos na aprendizagem supervisionada, que é o paradigma de aprendizagem utilizada pelo algoritmo de treinamento Levenberg-Marquardt empregado nas RNA desenvolvidas para o controle estrutural do modelo ilustrado no Capítulo 4.

Tipicamente, o processo de aprendizagem supervisionado começa com uma rede composta por um número arbitrário de neurônios ocultos, uma topologia fixa, e um conjunto aleatório de valores pequenos para os pesos das conexões. Um conjunto de padrões ou vetores de treinamento, cada um dos quais contém um exemplo do problema a ser resolvido (*inputs*) e a sua correspondente solução (*outputs*), são apresentados à rede. Cada



exemplo do problema gera, por parte da rede, uma resposta que deve ser comparada com a solução ou resposta alvo, e o valor do erro é calculado para o conjunto de treinamento apresentado. Os pesos das conexões são então ajustados de acordo com um algoritmo de minimização do erro que deve ser definido previamente, de tal forma que o próximo exemplo apresentado à rede gere um erro menor, aproximando-se gradativamente da solução alvo. O processo é repetido numerosas vezes até que a rede seja capaz de reproduzir, com uma determinada precisão, as soluções correspondentes a cada um dos exemplos do problema. A seguir, deve ser verificada a capacidade de generalização da rede, ou seja, a sua capacidade de aprendizagem, mediante a apresentação de exemplos que não foram usados para o treinamento da mesma (Flood & Kartam, 1994, apud Martinez, 2006).

O processo de aprendizagem que se acaba de descrever é conhecido também como aprendizagem por correção de erro (Haykin, 2001). Nesta aprendizagem o sinal de erro, representado por  $e_k(n)$ , é produzido a comparar-se o sinal de saída da rede,  $y_k(n)$ , com uma resposta desejada ou saída alvo, representada por  $d_k(n)$ , tendo assim:

$$e_k(n) = d_k(n) - y_k(n) \quad (6.20)$$

O sinal de erro  $e_k(n)$  aciona um mecanismo de controle, cujo propósito é aplicar uma seqüência de ajustes corretivos aos pesos sinápticos dos neurônios da RNA. Os ajustes corretivos são projetados para aproximar passo a passo o sinal de saída  $y_k(n)$  da resposta desejada  $d_k(n)$ . Este objetivo é alcançado minimizando-se uma função de custo,  $\xi(n)$ , definida em termos do sinal de erro  $e_k(n)$  como:

$$\xi(n) = \frac{1}{2} e_k^2(n) \quad (6.21)$$

Com isso,  $\xi(n)$  é o valor instantâneo da energia de erro. Os ajustes passo a passo dos pesos sinápticos da rede continuam até o sistema atingir um estado estável (isto se dá quando a variação dos pesos sinápticos é praticamente nula) gerando assim o encerramento do processo (Haykin, 2001).

A minimização da função de custo  $\xi(n)$  resulta na regra delta (ou regra Widrow-Hoff, em honra a seus criadores), a qual formula que o ajuste feito em um peso sináptico de um neurônio é proporcional ao produto do sinal de erro pelo sinal de entrada da sinapse em questão (Haykin, 2001). Portanto, e de acordo com a regra delta, o ajuste sináptico  $\Delta w_{kj}(n)$  aplicado ao peso sináptico  $w_{kj}$  no passo de tempo  $n$  é definido por:

$$\Delta w_{kj}(n) = \eta e_k(n) x_j(n) \quad (6.22)$$

Onde  $\eta$ , denominada de parâmetro taxa de aprendizado, é uma constante positiva que determina a taxa de aprendizado quando se avança em um passo no processo de aprendizagem.

Tendo calculado o ajuste sináptico  $\Delta w_{kj}(n)$ , o valor atualizado do peso sináptico  $w_{kj}$  é determinado por:

$$w_{kj}(n + 1) = w_{kj}(n) + \Delta w_{kj}(n) \quad (6.23)$$

Onde  $w_{kj}(n)$  e  $w_{kj}(n + 1)$  podem ser vistos como os valores antigos e novos do peso sináptico  $w_{kj}$ , respectivamente.

## 6.5 – RETROPROPAGAÇÃO DO ERRO

Como foi mencionado anteriormente, o bloco constitutivo de uma rede *NARX* é o perceptron multicamadas, o qual consiste basicamente de um conjunto de unidades sensoriais (nós de fonte) que compõem a camada de entrada, uma ou mais camadas ocultas de nós computacionais e uma camada de saída.

O perceptron multicamadas se caracteriza por seu treinamento de forma supervisionada através de um algoritmo bastante popular desenvolvido por Rumelhart et al. (1986), conhecido como algoritmo de retropropagação de erro (*error back-propagation*), o qual se fundamenta na regra de aprendizagem por correção de erro.

Basicamente, a aprendizagem por retropropagação de erro consiste de dois passos através das diferentes camadas da rede: um passo para frente, a propagação, e um passo para trás, a retropropagação. No passo para frente, um vetor de entrada é aplicado aos nós de entrada da rede e seu efeito é propagado através dela, camada por camada. Finalmente, um conjunto de saídas é produzido como a resposta real da rede. Durante o passo de propagação, os pesos sinápticos da rede são todos fixos. Durante o passo para trás, por outro lado, os pesos sinápticos são ajustados de acordo com um algoritmo de minimização do erro. Especificamente, a resposta real da rede é subtraída de uma resposta desejada para produzir um sinal de erro. Este sinal de erro é então propagado para trás através da rede, contra a direção das conexões sinápticas. Os pesos sinápticos são ajustados para fazer com que a resposta real da rede se mova para mais perto da resposta desejada, em um sentido estatístico (Haykin, 2001).

Para entender melhor o desenvolvimento do algoritmo de retropropagação do erro considere-se o neurônio de saída  $j$  descrito na Figura 6.9.

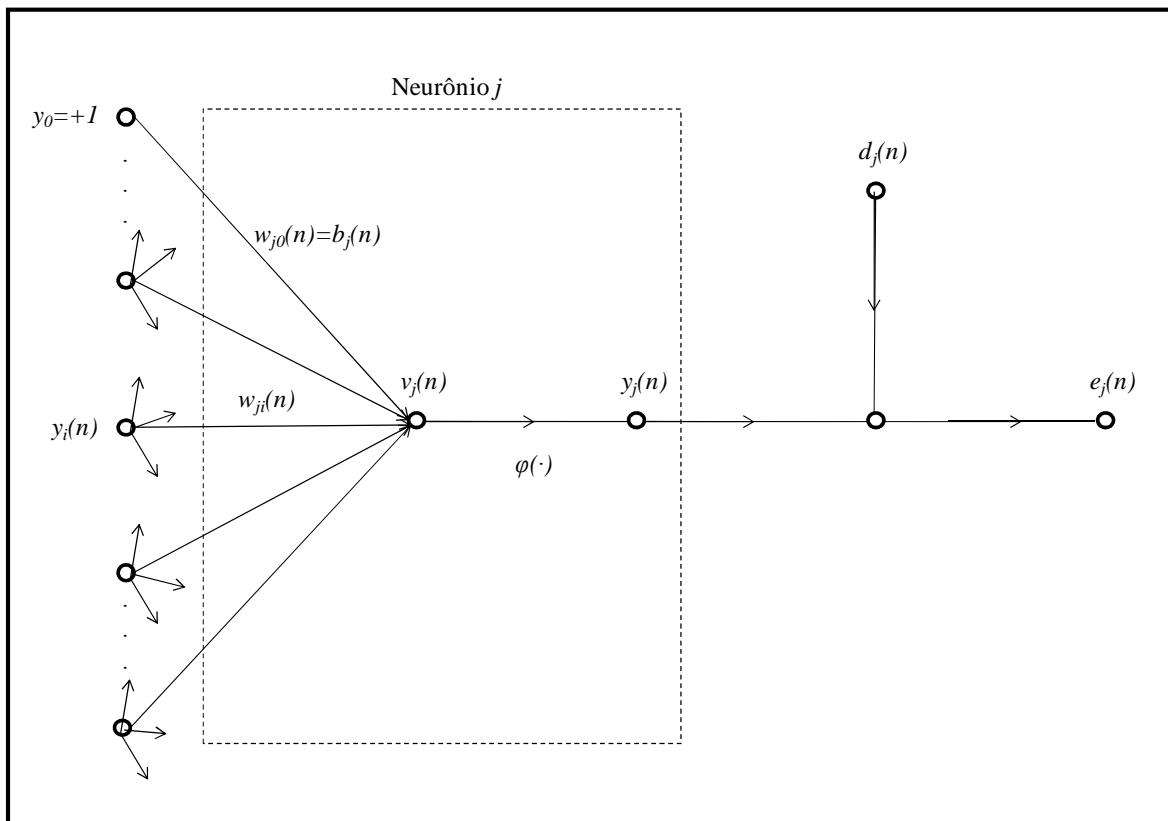


Figura 6.9 – Fluxo de sinais ressaltando os detalhes do neurônio de saída  $j$ .

O sinal de erro na saída do neurônio  $j$ , na iteração  $n$  (na apresentação do  $n$ -ésimo exemplo de treinamento), é definido por:

$$e_j(n) = d_j(n) - y_j(n) \quad (6.24)$$

Além disso, e com base em (6.21), o valor instantâneo da energia do erro para o neurônio  $j$  é:

$$\xi(n) = \frac{1}{2} e_j^2(n) \quad (6.25)$$

Portanto, o valor instantâneo do erro total  $\mathcal{E}(n)$  pode ser obtido somando-se os termos  $e_j^2(n)/2$  de todos os neurônios da camada de saída, que são os únicos neurônios visíveis para os quais os sinais de erro podem ser calculados diretamente. Pode-se escrever então:

$$\mathcal{E}(n) = \frac{1}{2} \sum_{j \in \mathcal{C}} e_j^2(n) \quad (6.26)$$

Onde o conjunto  $\mathcal{C}$  inclui todos os neurônios da camada de saída da rede. Considerando que  $N$  representa o número total de exemplos do conjunto de treinamento, pode-se obter a energia média do erro quadrático como a soma dos valores  $\mathcal{E}(n)$  em relação ao tamanho do conjunto  $N$ , como é apresentado na equação (6.27).

$$\mathcal{E}_{med} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mathcal{E}(n) \quad (6.27)$$

Para um dado conjunto de treinamento,  $\mathcal{E}_{med}$  é uma função de todos os parâmetros livres da rede (pesos e bias) e representa a função de custo como uma medida do desempenho da aprendizagem. O objetivo do processo de aprendizagem é ajustar os parâmetros livres da rede para minimizar  $\mathcal{E}_{med}$  (Haykin, 2001).

Na Figura 6.9, o campo local induzido  $v_j(n)$  na entrada da função de ativação associada ao neurônio  $j$  é:

$$v_j(n) = \sum_{i=0}^m w_{ji}(n)y_i(n) \quad (6.28)$$

Onde  $m$  é o número de entradas (excluindo o bias) aplicadas ao neurônio  $j$ . O peso sináptico  $w_{j0}$  (correspondendo à entrada fixa  $y_0 = +1$ ) é igual ao bias  $b_j$  aplicado ao neurônio  $j$ . Assim, o sinal funcional  $y_j(n)$  que aparece na saída do neurônio  $j$  na iteração  $n$  é:

$$y_j(n) = \varphi_j(v_j(n)) \quad (6.29)$$

O algoritmo de retropropagação aplica uma correção  $\Delta w_{ji}(n)$  ao peso sináptico  $w_{ji}(n)$ , que é proporcional à derivada parcial  $\partial \mathcal{E}(n)/\partial w_{ji}(n)$ . De acordo com a regra da cadeia, pode-se expressar este gradiente como:

$$\frac{\partial \mathcal{E}(n)}{\partial w_{ji}(n)} = \frac{\partial \mathcal{E}(n)}{\partial e_j(n)} \frac{\partial e_j(n)}{\partial y_j(n)} \frac{\partial y_j(n)}{\partial v_j(n)} \frac{\partial v_j(n)}{\partial w_{ji}(n)} \quad (6.30)$$

Onde  $\partial \mathcal{E}(n)/\partial w_{ji}(n)$  representa um fator de sensibilidade que determina a direção de busca no espaço de pesos, para o peso sináptico  $w_{ji}$ . O primeiro termo da resultante da derivada parcial mostrada em (6.30) é obtido diferenciando ambos os lados da Equação (6.26) em relação a  $e_j(n)$ , assim:

$$\frac{\partial \mathcal{E}(n)}{\partial e_j(n)} = e_j(n) \quad (6.31)$$

Diferenciando ambos os lados da Equação (6.24) em relação a  $y_j(n)$ , se obtém:

$$\frac{\partial e_j(n)}{\partial y_j(n)} = -1 \quad (6.32)$$

Diferenciando a Equação (6.29) em relação a  $v_j(n)$  se obtém a Equação (6.33) na qual o uso do apóstrofe significa a diferenciação em relação ao argumento.

$$\frac{\partial y_j(n)}{\partial v_j(n)} = \varphi'_j(v_j(n)) \quad (6.33)$$

Finalmente, diferenciar a Equação (6.28) em relação a  $w_{ji}(n)$  produz:

$$\frac{\partial v_j(n)}{\partial w_{ji}(n)} = y_i(n) \quad (6.34)$$

Substituindo as Equações (6.31) a (6.34) na Equação (6.30), obtém-se:

$$\frac{\partial \mathcal{E}(n)}{\partial w_{ji}(n)} = -e_j(n) \varphi'_j(v_j(n)) y_i(n) \quad (6.35)$$

A correção  $\Delta w_{ji}(n)$  aplicada a  $w_{ji}(n)$  é definida pela regra delta como:

$$\Delta w_{ji}(n) = -\eta \frac{\partial \mathcal{E}(n)}{\partial w_{ji}(n)} \quad (6.36)$$

O uso do sinal negativo na Equação (6.36) indica a descida do gradiente no espaço de pesos, isto é, a busca por parte do algoritmo de uma direção para a mudança de peso que reduza o valor de  $\mathcal{E}(n)$  (Haykin, 2001). Deste modo, a substituição da Equação (6.35) em (6.36) produz:

$$\Delta w_{ji}(n) = -\eta \delta_j(n) y_i(n) \quad (6.37)$$

Onde  $\delta_j(n)$  é o gradiente local definido por:

$$\delta_j(n) = -\frac{\partial \mathcal{E}(n)}{\partial v_j(n)} = e_j(n) \varphi'_j(v_j(n)) \quad (6.38)$$

Das equações (6.37) e (6.38) se nota que o fator chave envolvido no cálculo do ajuste de peso é o sinal de erro na saída do neurônio. Neste contexto são identificáveis dois casos distintos (Haykin, 2001):

1. Se o neurônio  $j$  é um nó de saída  $\delta_j(n)$  pode ser calculado pela Equação (6.38).
2. Se o neurônio  $j$  é um nó oculto, não existe uma resposta desejada especificada para aquele neurônio.

Conseqüentemente, o sinal de erro para um neurônio oculto deve ser calculado recursivamente, em termos dos sinais de erro de todos os neurônios aos quais o neurônio oculto se encontra diretamente ligado. O gradiente local do neurônio oculto  $j$  pode ser definido como:

$$\begin{aligned}\delta_j(n) &= -\frac{\partial \mathcal{E}(n)}{\partial y_j(n)} \frac{\partial y_j(n)}{\partial v_j(n)} \\ &= -\frac{\partial \mathcal{E}(n)}{\partial y_j(n)} \varphi'_j(v_j(n))\end{aligned}\tag{6.39}$$

Para calcular a derivada parcial  $\partial \mathcal{E}(n)/\partial y_j(n)$ , procede-se com segue:

$$\mathcal{E}(n) = \frac{1}{2} \sum_{k \in C} e_k^2(n)\tag{6.40}$$

A Equação anterior é a mesma Equação (6.26), com a diferença de que o índice  $j$  foi substituído pelo índice  $k$  correspondente à denominação de um neurônio de saída da rede (isto com o fim de evitar confusões entre o uso de índices para diferentes tipos de neurônios). Diferenciando a Equação (6.40) em relação ao sinal funcional  $y_j(n)$ , tem-se:

$$\begin{aligned}\frac{\partial \mathcal{E}(n)}{\partial y_j(n)} &= \sum_k e_k(n) \frac{\partial e_k(n)}{\partial y_j(n)} \\ &= \sum_k e_k(n) \frac{\partial e_k(n)}{\partial v_k(n)} \frac{\partial v_k(n)}{\partial y_j(n)}\end{aligned}\tag{6.41}$$

Uma vez que o neurônio  $k$  esta na saída da rede o valor do sinal de erro pode ser calculado como segue:

$$\begin{aligned}
e_k(n) &= d_k(n) - y_k(n) \\
&= d_k(n) - \varphi_k(v_k(n))
\end{aligned}
\tag{6.42}$$

Assim:

$$\frac{\partial e_k(n)}{\partial v_k(n)} = -\varphi'_k(v_k(n))
\tag{6.43}$$

Para o neurônio  $k$ , o campo local induzido é:

$$v_k(n) = \sum_{j=0}^m w_{kj}(n) y_j(n)
\tag{6.44}$$

Diferenciando a Equação (6.44) em relação a  $y_j(n)$  obtém-se:

$$\frac{\partial v_k(n)}{\partial y_j(n)} = w_{kj}(n)
\tag{6.45}$$

Substituindo as Equações (6.43) e (6.45) em (6.41), determina-se a derivada parcial desejada:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \mathcal{E}(n)}{\partial y_j(n)} &= - \sum_k e_k(n) \varphi'_k(v_k(n)) w_{kj}(n) \\
&= - \sum_k \delta_k(n) w_{kj}(n)
\end{aligned}
\tag{6.46}$$

Utilizando a Equação (6.46) em (6.39) obtém-se a formula de retropropagação para o gradiente local  $\delta_j(n)$ :

$$\delta_j(n) = \varphi'_j(v_j(n)) \sum_k \delta_k(n) w_{kj}(n)
\tag{6.47}$$



O fator  $\varphi'_j(v_j(n))$  envolvido no cálculo do gradiente local  $\delta_j(n)$  na Equação (6.47) depende unicamente da função de ativação associada ao neurônio oculto  $j$ . O fator restante envolvido neste cálculo (somatório sobre  $k$ ) depende de dois conjuntos de termos. O primeiro conjunto de termos, correspondente aos  $\delta_k(n)$ , requer conhecimento dos sinais de erro  $e_k(n)$ , para todos os neurônios que se encontram na camada imediatamente à direita do neurônio oculto  $j$  e que estão diretamente conectados a ele. O segundo conjunto de termos, os  $w_{kj}(n)$ , consiste dos pesos sinápticos associados com estas conexões (Haykin, 2001).

Deste modo, pode-se concluir que para aplicar o algoritmo de retropropagação do erro em uma rede perceptron multicamada, o cálculo do gradiente local,  $\delta_j(n)$ , é igual ao produto da derivada associada  $\varphi'_j(v_j(n))$  pela soma ponderada dos  $\delta_k(n)$ , calculados para os neurônios da próxima camada,  $k$ , que estão conectados ao neurônio  $j$  (Martinez, 2006).

### 6.5.1 – Retropropagação para uma rede recorrente

O algoritmo de retropropagação através do tempo para o treinamento de redes recorrentes é uma extensão do algoritmo de retropropagação anteriormente explicado. Ele pode ser derivado desdobrando-se a operação temporal da rede recorrente em uma rede alimentada adiante em camadas, cuja topologia é acrescida de uma camada a cada passo de tempo.

Para ser específico, considere-se que  $\mathcal{N}$  represente uma rede recorrente que deve aprender uma tarefa temporal, iniciando no tempo  $n_0$  e se estendendo até o tempo  $n$ . Considere-se que  $\mathcal{N}^*$  represente a rede alimentada adiante que resulta do desdobramento da operação temporal da rede recorrente  $\mathcal{N}$ . A rede desdobrada  $\mathcal{N}^*$  está relacionada com a rede original  $\mathcal{N}$  da seguinte forma (Haykin, 2001):

1. Para cada passo de tempo no intervalo  $(n_0, n]$ , a rede  $\mathcal{N}^*$  tem uma camada contendo  $K$  neurônios, onde  $K$  é o número de neurônios contidos na rede  $\mathcal{N}$ .
2. Em cada camada da rede  $\mathcal{N}^*$  existe uma cópia de cada neurônio da rede  $\mathcal{N}$ .

3. Para cada passo de tempo  $l \in [n_0, n]$ , a conexão sináptica do neurônio  $i$  na camada  $l$  para o neurônio  $j$  na camada  $l + 1$  da rede  $\mathcal{N}^*$  é uma cópia da conexão sináptica do neurônio  $i$  para o neurônio  $j$  na rede  $\mathcal{N}$ .

Para o caso específico de retropropagação através do tempo por época (tipo de treinamento utilizado neste trabalho), pode-se considerar que o conjunto de dados usado para treinar uma rede recorrente seja particionado em épocas independentes, com cada época representando um padrão temporal de interesse. Para tal fim considere-se que  $n_0$  representa o tempo inicial de uma época e  $n_1$  represente o seu tempo final. Dada esta época, pode-se definir a função de custo como:

$$\mathcal{E}_{total}(n_0, n_1) = \frac{1}{2} \sum_{n=n_0}^{n_1} \sum_{j \in \mathcal{A}} e_j^2(n) \quad (6.48)$$

Onde  $\mathcal{A}$  é o conjunto de índices  $j$  relativos àqueles neurônios da rede para os quais as respostas desejadas são especificadas, e  $e_j(n)$  é o sinal de erro na saída de um destes neurônios medido em relação a uma resposta desejada.

Para calcular a sensibilidade da rede (Calculo das derivadas parciais da função de custo  $\mathcal{E}_{total}(n_0, n_1)$  em relação aos pesos sinápticos da rede) utiliza-se o denominado algoritmo de retropropagação através do tempo por época. A seguir é apresentado um procedimento passo a passo deste algoritmo com base no exposto por Williams e Peng (1990), e Haykin (2001). Assim, o cálculo da sensibilidade da rede se determina da seguinte forma:

- Primeiro, é executado uma passo único para frente dos dados através da rede para o intervalo  $(n_0, n_1)$ . O registro completo de dados de entrada, estado da rede e respostas desejadas para este intervalo são salvos.
- É realizado um único passo para trás sobre este registro passado, isto com o objetivo de calcular os valores dos gradientes locais:

$$\delta_j(n) = - \frac{\partial \mathcal{E}_{total}(n_0, n_1)}{\partial v_j(n)} \quad (6.49)$$

Isto para todo  $j \in \mathcal{A}$  e  $n_0 < n \leq n_1$ . Este cálculo é realizado utilizando-se a fórmula:

$$\delta_j(n) \begin{cases} \varphi'(v_j(n)) e_j(n) & \text{Para } n = n_1 \\ \varphi'(v_j(n)) \left[ e_j(n) + \sum_{k \in \mathcal{A}} w_{jk} \delta_k(n+1) \right] & \text{Para } n_0 < n < n_1 \end{cases} \quad (6.50)$$

O uso da Equação (6.50) é repetido, começando do tempo  $n_1$  e trabalhando para trás, passo a passo, até o tempo  $n_0$ . O número de passos envolvidos aqui é igual ao número de passos de tempo contidos na época.

- Uma vez que a computação da retropropagação tenha sido realizada de volta ao tempo  $n_0 + 1$ , o seguinte ajuste é aplicado ao peso sináptico  $w_{ji}$  do neurônio  $j$ :

$$\begin{aligned} \Delta w_{ji} &= -\eta \frac{\partial \mathcal{E}_{total}(n_0, n_1)}{\partial w_{ji}} \\ &= \eta \sum_{n=n_0+1}^{n_1} \delta_j(n) x_i(n-1) \end{aligned} \quad (6.51)$$

Onde  $\eta$  é o parâmetro da taxa de aprendizagem e  $x_i(n-1)$  é a entrada aplicada à  $i$ -ésima sinapse do neurônio  $j$  no tempo  $n-1$ .

## 6.6 – ALGORITMO DE TREINAMENTO LEVENBERG-MARQUARDT

No contexto das RNA, um algoritmo de treinamento se define como um conjunto preestabelecido de regras bem definidas para a solução de um problema de aprendizagem. Frequentemente são referenciados na literatura diversos algoritmos de treinamento que variam de acordo com a forma de aprendizado da rede e do tipo de função de custo ou de minimização de energia dos pesos sinápticos a ser ajustados.

Dentro dos algoritmos de treinamento por retropropagação do erro destaca-se o algoritmo Levenberg-Marquardt, baseado no método de minimização de uma função com base em um espaço de parâmetros da mesma função, desenvolvido por Levenberg (1944) e

posteriormente melhorado por Marquardt (1963). Esta função de ajuste se distingue por ser um algoritmo rápido e robusto para o treinamento de pequenas e medianas redes, embora precise de uma grande quantidade de memória de processamento devido à necessidade de cálculo da matriz hessiana aproximada do sistema.

O objetivo do algoritmo Levenberg-Marquardt é determinar um mapeamento a partir de um conjunto de dados de treinamento  $Z^N$  (valores de entradas e saídas desejadas) que conduza a um conjunto de pesos sinápticos  $\hat{\theta}$ , de maneira que a rede produza valores de saída  $y(n)$  próximos dos valores de saída reais  $d(n)$ .

De acordo com Xia (2003), a predição do erro neste algoritmo se baseia na minimização do erro quadrático médio adicionando um termo de regularização. Assim, tem-se que a função de energia do erro é:

$$\mathcal{E}_N(\theta, Z^N) = \frac{1}{2N} \sum_{n=1}^N [d(n) - y(n)]^T [d(n) - y(n)] + \frac{1}{2N} \theta^T D \theta \quad (6.52)$$

Onde  $D$  é a matriz de regularização definida como a matriz unitária multiplicada por um pequeno número  $\gamma$  que representa a diminuição do erro. De esta forma, o conjunto de pesos sinápticos será:

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \min(\mathcal{E}_N) \quad (6.53)$$

Em um esquema iterativo se terá:

$$\hat{\theta}^{(i+1)} = \hat{\theta}^{(i)} + \mu^{(i)} f^{(i)} \quad (6.54)$$

Onde  $\hat{\theta}^{(i)}$  denota o vetor de pesos sinápticos na  $i$ -ésima iteração,  $\mu^{(i)}$  é o tamanho do passo na  $i$ -ésima iteração e  $f^{(i)}$  é a busca de direção no método Levenberg-Marquardt que se define como:

$$f^{(i)} = -[\mathcal{E}_N''(\hat{\theta}^{(i)}, Z^N) + \lambda^{(i)} I]^{-1} \mathcal{E}_N'(\hat{\theta}^{(i)}, Z^N) \quad (6.55)$$

Onde  $\lambda$  é um escalar positivo pequeno.  $\mathcal{E}'_N(\hat{\theta}^{(i)}, Z^N)$  e  $\mathcal{E}''_N(\hat{\theta}^{(i)}, Z^N)$  são as matrizes da primeira e segunda derivada de  $\mathcal{E}_N(\hat{\theta}^{(i)}, Z^N)$  respeito a  $\hat{\theta}^{(i)}$  que denotam o gradiente e a mudança do gradiente da velocidade no espaço dos pesos sinápticos. No caso em que  $\lambda = 0$  a Equação (6.55) passa a converter-se na busca de direção do algoritmo Gauss-Newton. O escalar  $\lambda$  é ajustado de acordo à seguinte regra baseada no tamanho do raio  $r^i$  entre a redução real de  $\mathcal{E}_N(\theta, Z^N)$  na  $i$ -ésima iteração e a correspondente redução estimada:

$$r^{(i)} = \frac{\mathcal{E}_N(\theta^{(i)}, Z^N) - \mathcal{E}_N(\theta^{(i)} + \mu^{(i)} f^{(i)}, Z^N)}{\mathcal{E}_N(\theta^{(i)}, Z^N) - L_N(\theta^{(i)} + \mu^{(i)} f^{(i)})} \quad (6.56)$$

Onde  $L_N(\theta^{(i)} + \mu^{(i)} f^{(i)})$  é a aproximação quadrática resultante para a  $i$ -ésima iteração que pode ser obtida de uma expansão truncada da serie de Taylor de  $\mathcal{E}_N(\theta^{(i)}, Z^N)$ . Assim,  $L_N(\theta^{(i)} + \mu^{(i)} f^{(i)})$  pode ser escrita como:

$$\mathcal{E}_N(\theta^{(i)}, Z^N) + f^{(i)T} \mathcal{E}'_N(\theta^{(i)}, Z^N) + \frac{1}{2} f^{(i)T} \mathcal{E}''_N(\theta^{(i)}, Z^N) f^{(i)} \quad (6.57)$$

## 6.7 – PROJETO DE CONTROLE DESENVOLVIDO COM BASE EM REDES NEURAIAS ARTIFICIAIS DO TIPO *NARX*

Uma vez estabelecidos os conceitos básicos referentes ao desenvolvimento de redes neurais do tipo *NARX*, pode-se avançar na definição e estudo do algoritmo de controle deste tipo de redes, que servirá de base para o controle do modelo estabelecido no capítulo 4 do presente trabalho.

O objetivo central do algoritmo de controle baseado em RNA é definir um modelo capaz de calcular a força ótima de controle a ser aplicada pelo mecanismo dissipador de energia para que este reduza ao máximo o movimento da estrutura protegida. Não obstante, o projeto de controle deve também determinar a voltagem a ser aplicada no controlador, devido ao fato de que o incremento ou a redução das forças produzidas pelo amortecedor MR são controladas indiretamente mediante a voltagem aplicada no dispositivo. Para determinar estes dois parâmetros fundamentais, força ótima e voltagem, se utilizaram duas

redes *NARX* devidamente treinadas. A primeira rede simulará um modelo de predição encarregado de determinar a força ótima de controle necessária para que o amortecedor MR minimize da maneira mais eficiente possível as vibrações do pórtico quando submetido à ação de forças externas na base. Já a segunda rede trabalhará como um modelo inverso, isto é, a rede determinará a entrada da planta de controle a partir das saídas atrasadas do sistema. Sendo assim, a segunda rede se ocupará em definir a voltagem adequada a ser aplicada no dispositivo de controle com o objetivo de que este aplique à estrutura uma força próxima da força ótima calculada pela primeira rede neural.

A Figura 6.10 apresenta um esquema do controle baseado em RNA desenvolvido para reduzir as vibrações do pórtico analisado.

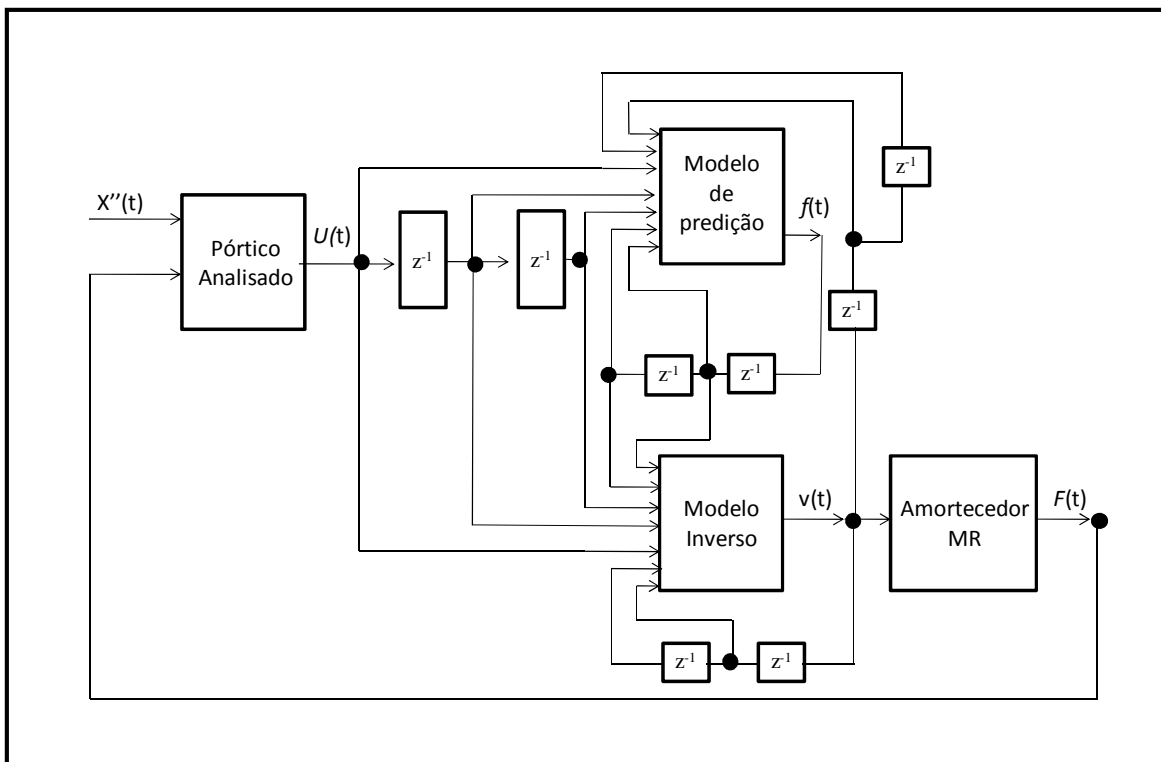


Figura 6.10 – Projeto de controle do modelo mediante o uso de RNA.

A escolha do tipo de rede neural artificial mais adequada para o desenvolvimento dos modelos propostos foi um fator que requereu muita análise no decorrer da presente pesquisa. O fato de se trabalhar com um problema altamente não-linear e a obrigatoriedade de laços de realimentação global no projeto de controle dificultavam ainda mais a seleção do processador ideal para tal fim. Era clara a imposição por parte do problema abordado da necessidade de uma rede recorrente que além de tudo aproveitasse a utilização de linhas de

atraso. Pensando nisso, chegou-se à conclusão de que a rede que se adequava melhor aos desafios próprios do modelo de controle proposto era a rede neural do tipo *NARX*. Somado a isto, características como a fácil manipulação de dados, o mapeamento relativamente simples da entrada-saída do modelo auto-regressivo não-linear com entradas exógenas, a habilidade para modelar relações funcionais complexas, a possibilidade de trabalhar com representações de estado e a comprovada eficiência na solução de problemas não lineares e de controle só reforçam a eleição das redes *NARX* como a ferramenta matemática-computacional mais apropriada para o projeto de controle do modelo.

Definido o tipo de rede neural artificial a utilizar no projeto de controle, as seguintes questões a definir foram o número de camadas e de componentes por camada para cada uma das redes neurais que seriam desenvolvidas. A seleção desses parâmetros não segue um procedimento específico e varia de aplicação a aplicação, se resumindo, basicamente, a um exercício de tentativa e erro. Geralmente o uso de uma camada oculta é suficiente para a modelagem de dependências funcionais altamente complexas, isto ficou evidente nas primeiras experiências onde se procurou reproduzir o funcionamento das redes *NARX* propostas. Quando as redes foram modeladas com duas ou mais camadas ocultas, os resultados obtidos dos processadores foram praticamente iguais aos resultados alcançados pelas redes cujas unidades computacionais estavam distribuídas em somente uma camada oculta. Além disso, a eficiência computacional das redes que tinham uma camada oculta foi notavelmente superior, tornando evidente a escolha do número de camadas necessárias para um ótimo desempenho.

A escolha do número de neurônios das camadas ocultas foi feita mediante um processo de sondagem. Para tal fim, foram analisadas redes *NARX* com uma camada oculta e diversos números de neurônios (de 8 a 30 neurônios). A cada uma destas redes foi dada uma avaliação de acordo com dois parâmetros específicos, tempo de processamento e performance (medida a partir do erro quadrático médio do processo de treinamento), que variavam entre 0 e 1. O valor de 1 era dado para aquela rede que apresentava o melhor desempenho entre todas as redes e o valor de 0 lhe era concedido à rede que tinha a pior atuação entre o grupo de redes analisadas. As redes que se encontravam entre os extremos recebiam uma ponderação entre esses dois valores com base em uma estimativa de porcentagem equivalente dos parâmetros avaliados. O resultado do processo demonstrou

que o número ideal de neurônios para as redes *NARX* de uma camada oculta desenvolvidas devia ser igual a 16.

Finalmente, a ordem das entradas das redes neurais foi determinada com base no trabalho de He e Asada (1993). Nesse trabalho foi mostrado que um modelo de entradas de segunda ordem era satisfatório para identificar as características de um amortecedor MR, assim, com base nesta conclusão, decidiu-se utilizar atrasos nas entradas dos processadores de uma e duas unidades de tempo (Figura 6.10).

O processo de otimização das redes neurais artificiais será realizado mostrando aos sistemas inteligentes uma quantidade suficientemente grande de dados com o objetivo de abarcar o maior número de casos possíveis ou de situações potenciais que possam acontecer durante o funcionamento do projeto de controle, de tal maneira que os sistemas projetados consigam inferir os valores de saída adequados com base nos exemplos apresentados.

#### **6.7.1 – Modelo de predição da força ótima de controle**

O modelo de predição da força ótima utilizado no projeto de controle do pórtico será conformado por uma rede neural do tipo *NARX* totalmente interligada e configurada com uma camada de unidades sensoriais composta por quinze sinais de entrada e um bias, uma camada de processamento computacional constituída por dezesseis neurônios ocultos e uma camada de resultados formada por uma única saída. Um esquema da rede utilizada no modelo de predição da força é apresentado na Figura 6.11.



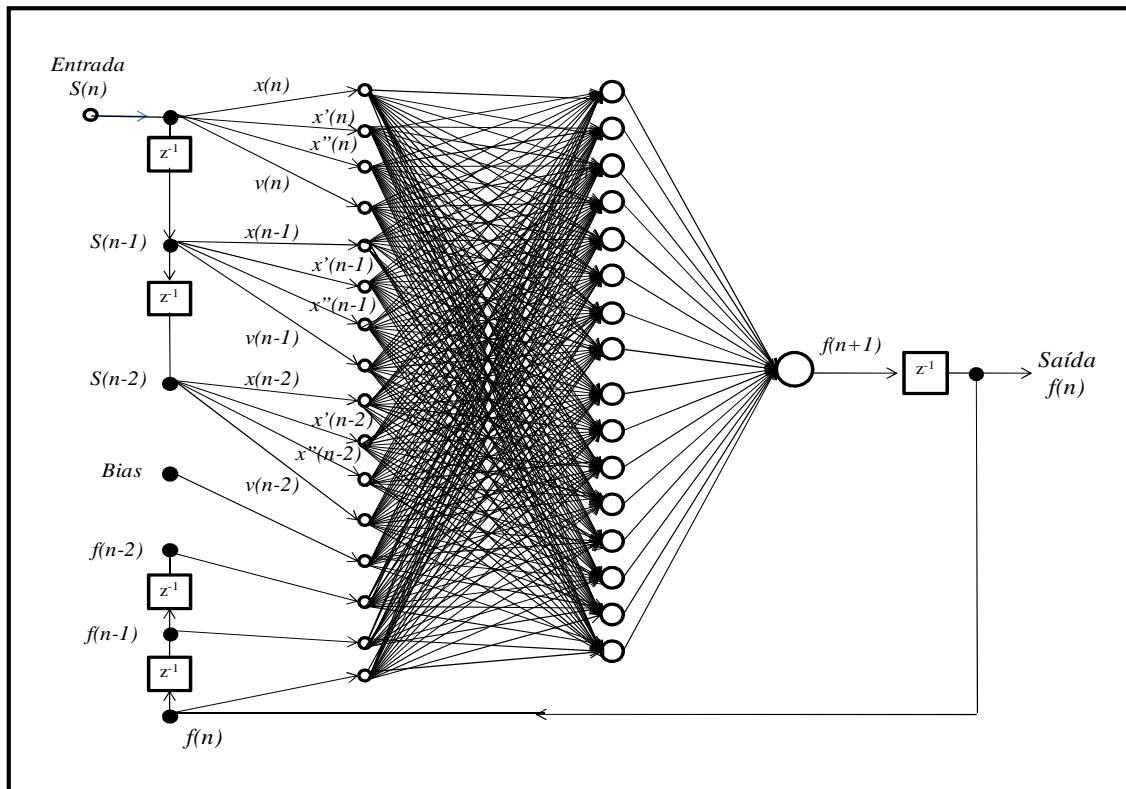


Figura 6.11 – Rede NARX utilizada no modelo de predição da força ótima de controle.

Baseado nos resultados obtidos por He e Asada (1993), a ordem dos atrasos das entradas da rede foi igual a dois. Sendo assim, os valores de entrada selecionados (deslocamento, velocidade e aceleração do primeiro andar da estrutura e voltagem) e os valores de saída do modelo realimentando o sistema foram atrasados no tempo uma e duas unidades como apresentado na Figura 6.11.

As funções de ativação utilizadas entre os nós sensoriais e os neurônios ocultos foram todas funções sigmóides tangentes hiperbólicas, enquanto que para a passagem de dados entre os neurônios ocultos e a saída da rede foi utilizada uma função linear por partes. O algoritmo de treinamento empregado para ajustar os pesos das conexões sinápticas entre neurônios na rede proposta foi o algoritmo Levenberg-Marquardt já descrito no item anterior do presente capítulo.

O conjunto de dados que servirá para o treinamento e posterior validação da rede neural foi gerado por meio de duas séries de números aleatórios distribuídos normalmente para dois parâmetros específicos, aceleração e voltagem. A aceleração gerada na serie aleatória foi aplicada na base da estrutura estudada. Esta aceleração foi produzida de acordo ao

escalonamento no tempo e magnitude das respostas obtidas no modelo de controle do Capítulo 5 deste trabalho. Para tal fim a frequência de amostragem do parâmetro foi  $1 \times 10^{-3}$  s e o valor da amplitude variou aproximadamente no intervalo  $[-6, 6]$  m/s<sup>2</sup>. A aplicação da aceleração aleatória na base da estrutura funcionará como uma espécie de filtro, fazendo com que a resposta obtida (valores de deslocamento, velocidade e aceleração) na representação de estado do prédio analisado apresente valores consistentes para a alimentação da rede. Assim, o conjunto de dados de entrada que nutrirá os processos de treinamento e validação do modelo de predição são: a resposta obtida no primeiro andar da estrutura (deslocamento, velocidade e aceleração), a voltagem gerada a partir de uma série de dados distribuída normalmente com frequência de amostragem de  $1 \times 10^{-3}$  s e amplitude de 2.5v, e a força ótima de controle gerada na saída da rede neural que entrará no sistema mediante o uso de uma linha de atraso encarregada de retro-alimentar o sistema.

As Figuras 6.12 e 6.13 apresentam, respectivamente, os valores de voltagem e aceleração ao longo do tempo gerados com base nas séries de dados aleatórios distribuídos normalmente.

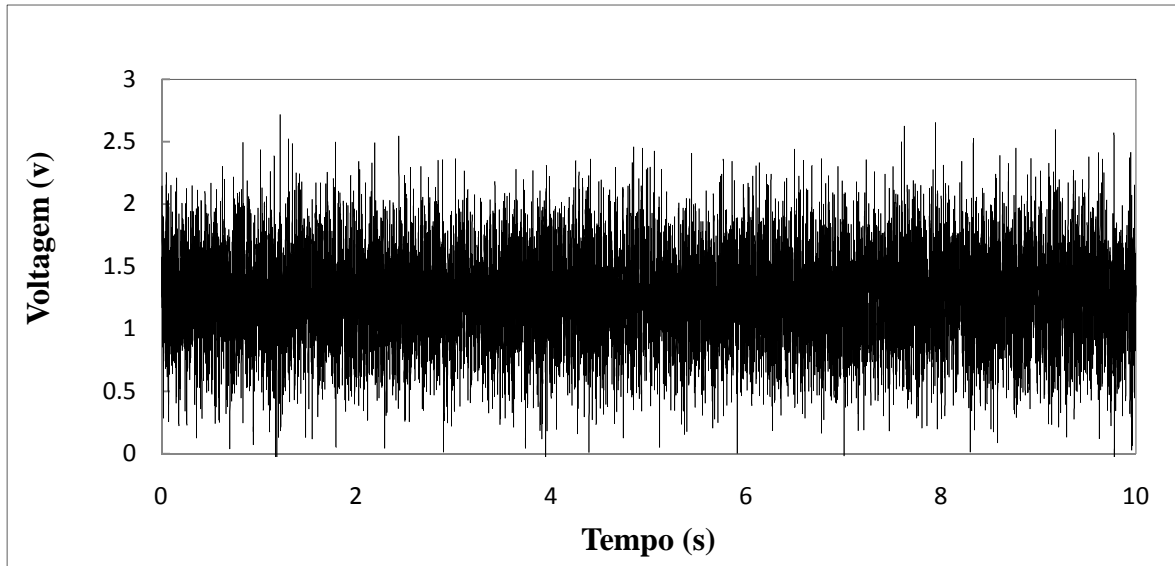


Figura 6.12 – Voltagem gerada para os processos de treinamento e validação do modelo de predição.

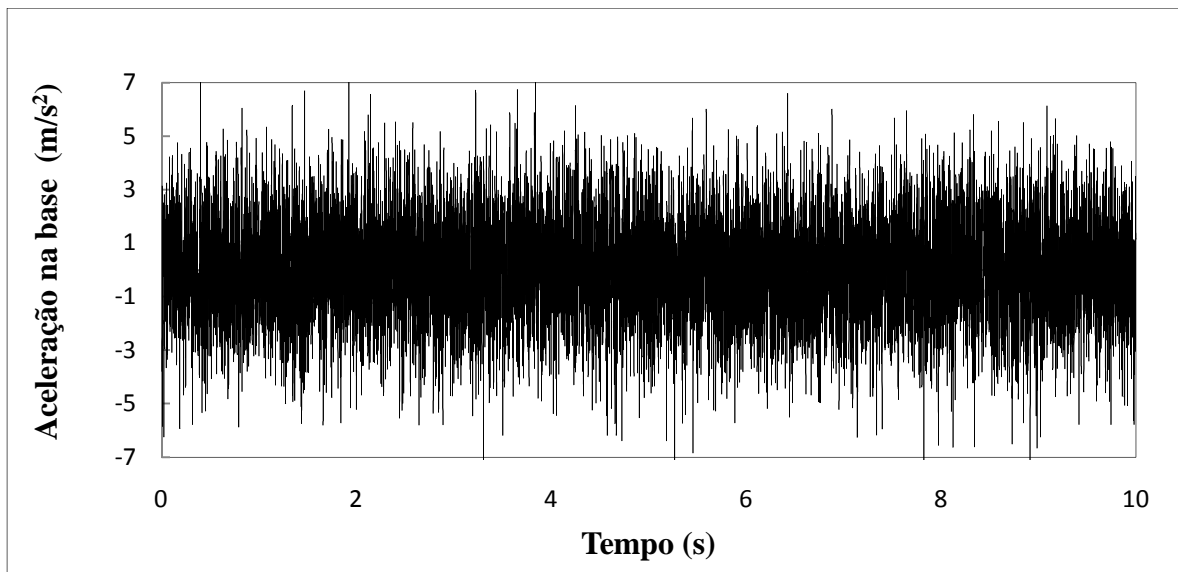


Figura 6.13 – Aceleração gerada para ser aplicada na base da estrutura no modelo de predição.

Com a excitação da estrutura definida, pode-se então obter valores de resposta do pórtico modelado. Estes valores configuraram, junto com a voltagem apresentada na Figura 6.12 e o valor da força ótima determinada pelo modelo, o conjunto de unidades sensoriais que constituiram a camada de entrada do modelo de predição. A Figura 6.14 apresenta os valores de resposta obtidos ao aplicar a excitação mostrada na Figura 6.13 à estrutura.

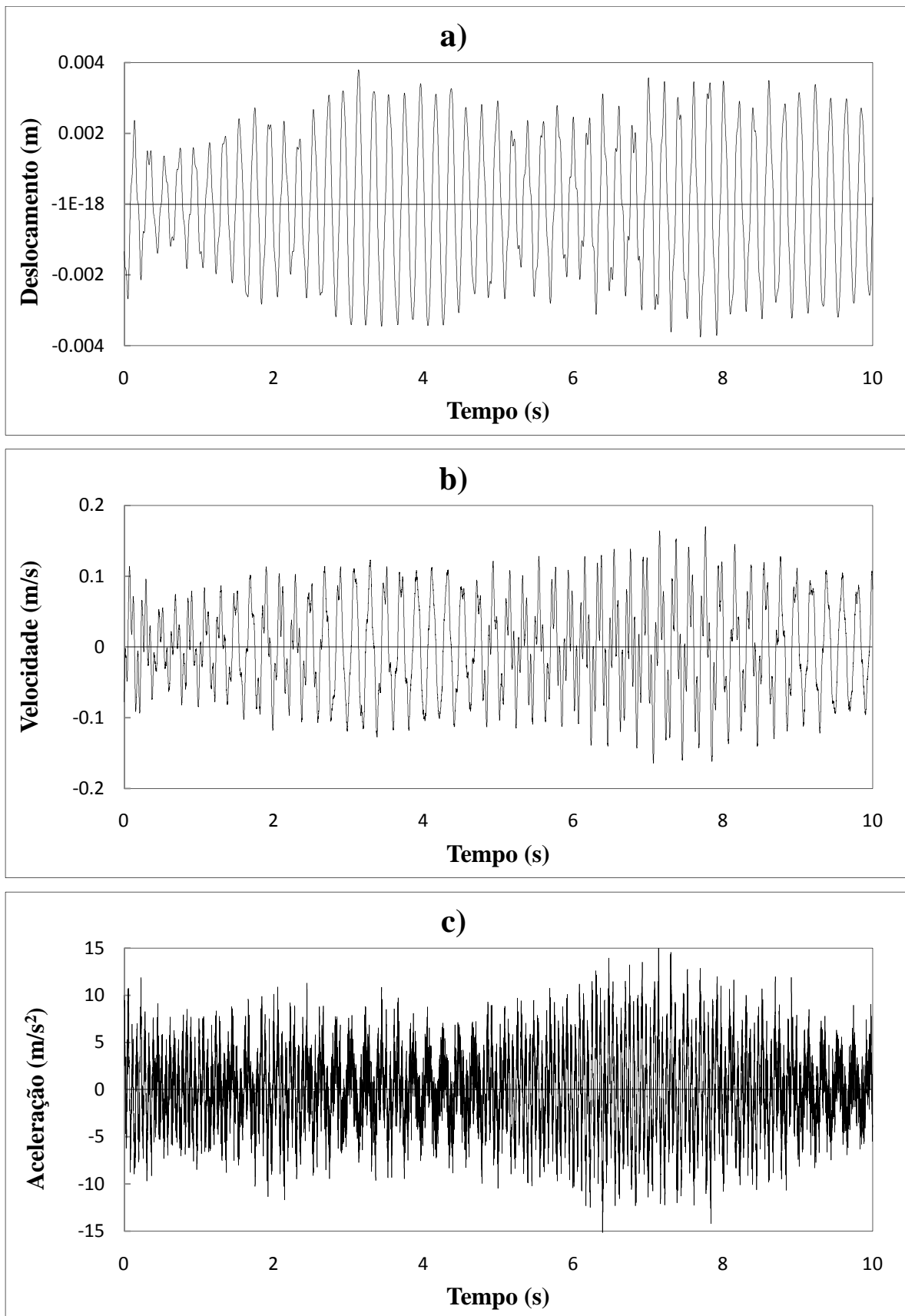


Figura 6.14 – Valores de resposta utilizados para treinamento e validação do modelo de predição: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração do primeiro andar da estrutura.

O conjunto de dados de treinamento e validação da rede se complementa com a definição dos valores de saída alvo do sistema. Para o caso específico do modelo de predição, as saídas desejadas serão os valores da força de controle obtidos a partir do modelo fenomenológico do amortecedor MR. O modelo mecânico é dependente da voltagem e da resposta da estrutura. Assim, trabalhando com os parâmetros apresentados nas Figuras 6.12 e 6.14 no modelo proposto por Spencer Jr. et al. (1997), obtêm-se os valores de força de controle de acordo com os parâmetros de entrada da rede neural estabelecida. A Figura 6.15 apresenta os valores da força de controle desejados (saídas alvo), originados pelo modelo fenomenológico do amortecedor MR como resultado da introdução das respostas e voltagens especificadas na camada de entrada da rede.

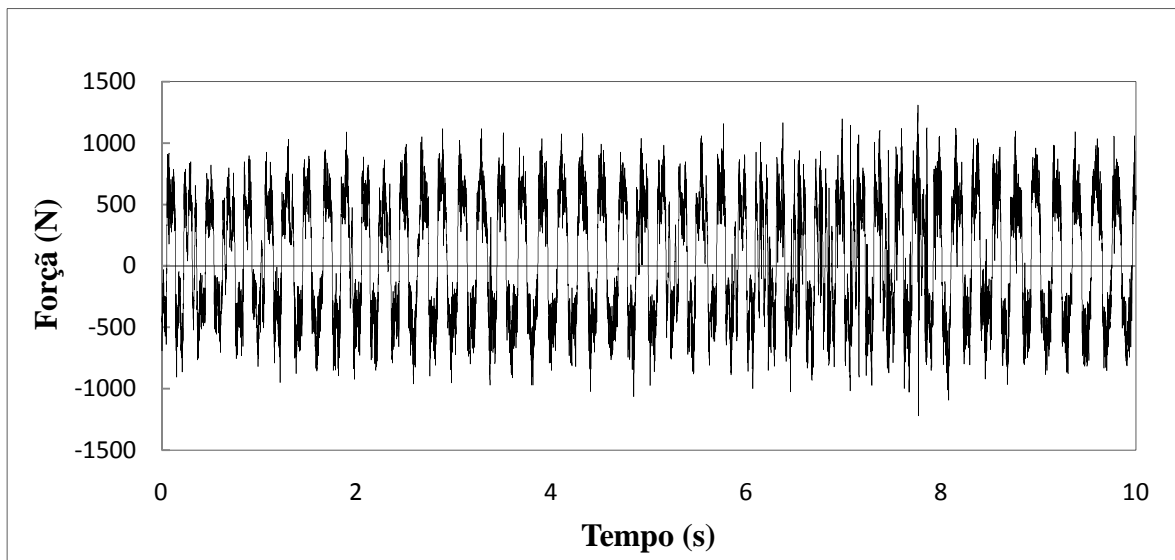


Figura 6.15 – Força de controle gerada a partir do modelo fenomenológico do amortecedor MR para o treinamento e validação do modelo de predição.

A definição, montagem, treinamento e validação das redes *NARX* utilizadas tanto no modelo de predição como no modelo inverso desenvolvidos no presente trabalho foram desenvolvidas no software *MATLAB* version R2009a da companhia *The MathWorks*. A ferramenta computacional utilizada para tal fim foi o *Neural Network Toolbox*, o qual é um ambiente completamente focado ao trabalho com RNA. Maiores detalhes do funcionamento dessa aplicação podem ser consultados no texto de Demuth *et al.* denominado *Neural Network Toolbox 6 User's guide* disponível no site da companhia fabricante. Na Figura 6.16 se apresenta o *Neural Network Toolbox* executando tarefas em uma rede *NARX*.

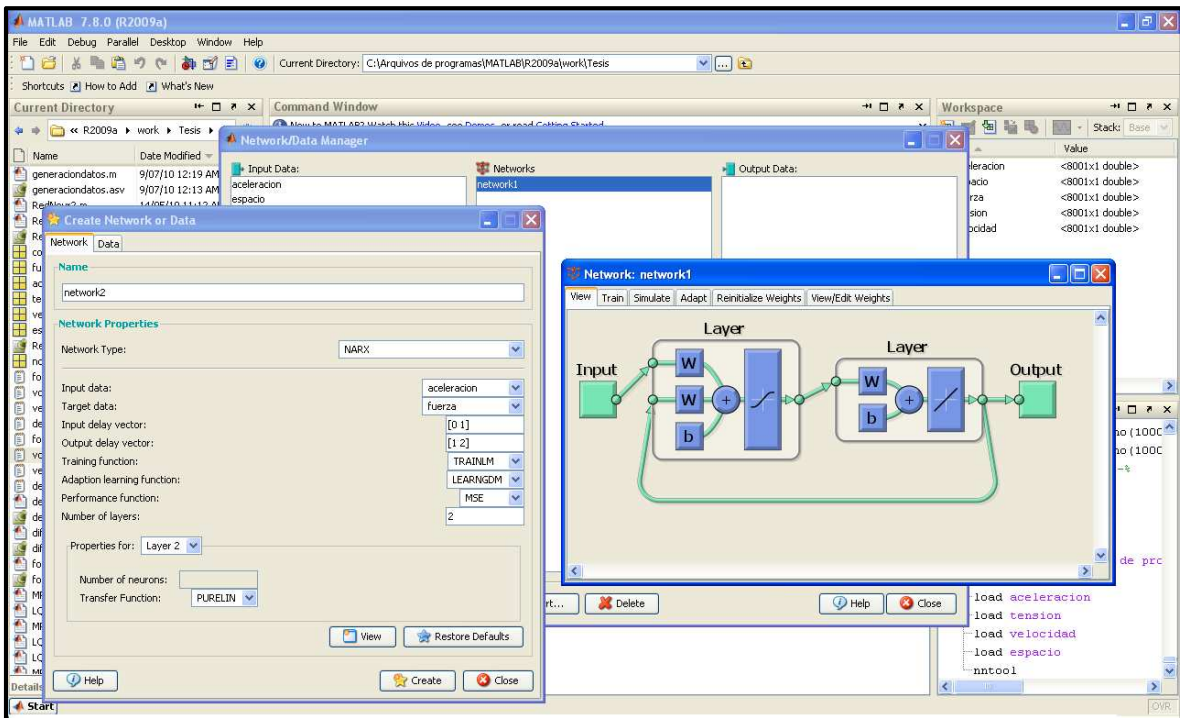


Figura 6.16 – Exemplo de rede *NARX* implementada no *Neural Network Toolbox* do *MATLAB*.

### 6.7.2 – Modelo inverso aplicado para determinar a voltagem do dispositivo de controle

O modelo inverso proposto para a determinação da voltagem a ser aplicada no amortecedor MR consiste de uma rede *NARX* totalmente interligada. De igual maneira que no modelo de predição, a rede será configurada com uma camada de unidades sensoriais composta por quinze sinais de entrada e um bias, uma camada de processamento computacional constituída por dezesseis neurônios ocultos e uma camada de resultados formada por uma única saída.

A camada de entrada da rede neural que compõe o modelo inverso está conformada pelos valores de deslocamento, velocidade e aceleração no primeiro andar da estrutura, somados aos valores da força ótima de controle calculada no modelo de predição e à realimentação própria da rede recorrente com o valor de saída (voltagem). As funções de ativação utilizadas no modelo inverso foram exatamente as mesmas empregadas no modelo de predição, isto é, foram aplicadas quinze funções sigmóides tangentes hiperbólicas no passo entrada-processadores e uma função linear por partes no percurso processadores-saída. A escolha da ordem das linhas de atraso da rede foi novamente baseada nos resultados

obtidos por He e Asada (1993). A Figura 6.17 apresenta a rede neural utilizada no modelo inverso.

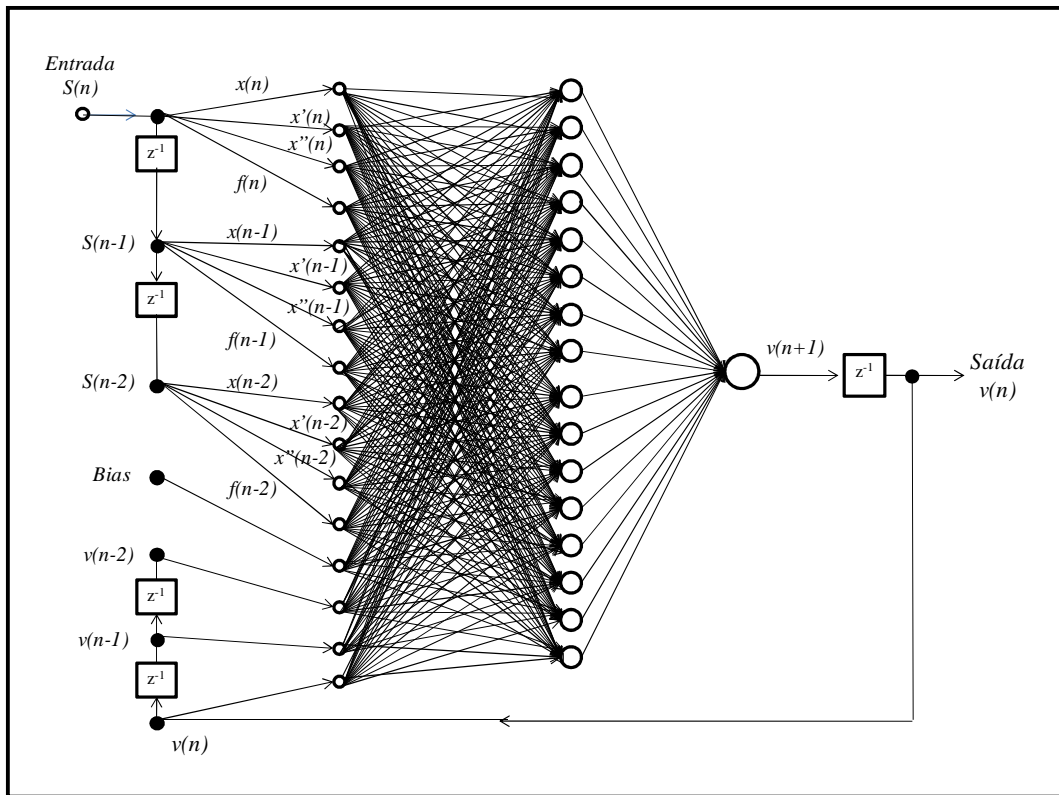


Figura 6.17 – Rede NARX utilizada no modelo inverso aplicado para determinar a voltagem do dispositivo de controle.

Os dados utilizados para o treinamento e validação da rede foram desenvolvidos com base em duas séries aleatórias de números gerados a partir de uma distribuição normal. No caso específico do modelo inverso, os parâmetros aleatórios que geraram os valores de entrada do sistema foram a saída da rede NARX (voltagem) e um valor de aceleração que será aplicada na base do pórtico estudado. Os valores de resposta da estrutura são consequência da aplicação da aceleração aleatória no pórtico e são determinados a partir da representação de estado do sistema; já os valores da força de controle são o resultado da inserção da voltagem e da resposta da estrutura no modelo mecânico do amortecedor MR. Os valores da frequência de amostragem da voltagem e da aceleração gerados foi de  $1 \times 10^{-3}$  s, enquanto que as amplitudes dos parâmetros gerados ficaram em torno de 2.5v e  $\pm 6\text{m/s}^2$ , respectivamente. As Figuras 6.18 e 6.19 apresentam a variação ao longo do tempo da voltagem e da aceleração geradas aleatoriamente que permitiram estabelecer os valores de treinamento e validação da rede proposta no modelo inverso.

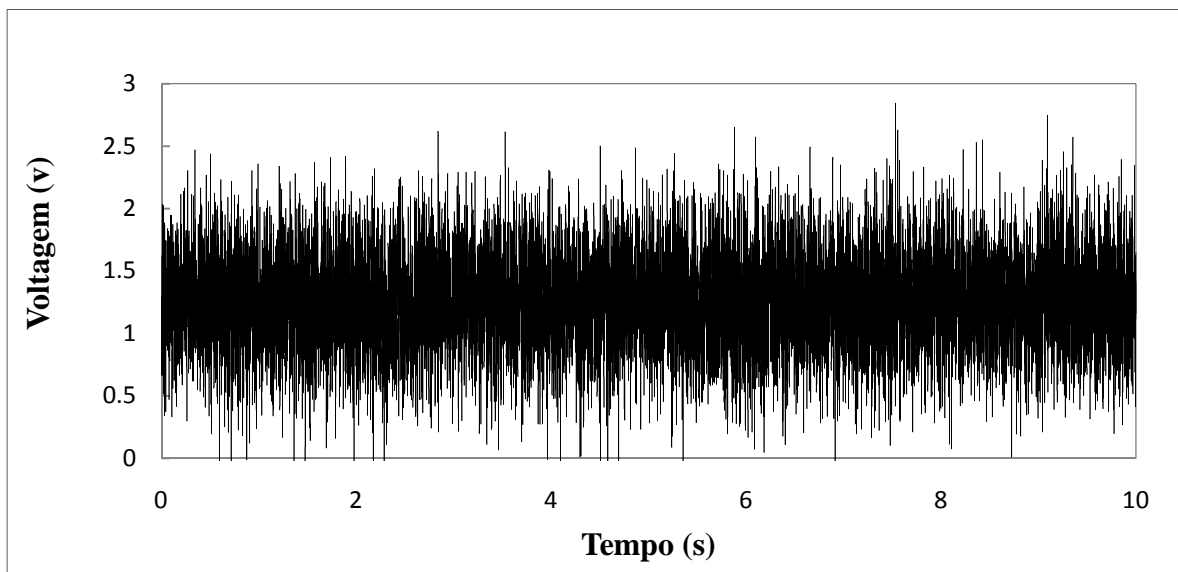


Figura 6.18 – Voltagem gerada para os processos de treinamento e validação do modelo inverso.

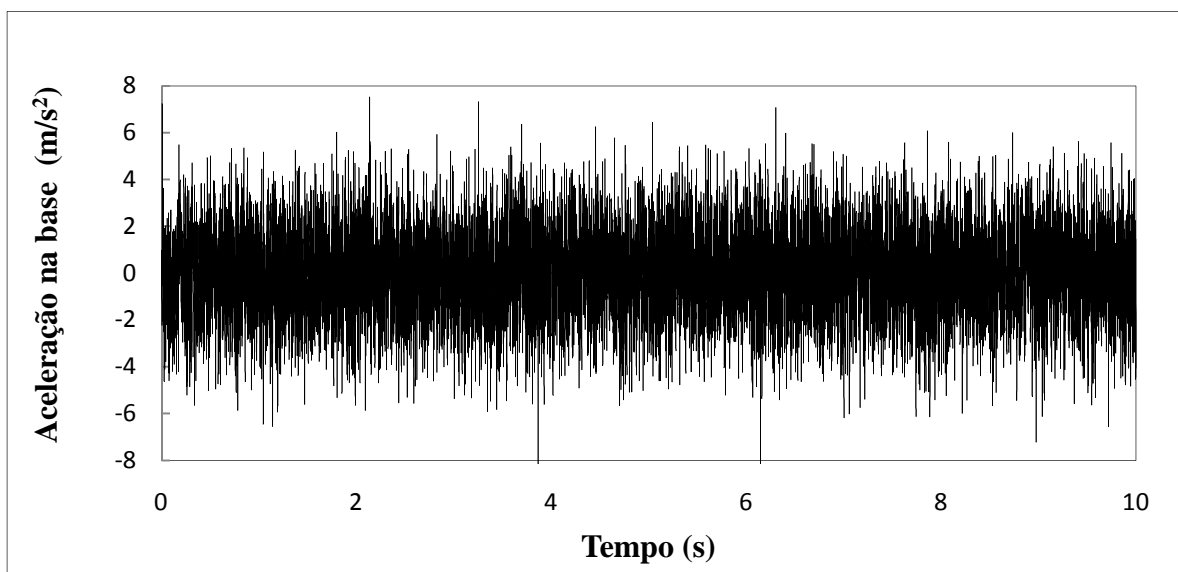


Figura 6.19 – Aceleração gerada para ser aplicada na base da estrutura no modelo inverso.

Os valores de deslocamento, velocidade e aceleração da estrutura obtidos a partir da aplicação da aceleração mostrada na Figura 6.19 são apresentados na Figura 6.20. Estas variáveis foram os valores de resposta da camada de entrada utilizados no treinamento e validação da rede neural que conforma o modelo inverso.



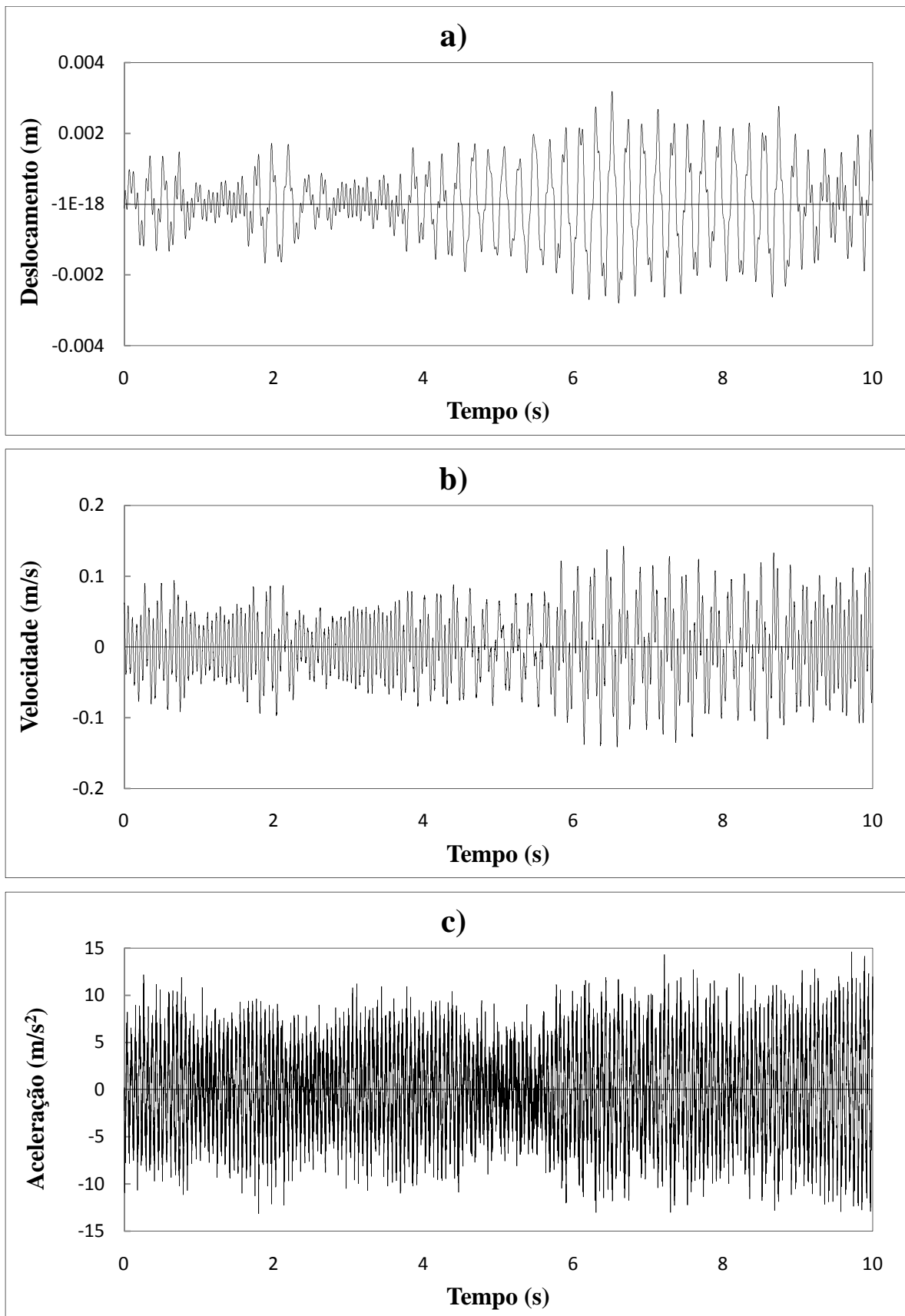


Figura 6.20 – Valores de resposta utilizados para treinamento e validação do modelo inverso: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração do primeiro andar da estrutura.

Finalmente, os valores da força de controle obtidos a partir do modelo fenomenológico do dispositivo dissipador, que servirão também como nós fontes na unidade sensorial do modelo inverso, são apresentados na Figura 6.21. Cabe ressaltar que embora os valores da força de controle de treinamento e validação do sistema sejam dependentes dos valores de resposta e voltagem do modelo analisado, estes valores fazem parte da entrada do sistema gerando valores de saída equivalentes a valores de entrada da planta de controle.

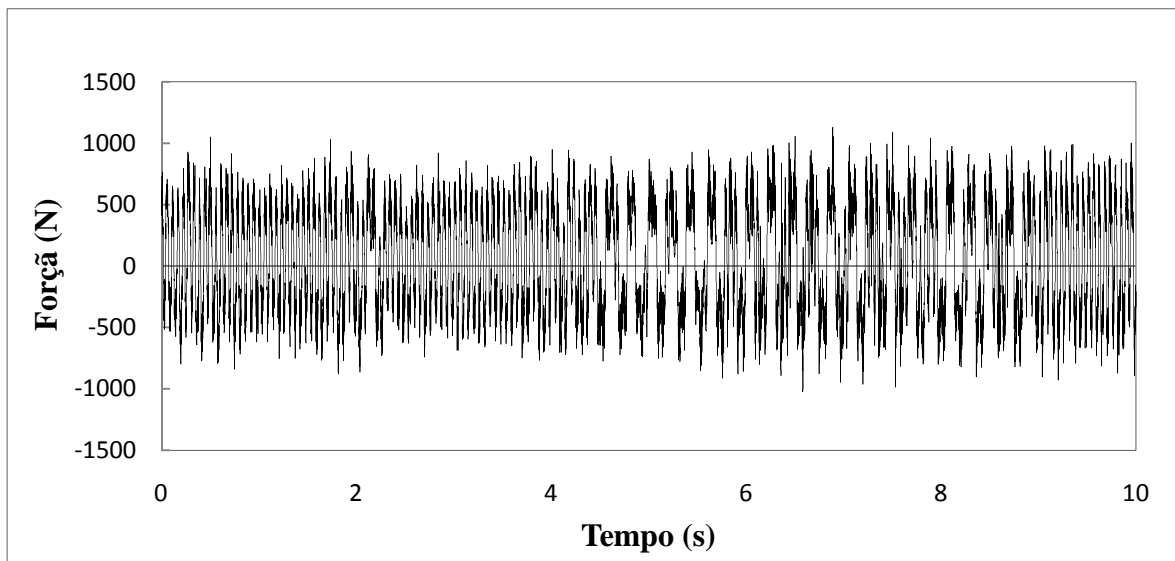


Figura 6.21 – Força de controle gerada a partir do modelo fenomenológico do amortecedor MR para o treinamento e validação do modelo inverso.

## 6.8 – RESULTADOS OBTIDOS

O modelo de controle proposto foi testado no pórtico estudado submetendo a estrutura à ação das mesmas duas excitações empregadas no Capítulo 5. A restrição de limitar os valores de voltagens de 0 a 2.5 volts utilizada no controle LQR e no controle passivo ligado e desligado foi mantida no controle do modelo mediante o uso de redes neurais artificiais, isto com o propósito de fazer comparações objetivas entre as diferentes estratégias de controle empregadas na estrutura. Os resultados obtidos com o controlador constituído pelos modelos inverso e de predição baseados em redes *NARX* são apresentados a seguir.

### 6.8.1 – Modelo submetido à ação da aceleração “A” utilizando o projeto de controle desenvolvido com base em redes neurais artificiais do tipo *NARX*

Os valores de resposta obtidos quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “A” sob o domínio do controle semi-ativo baseado em redes neurais artificiais são bastante similares aos resultados encontrados no capítulo anterior quando se utilizou como controlador o problema LQR associado ao algoritmo de seleção de sinal do controle *clipped optimal*. Os valores pico obtidos mediante o controlador gerenciado por redes neurais para o deslocamento, velocidade e aceleração no primeiro andar da estrutura foram, respectivamente, 0,0022m, 0,0639m/s e 2,1451m/s<sup>2</sup> o que se traduz em reduções de 55,10%, 56,41% e 55,82% quando estes valores se comparam com os valores de resposta do sistema sem controle. As respostas do segundo andar seguem o mesmo padrão de redução com valores picos de 0,0050m, 0,1281m/s e 4,1022m/s<sup>2</sup> para deslocamento, velocidade e aceleração, respectivamente, o que equivale a ter porcentagens de redução de 54,55%, 61,84% e 59,68% sempre comparando estes resultados com os valores obtidos quando sobre o sistema não se exerce controle algum. É de destacar o fato de que a redução da aceleração do primeiro andar do sistema controlado por redes neurais ofereceu uma diminuição maior do valor pico de resposta e do valor *RMS* que a do controle LQR, não obstante, o mesmo não ocorre com os valores de aceleração do segundo andar do pórtico, onde se pode apreciar uma ligeira diminuição nas porcentagens de redução da resposta.

A Tabela 6.1 apresenta um resumo com os valores de resposta pico e *RMS* de cada andar da estrutura quando submetida à ação da aceleração “A” na base. Assim mesmo, valores de redução em termos de porcentagens de cada uma das respostas são apresentados, observando que as porcentagens de redução correspondem a valores deduzidos da comparação das respostas do sistema controlado pelo projeto proposto com os valores de resposta da estrutura sem controle.

Tabela 6.1 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelo controle semi-ativo baseado em redes do tipo *NARX* quando submetido à ação da aceleração “A”.

	Valores de resposta	Primeiro Andar	Segundo Andar
<b>Deslocamento</b>	<b>Pico máximo (m)</b>	0,0022	0,0050
	<b>Reduções pico (%)</b>	55,10	54,55
	<b>Valor <i>RMS</i> (m)</b>	0,0002	0,0005
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	82,00	82,28
<b>Velocidade</b>	<b>Pico máximo (m/s)</b>	0,0639	0,1281
	<b>Reduções pico (%)</b>	56,41	61,84
	<b>Valor <i>RMS</i> (m/s)</b>	0,0069	0,0157
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	84,14	84,13
<b>Aceleração</b>	<b>Pico máximo (m/s<sup>2</sup>)</b>	2,1451	4,1022
	<b>Reduções pico (%)</b>	55,82	59,68
	<b>Valor <i>RMS</i> (m/s<sup>2</sup>)</b>	0,2360	0,4759
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	82,50	84,36

As Figuras 6.22 e 6.23 apresentam os valores da resposta ao longo do tempo no primeiro e segundo andar da estrutura controlada por RNA quando submetida à ação da aceleração “A”. Estes valores de resposta são comparados com os valores de resposta da estrutura sem controle para observar melhor o desempenho do controle ao longo do tempo.

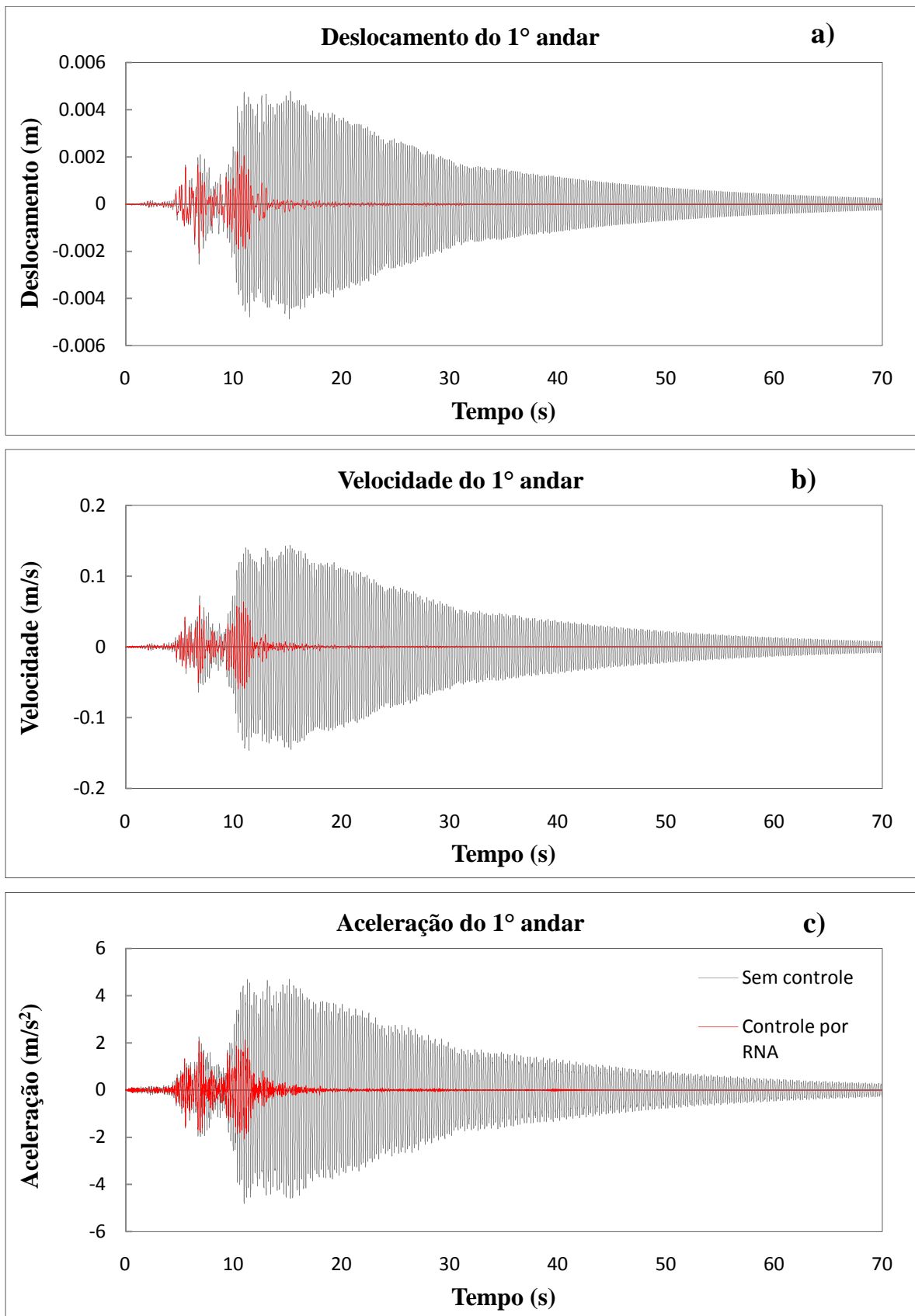


Figura 6.22 – Respostas no primeiro andar do modelo sob a ação da aceleração “A” para os casos sem controle e com controle por RNA: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

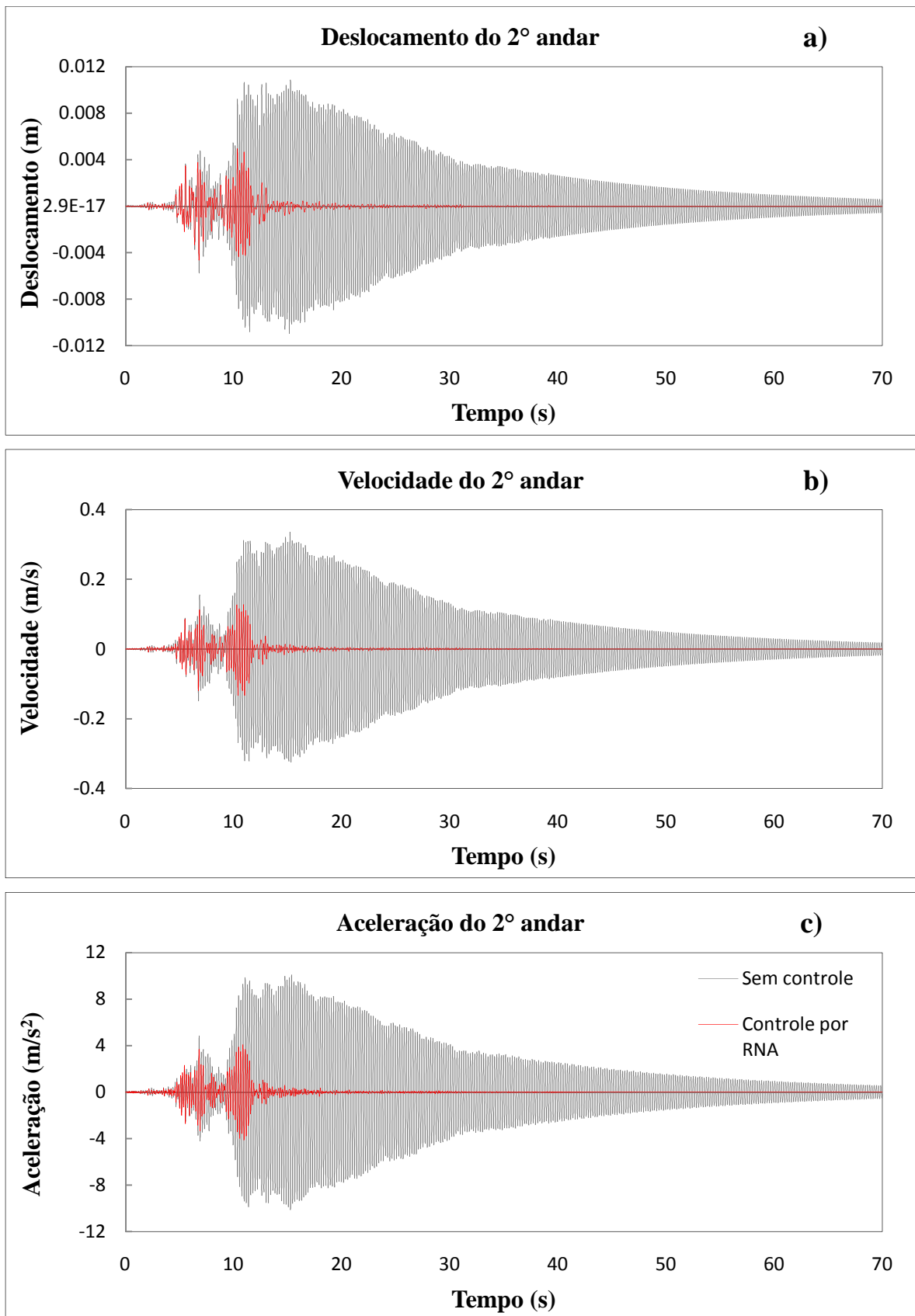


Figura 6.23 – Respostas no segundo andar do modelo sob a ação da aceleração “A” para os casos sem controle e com controle por RNA: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

O controlador baseado em redes neurais foi projetado de tal forma que uma vez que o sistema captasse uma excitação atuando na estrutura, este mudaria a tensão dos dispositivos dissipadores imediatamente a uma voltagem “semente” predeterminada de 1.5 volts. Esta voltagem “semente” se utiliza no projeto de controle para ajudar às redes neurais do controlador na busca inicial pelos valores ótimos de força de controle e voltagem. A variação da voltagem ao longo do tempo para o controle baseado em RNA quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “A” pode ser observada na Figura 6.24. Neste gráfico pode-se notar que a medida que a excitação aplicada na estrutura vai fazendo-se maior, a voltagem aplicada no mecanismo de controle aumenta até chegar ao limite estabelecido para o comando de sinal. A partir desse instante o comando de sinal contorna uma faixa de valores que varia entre 0.7 e 2.5 volts. O projeto de controle foi desenvolvido de tal forma que o sinal de comando seja automaticamente estabelecido em 0 volts uma vez que a excitação da estrutura cessa, isto por que o sistema não requer de forças de controle maiores àquelas que os amortecedores conseguem desenvolver em seu estado natural. É por isso que depois de 40s o sinal de comando aplicado nos amortecedores cai à voltagem mínima, permanecendo assim até o final da análise.

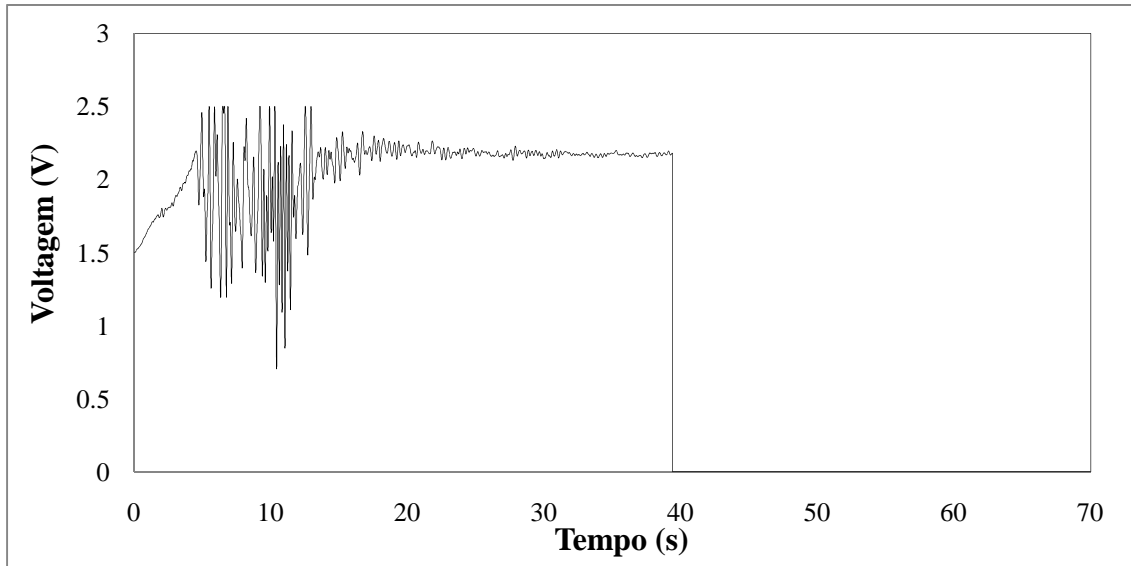


Figura 6.24 – Variação da voltagem ao longo do tempo no sistema controlado por RNA quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “A”.

A força de controle empregada pelos amortecedores MR pode ser vista na Figura 6.25. Neste gráfico a variação da força é acompanhada no domínio do tempo, do deslocamento e da velocidade da estrutura, respectivamente.

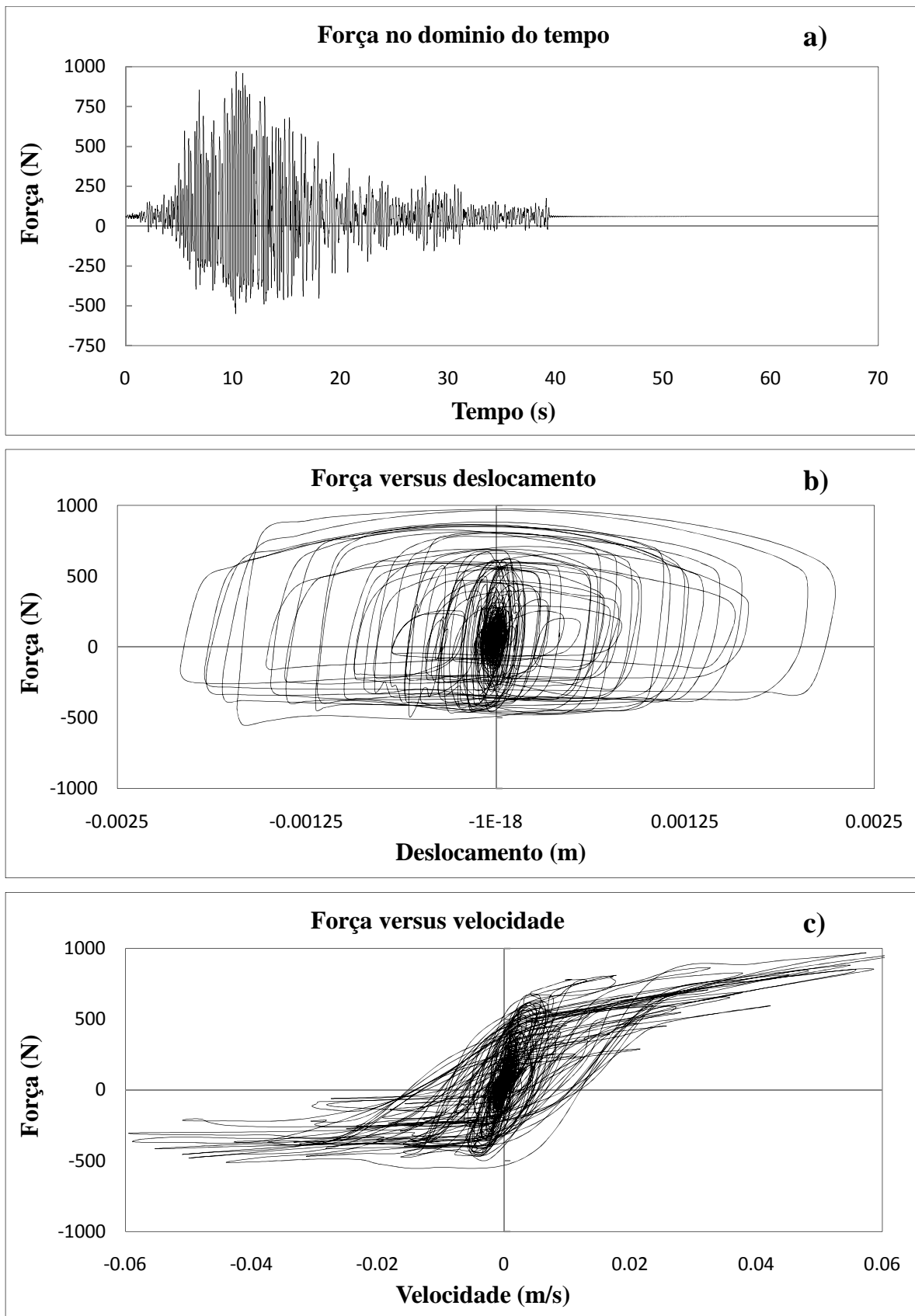


Figura 6.25 – Comportamento da força dos amortecedores MR no sistema controlado por RNA quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “A”. Variações em relação a: a) Tempo, b) Deslocamento e c) Velocidade.



Os índices de desempenho definidos mediante as expressões (5.24), (5.25), (5.26) e (5.27) do Capítulo 5 deste trabalho foram também calculados para o sistema controlado mediante o projeto baseado em RNA quando excitado pela aceleração “A”. Os valores destes índices se encontram registrados na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 – Índices de desempenho do sistema controlado mediante redes neurais artificiais submetido à ação da aceleração “A”.

Estratégia de controle	$I_1$		$I_2$		$I_3$		$I_4$	
	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2
Baseada em redes neurais artificiais do tipo <i>NARX</i>	0,4490	0,4545	0,4359	0,3816	0,4418	0,4032	0,4490	0,4553

Cada um dos índices de desempenho do sistema controlado mediante RNA foram comparados com os índices de desempenho obtidos quando o sistema era gerenciado pelo controle baseado no problema LQR associado ao algoritmo de seleção de sinal *clipped optimal*. A partir do exame simultâneo dos índices mencionados foi possível concluir que o desempenho do controle por RNA no segundo andar não foi tão eficiente quanto o controle LQR. Não obstante este resultado, a mesma premissa não é aplicável ao desempenho dos controladores no primeiro andar da estrutura, pois é notável um equilíbrio nos índices  $I_1$  e  $I_4$ , enquanto que os resultados obtidos para os índices  $I_2$  e  $I_3$  são dispares, mostrando uma melhor performance na redução do pico de velocidade por parte do controlador LQR e uma melhor performance na redução do pico de aceleração por parte do controlador baseado em redes neurais artificiais. O resultado deste exercício comparativo pode ser visto nas Figuras 6.26 a 6.29.

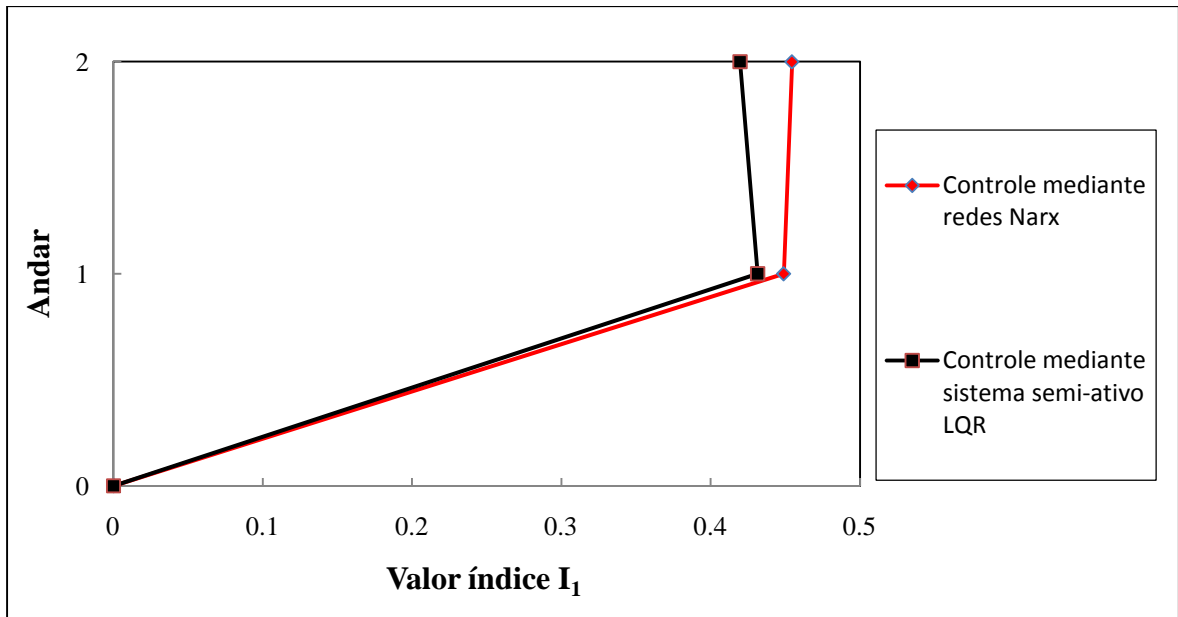


Figura 6.26 – Variação do índice  $I_1$  analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “A”.

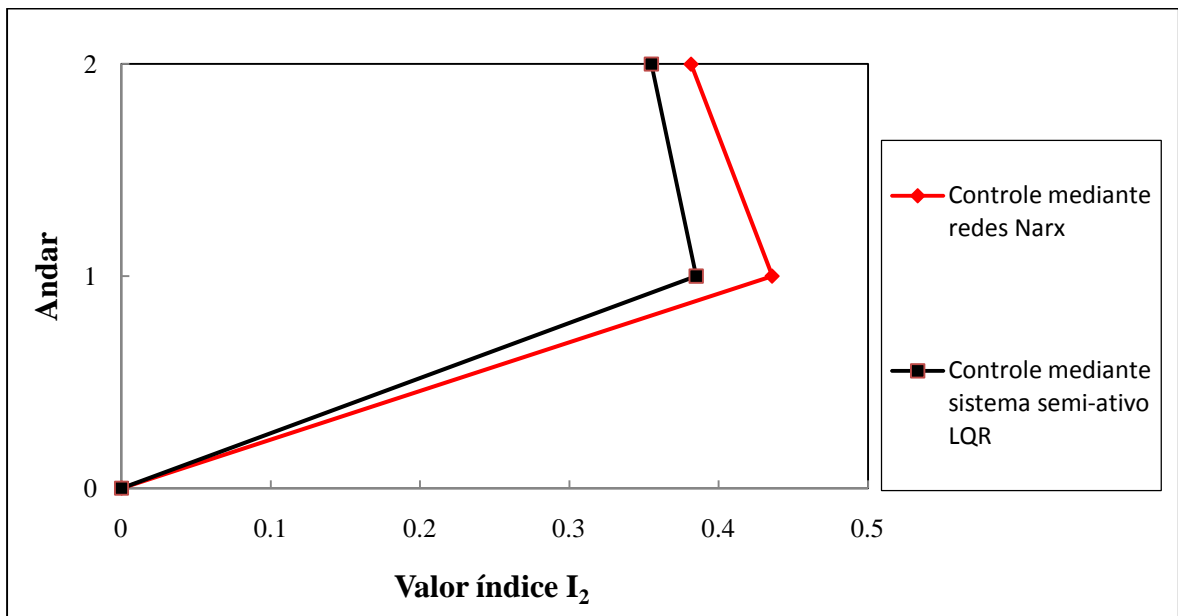


Figura 6.27 – Variação do índice  $I_2$  analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “A”.

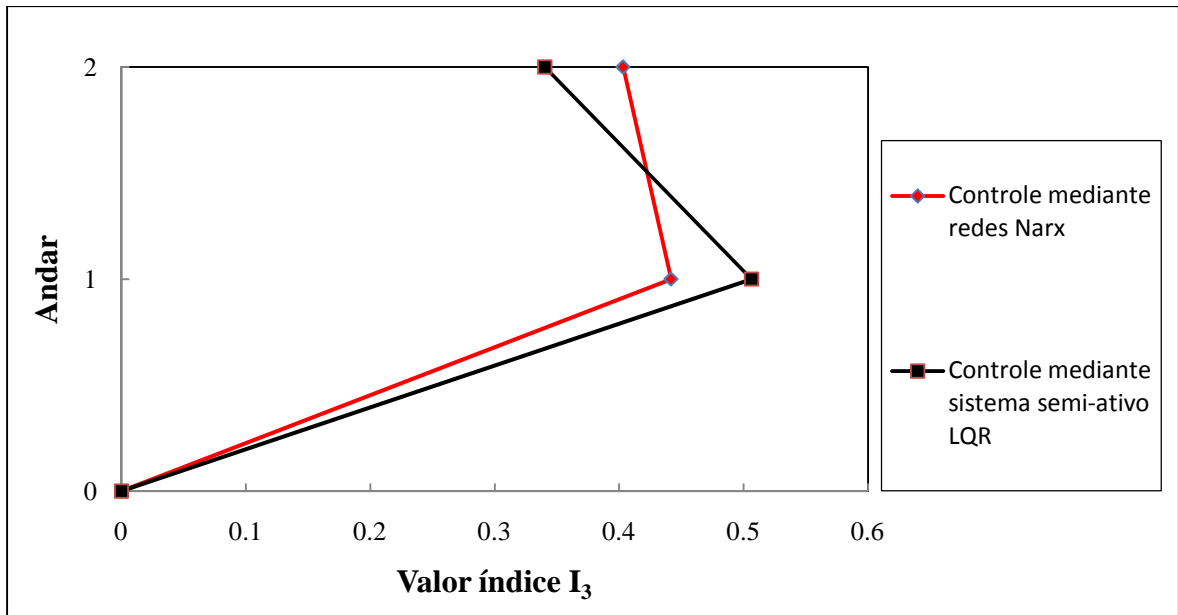


Figura 6.28 – Variação do índice  $I_3$  analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “A”.

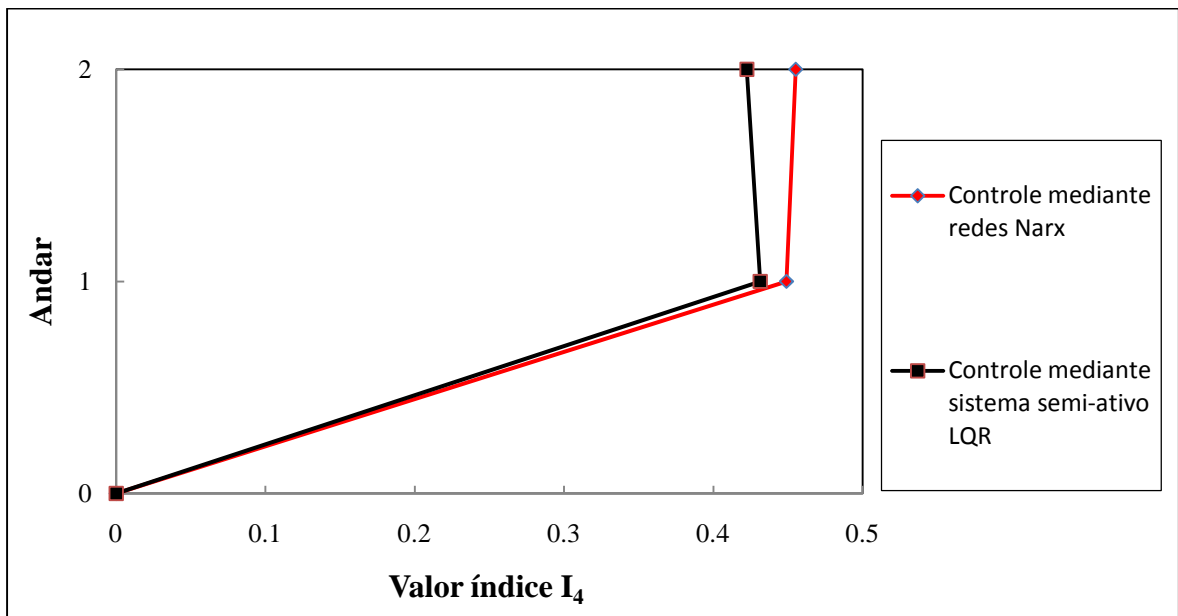


Figura 6.29 – Variação do índice  $I_4$  analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “A”.

### 6.8.2 – Modelo submetido à ação da aceleração “B” utilizando o projeto de controle desenvolvido com base em redes neurais artificiais do tipo *NARX*

O controlador desenvolvido com base em redes neurais mostrou seu verdadeiro potencial quando a estrutura analisada foi excitada com o segundo registro de aceleração especificado no Capítulo 5 do presente trabalho. Comparativamente, o projeto de controle

baseado em RNA foi notavelmente superior na tarefa de reduzir picos de resposta e valores de medida da tendência central da mesma do que o controlador LQR quando associado ao processo de seleção de sinal de comando do algoritmo *clipped optimal*, aproximando-se inclusive, especialmente nos casos dos deslocamentos e velocidades, à performance do controle passivo ligado. Para o caso específico da redução dos picos de deslocamento de cada andar da estrutura, os valores obtidos com o controle gerenciado por redes neurais quando o pórtico analisado é submetido à ação da aceleração “B” foram de 66,67% no primeiro andar e 68,70% no segundo andar, isto quando os deslocamentos da estrutura controlada são comparados com os deslocamentos da estrutura sem controle, o que significa valores picos de resposta de 0,0017m e 0,0036m no primeiro e segundo andar, respectivamente. Quando o exercício comparativo se fez com os valores *RMS* do deslocamento, encontraram-se reduções de 78,69% e 79,40% para o primeiro e segundo andar da estrutura. Confrontando os valores dos picos e dos valores *RMS* dos deslocamentos da estrutura controlada por RNA com aqueles obtidos com o controlador LQR pode-se conferir a magnitude do desempenho dos processadores paralelos utilizados, assim como a idoneidade das redes neurais artificiais como ferramenta para o gerenciamento de amortecedores MR. A superioridade do controlador que faz uso do sistema inteligente se manifesta com reduções de 10,53% e 16,28% nos picos do deslocamento do primeiro e segundo andar, respectivamente, e 18,94% nos valores *RMS* do deslocamento dos dois andares.

Se fossem comparados os valores picos e *RMS* da velocidade e da aceleração da estrutura sob o domínio dos controladores dirigidos por RNA e pelo LQR quando a excitação atuante no pórtico é a denominada aceleração “B”, se encontrariam diferenças ainda maiores. Para o caso específico das velocidades, enquanto o controle LQR conseguia valores pico e *RMS* de 0,0659m/s e 0,0096m/s no primeiro andar, o controle por RNA obtinha para os mesmos valores de resposta números de 0,0535m/s e 0,0070m/s, o que corresponde a porcentagens de redução de 18,82% e 27,08%. No mesmo caminho, os valores pico e *RMS* da velocidade do segundo andar da estrutura apresentam diferenças de aproximadamente 16,25% e 24,39% entre os valores de resposta do controlador por RNA e por LQR. Já o caso dos valores de resposta da aceleração foi o mais curioso, especificamente aqueles do primeiro andar, pois enquanto os valores pico de resposta foram de 2,3828m/s<sup>2</sup> e 2,5405m/s<sup>2</sup> para o controlador por redes neurais e para o controlador LQR, respectivamente, equivalentes a uma diferença de 6,21% na

performance, a diferença do valor *RMS* da resposta para os dois controladores é enorme, já que o controlador por RNA resulta em um valor de  $0,2690\text{m/s}^2$  enquanto o controlador LQR apresenta o valor de resposta uma marca de  $0,4810\text{m/s}^2$ , isto quer dizer que o controlador regido pelas redes *NARX* consegue uma melhoria de 44,07% na redução da aceleração do primeiro andar do pórtico analisado. A Tabela 6.3 apresenta os valores de resposta da estrutura gerenciada mediante o projeto de controle proposto neste capítulo. Além disso são calculados os valores de redução destas respostas quando comparadas com os valores obtidos na estrutura sem controle.

Tabela 6.3 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelo controle semi-ativo baseado em redes do tipo *NARX* quando submetido à ação da aceleração “*B*”.

	Valores de resposta	Primeiro Andar	Segundo Andar
<b>Deslocamento</b>	<b>Pico máximo (m)</b>	0,0017	0,0036
	<b>Reduções pico (%)</b>	66,67	68,70
	<b>Valor <i>RMS</i> (m)</b>	0,0003	0,0006
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	78,69	79,40
<b>Velocidade</b>	<b>Pico máximo (m/s)</b>	0,0535	0,0979
	<b>Reduções pico (%)</b>	65,12	71,61
	<b>Valor <i>RMS</i> (m/s)</b>	0,0070	0,0155
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	82,76	83,21
<b>Aceleração</b>	<b>Pico máximo (<math>\text{m/s}^2</math>)</b>	2,3828	3,4982
	<b>Reduções pico (%)</b>	51,62	66,91
	<b>Valor <i>RMS</i> (<math>\text{m/s}^2</math>)</b>	0,2690	0,4568
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	78,63	83,88

As Figuras 6.30 e 6.31 apresentam a variação das respostas da estrutura ao longo do tempo, quando a excitação atuante no pórtico é a denominada aceleração “*B*”, para os casos com controle mediante RNA e sem controle.

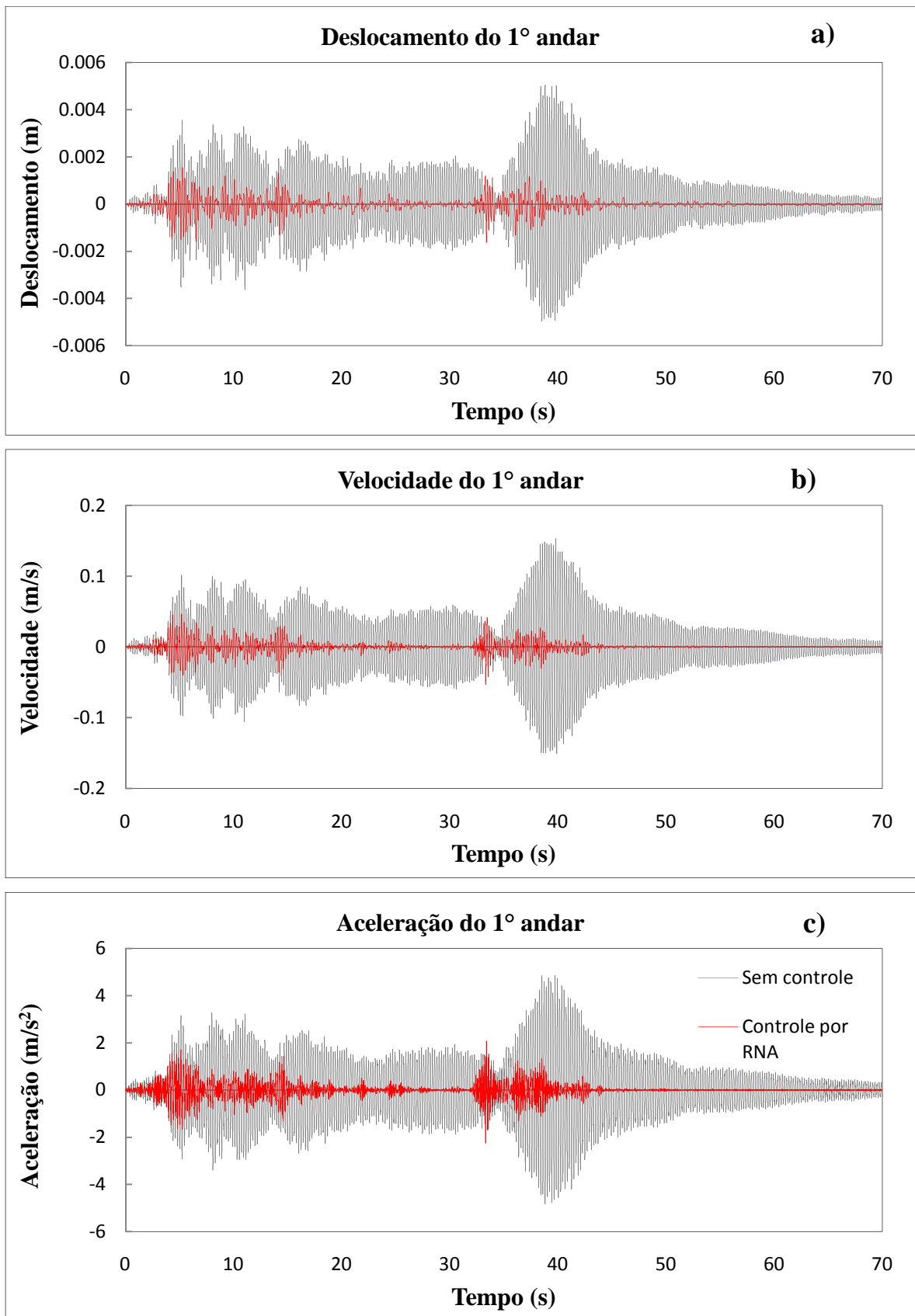


Figura 6.30 – Respostas no primeiro andar do modelo sob a ação da aceleração “B” para os casos sem controle e com controle por RNA: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

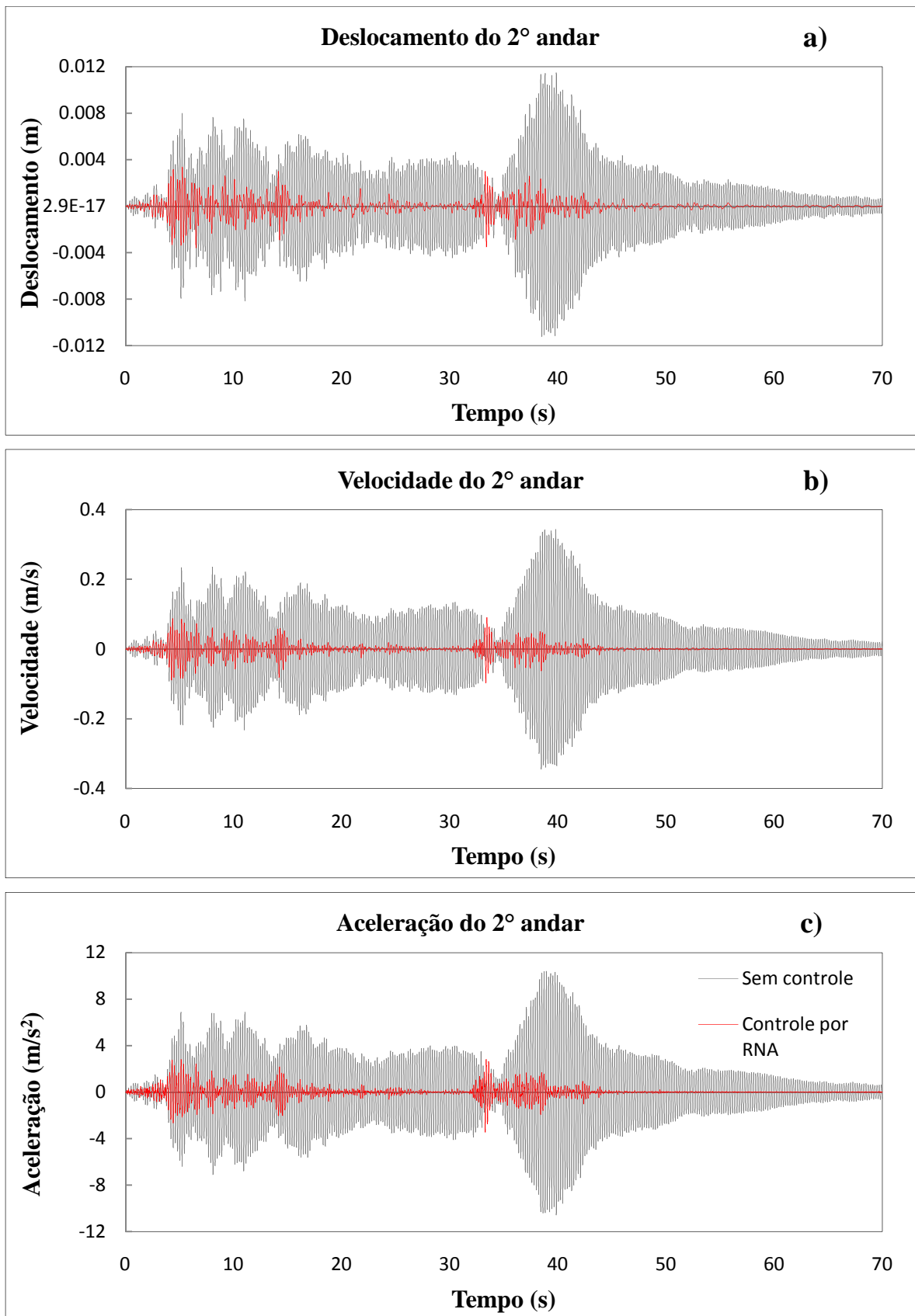


Figura 6.31 – Respostas no segundo andar do modelo sob a ação da aceleração “B” para os casos sem controle e com controle por RNA: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

O comportamento do modelo de predição do controlador gerado pode ser observado na Figura 6.32. Neste gráfico é possível apreciar como a voltagem selecionada varia ao longo do tempo de acordo as necessidades do sistema. Novamente a voltagem inicial nos amortecedores MR é disposta em 1.5 volts, assim a rede começa a partir deste ponto a procurar a direção em que a voltagem gerará forças de controles próximas das forças de controle desejadas obtidas a partir do modelo de predição. Como pode ser visto, a voltagem neste caso nunca chega a ser zero, isto devido em grande parte à natureza da excitação que no tempo objeto de análise nunca deixa de exercer influencia na estrutura. Pese a que nos últimos 10s esta influencia é pequena, se deve lembrar que as redes neurais propostas foram projetadas com duas linhas de atraso, isto quer dizer, as redes neurais tomaram decisões baseadas em até dois instantes de tempo passados, pelo que ao estabilizarem-se as respostas da estrutura o sistema entrará em uma repetição de valores de saída resultando num valor de voltagem praticamente fixo, ou nesse caso específico, um valor de voltagem com pouca variação no final do tempo de observação.

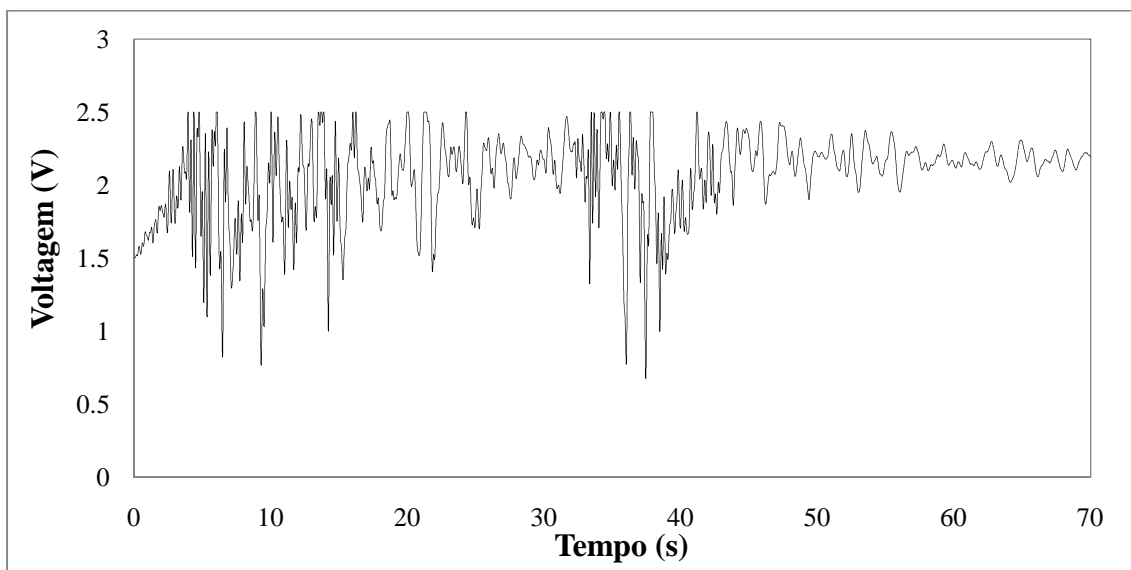


Figura 6.32 – Variação da voltagem ao longo do tempo no sistema controlado por RNA quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “B”.

Na Figura 6.33 é apresentada a variação da força de controle do sistema no domínio do tempo, do deslocamento e da velocidade, respectivamente.



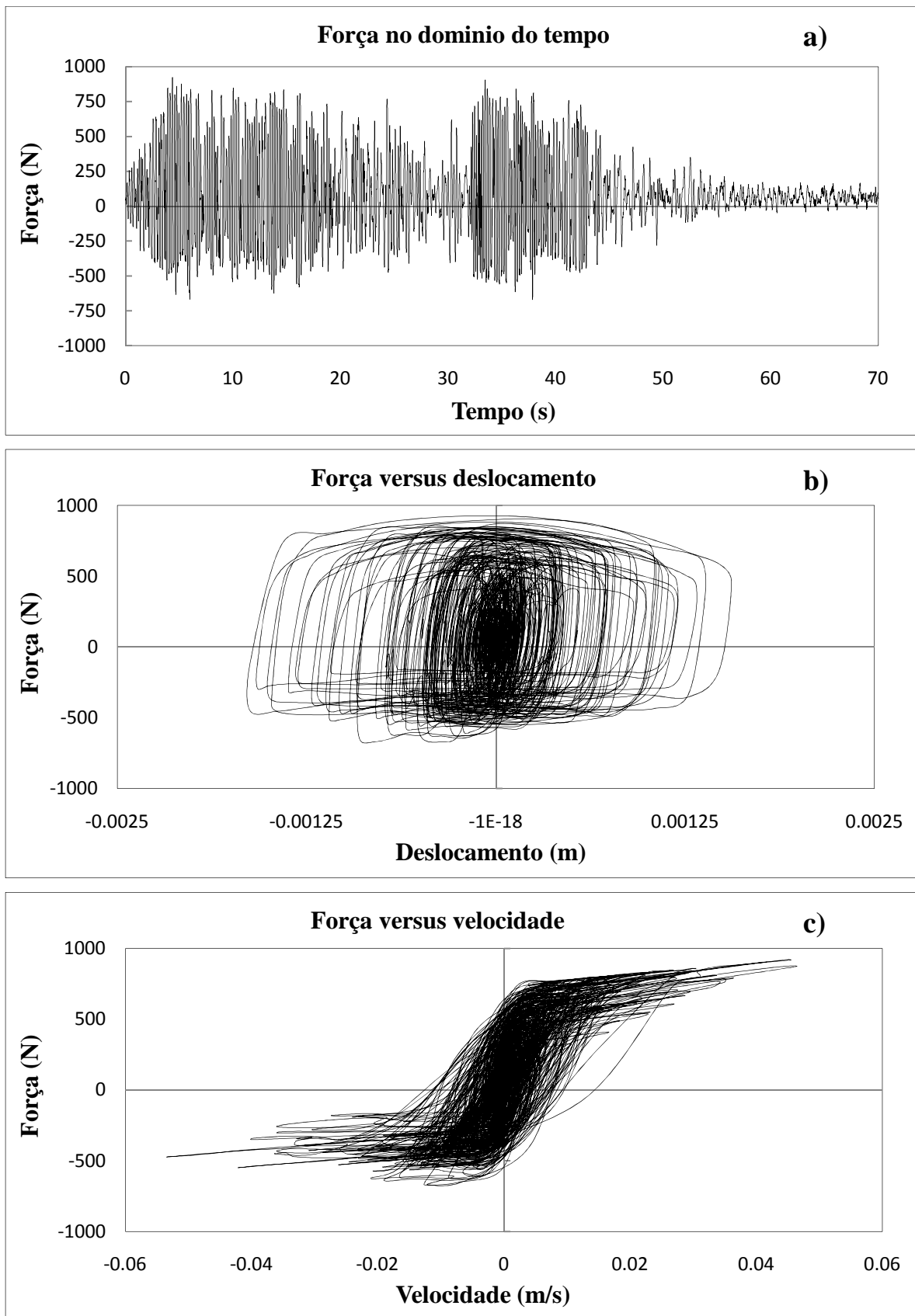


Figura 6.33 – Comportamento da força dos amortecedores MR no sistema controlado por RNA quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “B”. Variações em relação a: a) Tempo, b) Deslocamento e c) Velocidade.

O cálculo dos índices de desempenho para este caso específico de carregamento confirmou o bom desempenho do controlador baseado em redes neurais. Um resumo com cada um destes índices pode ser observado na Tabela 6.4. Visando facilitar a análise dos índices de desempenho obtidos, estes parâmetros foram plotados nas Figuras 6.34, 6.35, 6.36 e 6.37, acompanhados dos valores destes mesmos índices quando o controlador que administrava a estrutura analisada era o LQR. Os resultados são bastante expressivos. Para todos os índices calculados o sistema controlado pelas redes neurais foi superior, chegando a mostrar em parâmetros pontuais, como por exemplo, o pico de deslocamento normalizado do segundo andar, valores altamente divergentes.

Tabela 6.4 – Índices de desempenho do sistema controlado mediante redes neurais artificiais submetido à ação da aceleração “B”.

Estratégia de controle	I <sub>1</sub>		I <sub>2</sub>		I <sub>3</sub>		I <sub>4</sub>	
	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2
Baseada em redes neurais artificiais do tipo NARX	0,3252	0,3123	0,3486	0,2840	0,4838	0,3309	0,3252	0,3100

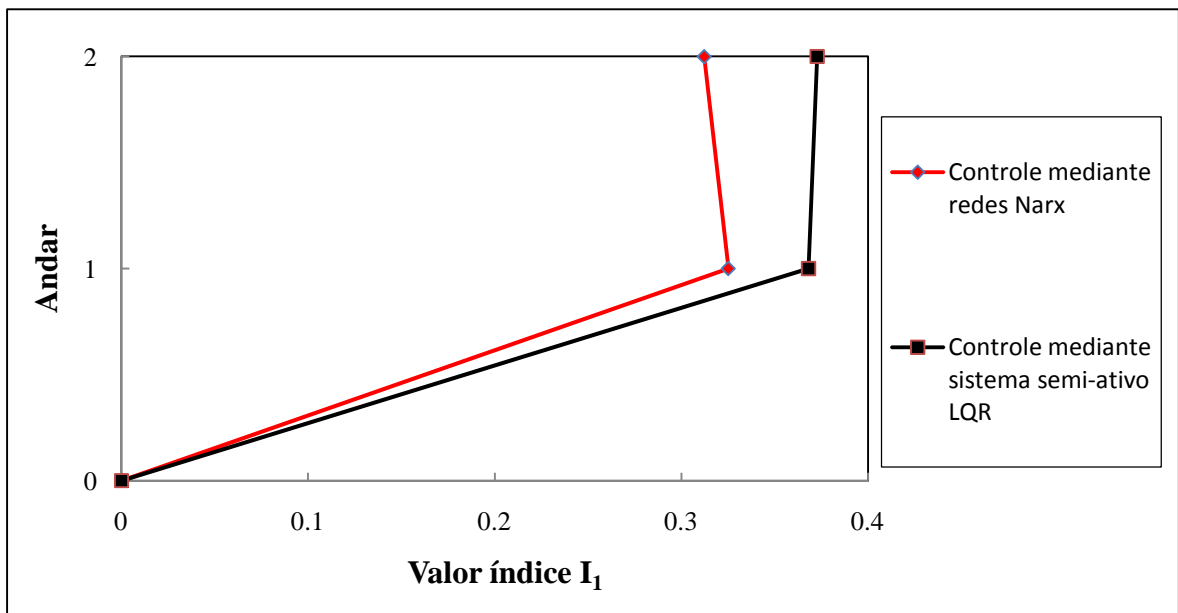


Figura 6.34 – Variação do índice I<sub>1</sub> analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “B”.

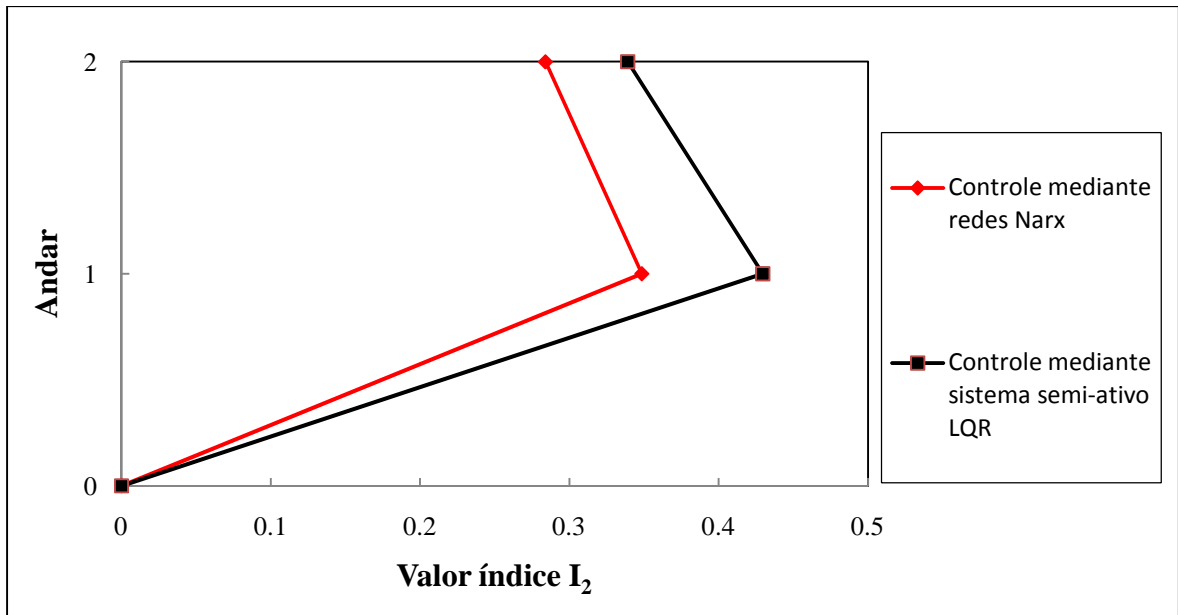


Figura 6.35 – Variação do índice  $I_2$  analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “B”.

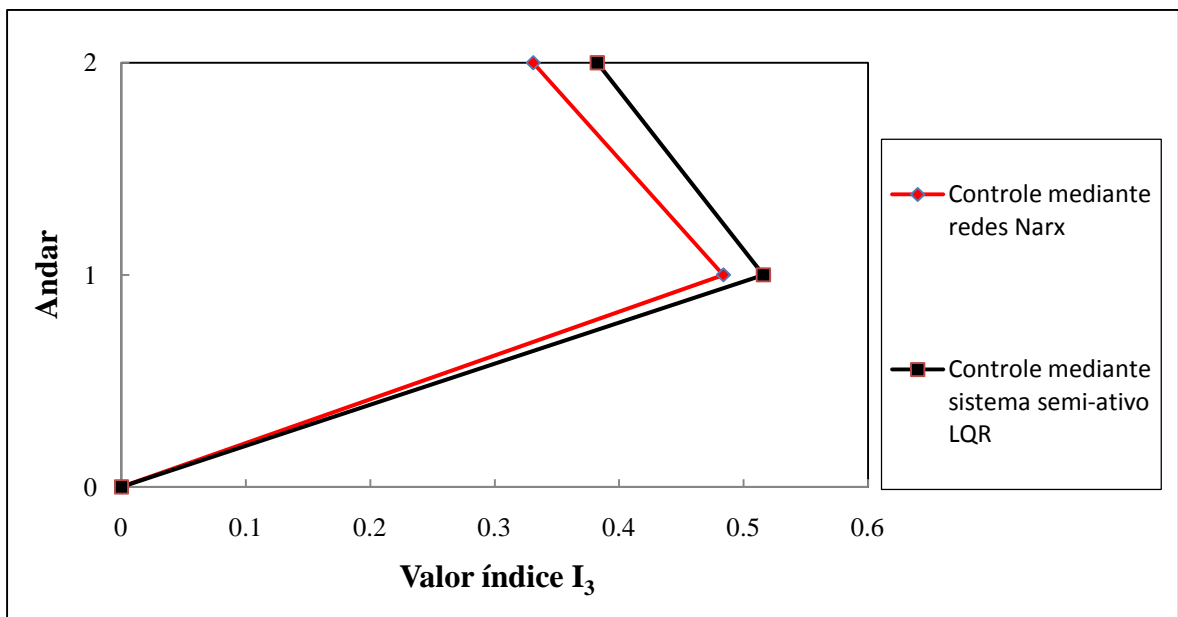


Figura 6.36 – Variação do índice  $I_3$  analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “B”.

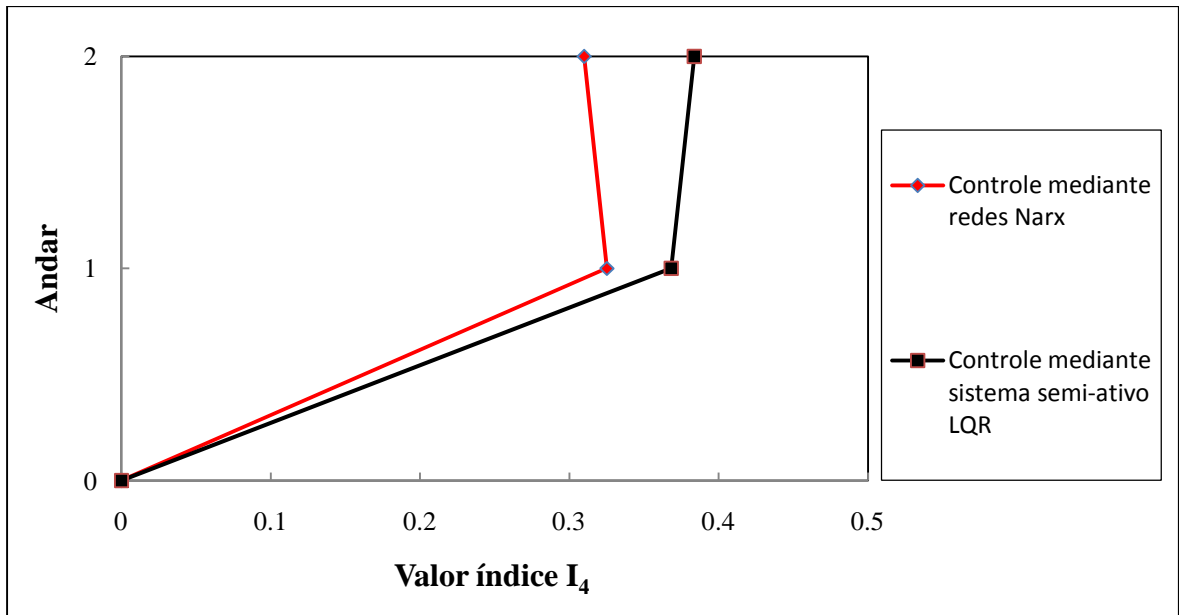


Figura 6.37 – Variação do índice  $I_4$  analisado quando os sistemas controlados por LQR e RNA se encontram submetidos à ação da aceleração “B”.

## **7 – CONTROLE SEMI-ATIVO DO MODELO UTILIZANDO LÓGICA DIFUSA (FUZZY)**

### **7.1 – INTRODUÇÃO**

Diferentemente dos controladores semi-ativos estudados nos capítulos anteriores, que faziam uso de modelos matemáticos altamente complexos e sofisticados, o último projeto de controle analisado fundamenta-se na lógica difusa, conhecida também como lógica fuzzy, a qual consiste em uma série de ajustes simples, de caráter intuitivo e de fácil compreensão obtidos através da observação e racionalização do comportamento do sistema.

Embora pareça um método quase-empírico de abordar um projeto de controle, a lógica difusa é na verdade uma apreciação sumamente pragmática, robusta e eficiente de tratar um problema distinguido por sua dificuldade de modelagem, devida principalmente a seu caráter dinâmico e às não-linearidades envolvidas, mediante a utilização de conhecimento heurístico. Sendo assim, o controlador baseado em lógica difusa determina a ação de controle a partir de um conjunto de regras que representam o conhecimento heurístico que se tem do sistema a ser controlado.

O controle difuso aplicado sobre o modelo estudado apóia-se em regras do tipo “*if – then*” (“se – então”) que se encarregam de correlacionar as entradas da planta do sistema com as saídas desejadas. Aldawod *et al.* (2001) e Marazzi e Magonette (2001) resumiram o processo de controle mediante a utilização de lógica difusa em três passos fundamentais: fuzzificação, tomada de decisões e desfuzzificação. No primeiro deles, a fuzzificação, o controlador deverá converter as entradas do sistema em valores lingüísticos difusos mediante o uso de funções de pertinência, isto quer dizer, os valores numéricos de entrada são convertidos em valores lingüísticos. Uma vez que o sistema se encontra “fuzzificado”, o controlador passa a tomar decisões baseado nas regras de controle programadas, sempre

tendo em conta o conhecimento que se tem do sistema, para assim determinar o valor lingüístico de saída ótimo. Finalmente, o processo de desfuzzificação consiste em converter o valor lingüístico de saída ótimo em um valor numérico correspondente ao valor de sinal de comando que atuará diretamente nos amortecedores MR.

Desta maneira, o presente capítulo apresentará de forma geral as noções básicas que regem o conceito de lógica difusa, mostrando um marco teórico que servirá para definir e entender os processos de fuzzificação, tomada de decisões e desfuzzificação realizados pelo controlador projetado. Assim, a eficiência e o desempenho do algoritmo de controle baseado em conjuntos difusos serão verificados, confrontando as respostas obtidas, na estrutura estudada, empregando o projeto de controle difuso com as diferentes estratégias de controle utilizadas ao longo do trabalho, alcançando tal objetivo mediante a excitação de cada um dos modelos com os registros de aceleração definidos no Capítulo 5.

## **7.2 – NOÇÕES BÁSICAS DE LÓGICA DIFUSA**

Klir e Yuan (1995) definem o conceito de lógica como o estudo de métodos e princípios do raciocínio humano. Por sua parte, Ross (2004) indica que a lógica em humanos é uma maneira quantitativa de desenvolver um processo de raciocínio que pode ser reproduzido e manipulado mediante a utilização de preceitos matemáticos. Estas duas definições permitem inferir que a lógica é basicamente a forma e a ordem como um indivíduo encadeia juízos e pensamentos.

O tipo de lógica mais utilizada e estudada é a lógica clássica, que é aquele subconjunto que se ocupa das proposições que devem ser necessárias para definir que um conceito é verdadeiro ou falso. Assim, este tipo de lógica fundamenta-se na suposição de que cada proposição deverá ser falsa ou, de modo contrário, verdadeira. Desta forma, o principal objetivo da lógica clássica é o estudo de regras que permitam que novas variáveis lógicas sejam produzidas como funções de variáveis já existentes. Para explicar melhor este conceito apresenta-se o seguinte exemplo tomado de Chen e Pham (2001):

Suponha-se que se têm  $n$  variáveis lógicas, onde:

$x_1$  é verdade;

$x_2$  é falso;

:

:

$x_n$  é falso;

Então, uma nova variável lógica,  $y$ , pode ser definida mediante uma regra que seja função de  $x_1, x_2, \dots, x_n$  e que represente um valor particular (verdade ou falso). Assim, um exemplo da regra pode ser o seguinte:

*SE  $x_1$  é verdade E  $x_2$  é falso E.....E  $x_n$  é falso ENTÃO  $y$  é falso.*

Não obstante, em diversos problemas é comumente aceitável que diversas proposições sejam parcialmente verdadeiras e falsas ao mesmo tempo. Portanto, para este tipo de situações, a lógica clássica talvez não seja a melhor forma de analisar e tentar solucionar o problema abordado. Para tal fim, uma aproximação baseada em múltiplas variáveis lógicas que incluem conceitos intermediários entre falso e verdadeiro tem sido proposta e desenvolvida ao longo dos últimos anos; esta nova abordagem recebe o nome de lógica difusa.

O conceito de lógica difusa foi concebido pelo professor Lotfi A. Zadeh na década de 1960 com o objetivo de proporcionar fundamentos que permitiram utilizar raciocínio aproximado através de proposições imprecisas baseadas na teoria de conjuntos difusos, de forma análoga como o raciocínio clássico utiliza proposições precisas baseadas na teoria de conjuntos clássica (Chen e Pham, 2001). Assim, a lógica difusa oferece uma inferência matemática que permite aproximar as capacidades do raciocínio humano para ser utilizadas em problemas em que se tenha um conhecimento amplo e suficiente do sistema analisado, permitindo a modelagem de sistemas complexos mediante a representação e manipulação de conhecimentos imperfeitamente descritos, vagos ou imprecisos (Tanscheit e Sharf, 1990).

A lógica difusa tem-se mostrado uma ferramenta efetiva na solução de problemas de controle, pois a partir de dados reais do desempenho do sistema analisado, é possível inferir um conjunto de funções ou de parâmetros classificatórios que permitam determinar

uma ação de controle a efetuar. Com isto o projeto de controle se simplifica muito evitando a solução de equações diferenciais, a utilização de artifícios matemáticos complexos e reduzindo o gasto computacional próprio de problemas de controle.

Como apresentado na Figura 7.1, o funcionamento de um sistema baseado em lógica difusa fundamenta-se em três etapas: fuzzificação do problema, tomada de decisões e desfuzzificação das decisões tomadas. A seguir será apresentada uma breve descrição dos conjuntos difusos e de cada uma das etapas empregadas no projeto de controle utilizando lógica difusa.

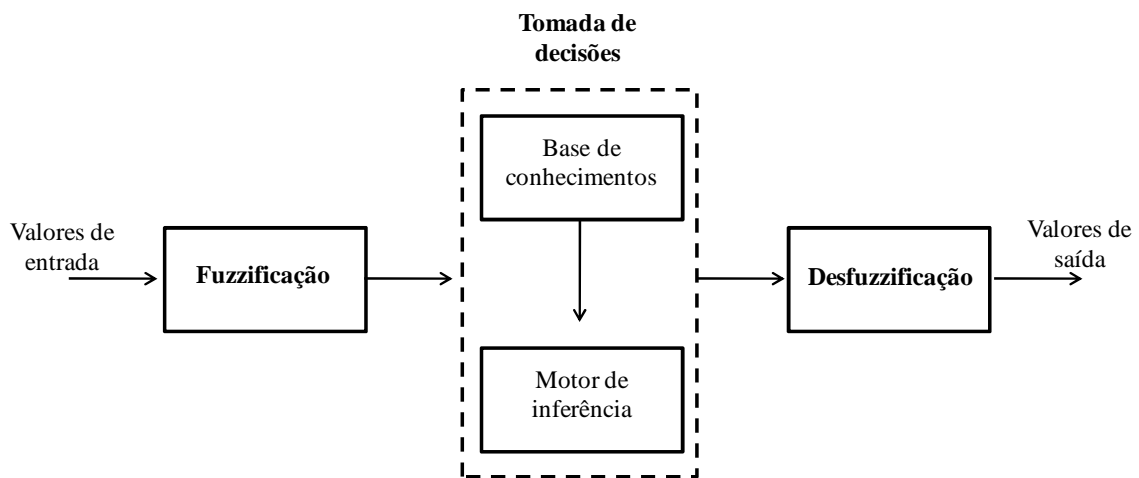


Figura 7.1 – Funcionamento de um sistema difuso.

### 7.2.1 – Conjuntos difusos

Os conjuntos difusos são conjuntos que contém elementos que possuem graus de pertinência variáveis. Os elementos pertencentes a um conjunto difuso podem ser membros de outros conjuntos difusos, desde que estejam relacionados no mesmo universo. Os elementos de um conjunto difuso  $A$ , são mapeados num determinado universo  $X$  de graus de pertinência mediante um conjunto de funções que se ocupam de converter-lhes em valores numéricos dentro de um intervalo especificado (geralmente o intervalo  $[0,1]$ ), este mapeamento é normalmente definido na literatura como:

$$\mu_A(x) \in [0,1] \quad (7.1)$$



Onde o símbolo  $\mu_A(x)$  representa o grau de pertinência de um elemento  $x$  no conjunto difuso  $A$ . Portanto,  $\mu_A(x)$  é o valor no intervalo unitário que mede o grau em que o elemento  $x$  pertence ao conjunto difuso  $A$ .

Quando o universo analisado  $X$  é discreto e finito, o conjunto difuso  $A$  pode ser definido como:

$$A = \sum_i \frac{\mu_A(x_i)}{x_i} \quad (7.2)$$

Já para o caso em que o universo  $X$  é contínuo e infinito, o conjunto difuso  $A$  se define como:

$$A = \int \frac{\mu_A(x)}{x} \quad (7.3)$$

Estes tipos de conjuntos foram projetados para representar matematicamente incerteza e hesitação, e para proporcionar ferramentas formais que ajudem a lidar com problemas que apresentam imprecisão intrínseca. Estes tipos de conjuntos são uma generalização dos conjuntos tradicionais, onde os grupos são rotulados qualitativamente usando termos lingüísticos (como por exemplo: forte, fraco, branco, negro, gordo, magro, etc.) e os elementos dos conjuntos são caracterizados variando o grau de pertinência. Assim, por exemplo, um automóvel que desenvolve uma velocidade de 320km/h e outro automóvel que desenvolve uma velocidade de 290km/h pertencem ao conjunto veloz, embora o automóvel que atinge uma velocidade superior tenha um grau de pertinência maior neste conjunto.

As geometrias dos conjuntos difusos podem ser das mais variáveis formas, abarcando funções de pertinência contínuas ou discretas. Talvez a função de pertinência mais comum seja a de forma triangular, não obstante, vários outros tipos de funções são encontrados em numerosos trabalhos (Harris, 2006; Klir e Yuan, 1995; Chen e Pham, 2001), sendo algumas destas apresentadas na Figura 7.2.

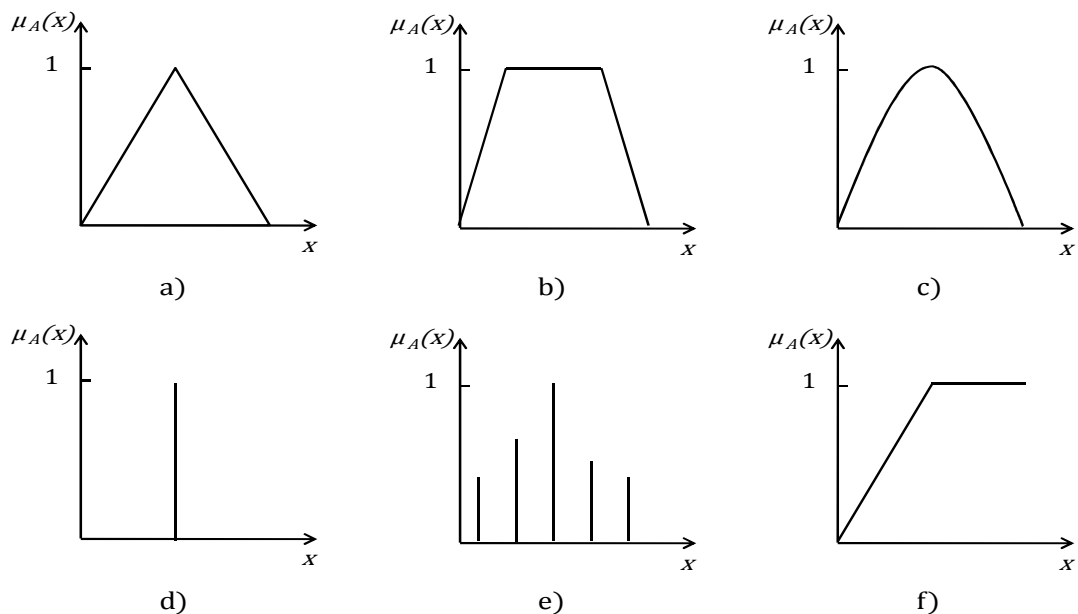


Figura 7.2 – Formas de diferentes tipos de funções de pertinência: a) Função triangular, b) Função trapezoidal, c) Função curva, d) Função singleton, e) Função discreta e f) Função linear por partes.

### 7.2.2 – Fuzzificação

A primeira etapa de um projeto que utilize a lógica difusa como ferramenta de análise e solução é a denominada fuzzificação. O processo de fuzzificação pode ser definido como a conversão do conjunto de entradas numéricas em conjuntos difusos. As operações realizadas na lógica difusa são efetuadas em termos de conjuntos difusos, assim, os dados de entrada deverão ser expressos como conjuntos difusos ou singletons (elementos unitários), que são um tipo especial de conjunto difuso. Os valores de entrada precisam ser designados como valores de pertinência de um ou mais conjuntos difusos em que o universo analisado tenha sido dividido. Estes valores de pertinência são determinados a partir da interseção do conjunto de dados com os conjuntos difusos do universo selecionado.

### 7.2.3 – Tomada de decisões

Uma vez concluído o processo de fuzzificação procede-se com o seguinte estágio do projeto, esta etapa é conhecida como a fase de tomada de decisões. Neste passo, um motor de inferência é empregado com o objetivo de determinar os valores de saída do projeto.

Para isso, o sistema de inferência apóia-se de uma base de conhecimentos construída a partir da informação disponível do sistema analisado. Esta base de conhecimentos está constituída por uma base de dados (funções de pertinência) e por um conjunto de regras que descrevem o sistema (variáveis lingüísticas, formato de regras condicionais, etc.).

#### 7.2.4 – Defuzzificação

A etapa final no processo de aplicação da lógica difusa para resolver um problema consiste na defuzzificação das decisões tomadas. Mediante este procedimento é possível reduzir o conjunto difuso obtido no final da etapa de tomada de decisões a um singleton, em outras palavras, a defuzzificação é a operação de conversão do conjunto difuso de saída em um valor numérico único. Existem diversos métodos de defuzzificação, sendo os mais comuns o método do centróide e o método da média ponderada dos máximos. A seguir se faz uma breve descrição de cada um deles.

##### 7.2.4.1 – Método do centróide

Este é provavelmente o método mais utilizado. Consiste em determinar o centro de gravidade da distribuição obtida no eixo das abscissas. Assim, para uma distribuição continua ou discreta tem-se, respectivamente:

$$s = \frac{\int_{x=0}^{x=\infty} x da}{\int da} \quad (7.4)$$

$$s = \frac{\sum x_i \delta A_i}{\sum \delta A_i} \quad (7.5)$$

Onde  $s$  é o valor numérico da saída,  $x$  e  $x_i$  são os valores das abscissas do ponto centróide para a distribuição continua e discreta, respectivamente, e  $da$  e  $\delta A_i$  são os valores das áreas entre o grau de pertinência e o eixo das abscissas para cada saída ativada.

### 7.2.4.2 – Método da média ponderada dos máximos

Este método produz um valor numérico considerando a média ponderada dos valores centrais ativados, sendo os pesos os graus de pertinência, assim tem-se:

$$s = \frac{\sum \mu_i x_i(max)}{\sum \mu_i} \quad (7.6)$$

Onde  $s$  é o valor numérico da saída,  $\mu_i$  são os graus de pertinência e  $x_i(max)$  são os valores centrais no eixo das abscissas ativados.

## 7.3 – PROJETO DE CONTROLE DESENVOLVIDO COM BASE EM LÓGICA DIFUSA

O esquema do projeto de controle difuso desenvolvido para reduzir as vibrações do pórtico pode ser visto na Figura 7.3.

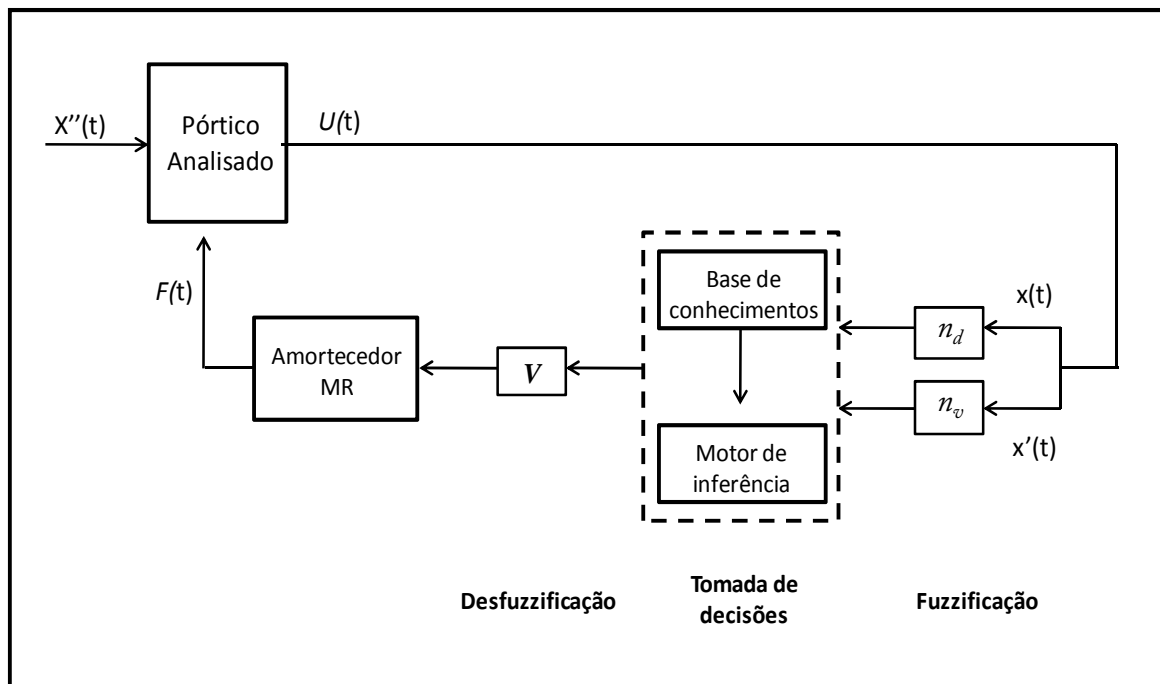


Figura 7.3 – Projeto de controle desenvolvido com base em lógica difusa.

O controlador descrito nesta seção fundamenta-se em grande parte nos trabalhos desenvolvidos por Liu *et al.* (2001) e Dias (2005). Com base nesses trabalhos, foram

utilizadas como variáveis de entrada do controlador os valores dos deslocamentos e velocidades do primeiro andar do pórtico analisado, enquanto que a variável de saída corresponderia à voltagem a aplicar nos amortecedores MR.

O processo de fuzzificação dos valores de entrada do controlador inicia empregando duas funções lineares, uma para o deslocamento e a outra para a velocidade, utilizadas para normalizar as respostas da estrutura no universo das funções de pertinência definido entre  $[-1, 1]$ . As funções lineares utilizadas neste trabalho para tal fim foram:

$$n_d = k_d * x \quad (7.7)$$

$$n_v = k_v * \dot{x} \quad (7.8)$$

Onde  $n_d$  e  $n_v$  são, respectivamente, os valores de entrada normalizados no universo das funções de pertinência de deslocamento e velocidade, e  $k_d$  e  $k_v$  são definidos como fatores de escala para o deslocamento e a velocidade, respectivamente. Liu *et al.* (2001) propuseram, baseados em análises de parâmetros, que os fatores de escala poderiam ser calculados como:

$$k_d = \frac{3}{x_{max}} \quad (7.9)$$

$$k_v = \frac{3}{\dot{x}_{max}} \quad (7.10)$$

Onde  $x_{max}$  e  $\dot{x}_{max}$  representam, respectivamente, os valores máximos de deslocamento e velocidade da estrutura não controlada submetida a uma excitação qualquer. Para determinar os fatores de escala deste trabalho, a estrutura foi submetida a um registro de aceleração padrão procedente do projeto de pesquisa ReLUIIS-DPC, registro compatível com as excitações que foram utilizadas no sistema, tendo em conta que passou por uma preparação inicial similar que consistia em escalonar-lhe no tempo e em magnitude de acordo com as dimensões da estrutura. Com isto, determinou-se que os fatores de escala a utilizar seriam  $k_d = 612$  e  $k_v = 20$ .

Uma vez determinadas as funções lineares utilizadas para fuzzificar as entradas numéricas do sistema, se passam a definir as funções de pertinência das entradas e da saída do controlador. Para o caso específico das entradas, estas funções consistem de sete triângulos idênticos sobrepostos entre si no meio da base, e definidos ao longo do universo  $[-1, 1]$ . Já as funções de pertinência da saída do controlador (voltagem) consistiram de quatro triângulos iguais sobrepostos entre si também no meio da base e definidos para um universo de funções de pertinência  $[0, 1]$ . Cabe esclarecer que a definição das funções de pertinência do sistema e seus universos são obra de Liu *et al.* (2001), sendo este conjunto de regras adaptadas ao conhecimento heurístico que se tem do sistema estudado neste trabalho. As Figuras 7.4 e 7.5 apresentam, respectivamente, um esquema das funções de pertinência das entradas e da saída do controlador projetado.

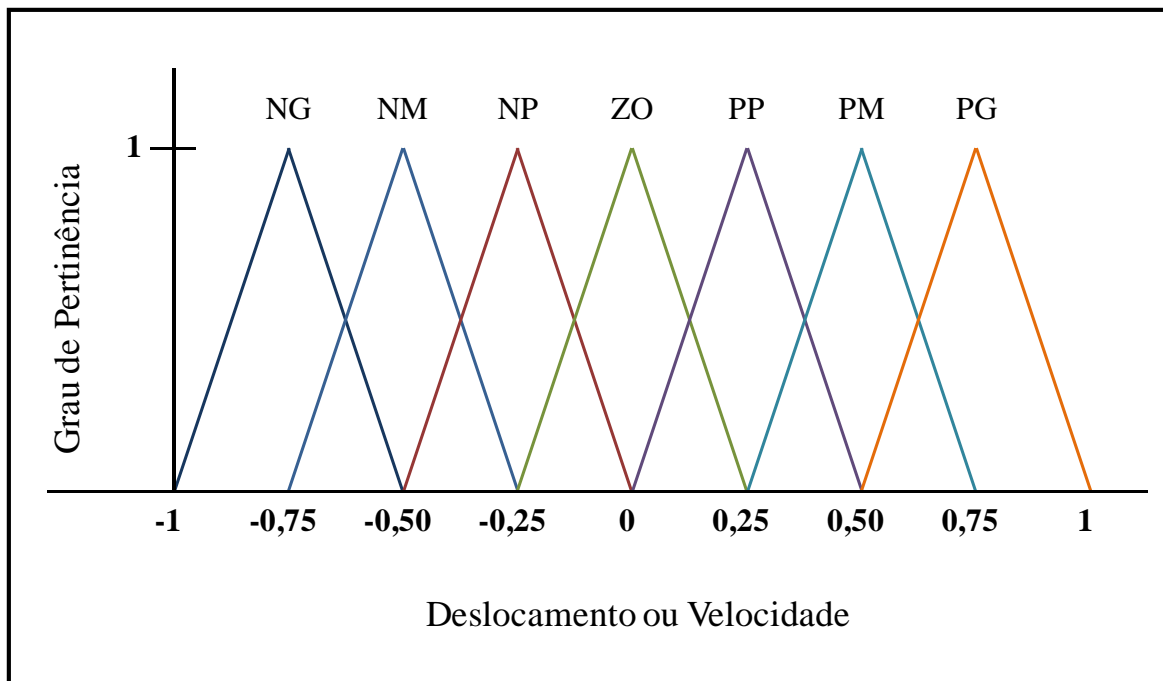


Figura 7.4 – Funções de pertinência das entradas do controlador.

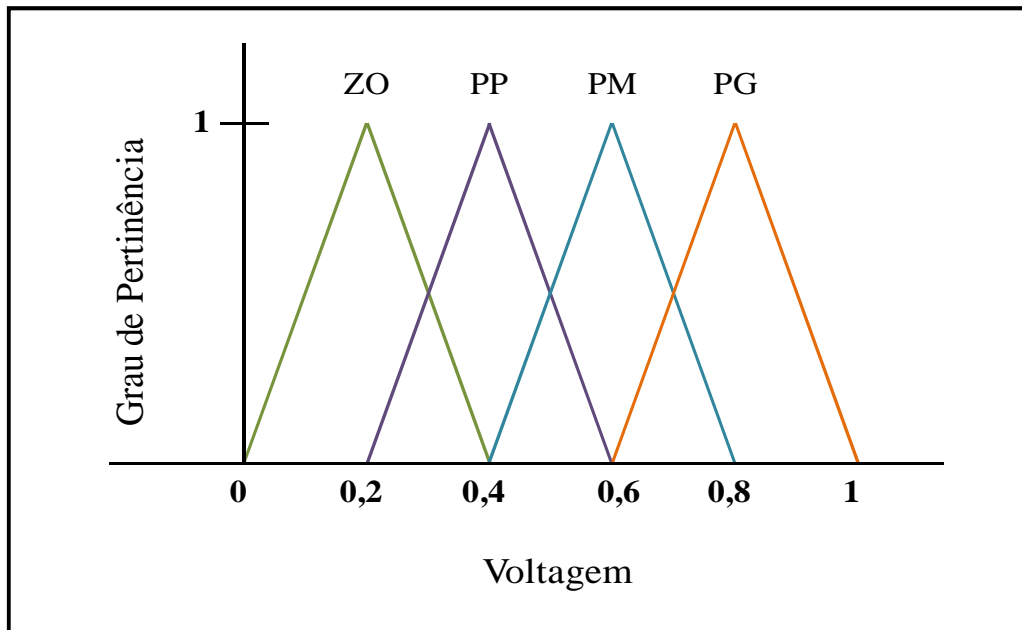


Figura 7.5 – Funções de pertinência das saídas do controlador.

Os valores lingüísticos difusos NG, NM, NP, ZO, PP, PM e PG referem-se, respectivamente, a negativo grande, negativo mediano, negativo pequeno, zero, positivo pequeno, positivo mediano e positivo grande.

A etapa de tomada de decisões será executada com base num motor de inferência, que está ligado a uma base de conhecimentos e que funcionará de acordo ao grau de pertinência das entradas do controlador. Liu *et al.* (2001) desenvolveram um sistema de regras de inferência que permitem calcular a voltagem necessária para que os dispositivos de controle dissipem eficientemente a energia que entra na estrutura analisada, este sistema esta baseado no seguinte principio básico: Se a estrutura se encontra fora de sua posição neutra e a tendência de seu movimento é a de afastar-lhe ainda mais da posição neutra, então a voltagem aplicada deve ser aumentada para incrementar assim a capacidade de amortecimento. Porém, se a estrutura se encontra fora de sua posição neutra e a tendência de seu movimento é a de aproximar-lhe a sua posição neutra, então pouca ou nenhuma voltagem é necessária. A Tabela 7.1 apresenta o sistema de inferência desenvolvido por Liu *et al.* (2001).

Tabela 7.1 – Sistema de inferência utilizado (Modificado de Liu *et al.*, 2001).

<b>D \ V</b>	<b>NG</b>	<b>NM</b>	<b>NP</b>	<b>ZO</b>	<b>PP</b>	<b>PM</b>	<b>PG</b>
<b>NG</b>	PG	PG	PG	PM	ZO	ZO	ZO
<b>NM</b>	PG	PG	PG	PP	ZO	ZO	PP
<b>NP</b>	PG	PG	PG	ZO	ZO	PP	PM
<b>ZO</b>	PG	PM	PP	ZO	PP	PM	PG
<b>PP</b>	PM	PP	ZO	ZO	PG	PG	PG
<b>PM</b>	PP	ZO	ZO	PP	PG	PG	PG
<b>PG</b>	ZO	ZO	ZO	PM	PG	PG	PG

O grau de pertinência da saída do controlador será determinado mediante o conhecido método dos mínimos, o qual consiste em selecionar o grau de pertinência de saída igual ao grau de pertinência da entrada menor.

Finalmente, a estratégia de desfuzzificação será inicializada utilizando o método do centróide, o qual permitira determinar um valor de voltagem a partir das áreas sobrepostas das funções de pertinência de saída. O valor de voltagem obtido mediante o método do centróide se encontra no universo [0, 1], portanto é necessário utilizar um fator de escala que mapeie os valores de saída do universo difuso [0, 1] ao universo real [0, 2,5]. O fator de escala utilizado neste trabalho corresponde a:

$$V = 2,5 * \left( \frac{5}{3} * s - \frac{1}{3} \right) \quad (7.11)$$

Onde  $V$  é o valor de voltagem a aplicar aos amortecedores MR e  $s$  é o valor numérico da saída do método do centróide. O processo de desfuzzificação do controlador utilizado neste trabalho foi projetado de tal forma que se o valor de voltagem  $V$  ultrapassa o valor máximo de voltagem permitido na análise (2,5 volts) ele automaticamente substitui o valor determinado em (7.11) pelo valor de voltagem máxima estipulada.



### 7.3.1 – Exemplo numérico do funcionamento do controlador difuso projetado

A seguir será apresentado um exemplo numérico do funcionamento do controlador difuso projetado, com o objetivo de facilitar a compreensão do método de controle proposto. Suponha-se que num instante quaisquer de tempo têm-se valores de deslocamento e velocidade na estrutura de  $2,34 \times 10^{-4} \text{m}$  e  $3,43 \times 10^{-2} \text{m/s}$ , respectivamente. O controlador difuso projetado calculará a voltagem requerida pelos amortecedores MR para produzir uma força de controle que reduza a resposta da estrutura por meio dos seguintes passos:

- 1) Cálculo dos valores  $n_d$  e  $n_v$ : Para o exemplo proposto  $n_d = 0,14$  e  $n_v = 0,69$ .
- 2) Cálculo dos graus de pertinência dos valores difusos de entrada: Os graus de pertinência são calculados por meio das funções de pertinência selecionadas para as entradas do controlador. Os resultados obtidos no exemplo numérico são apresentados na Figura 7.6.

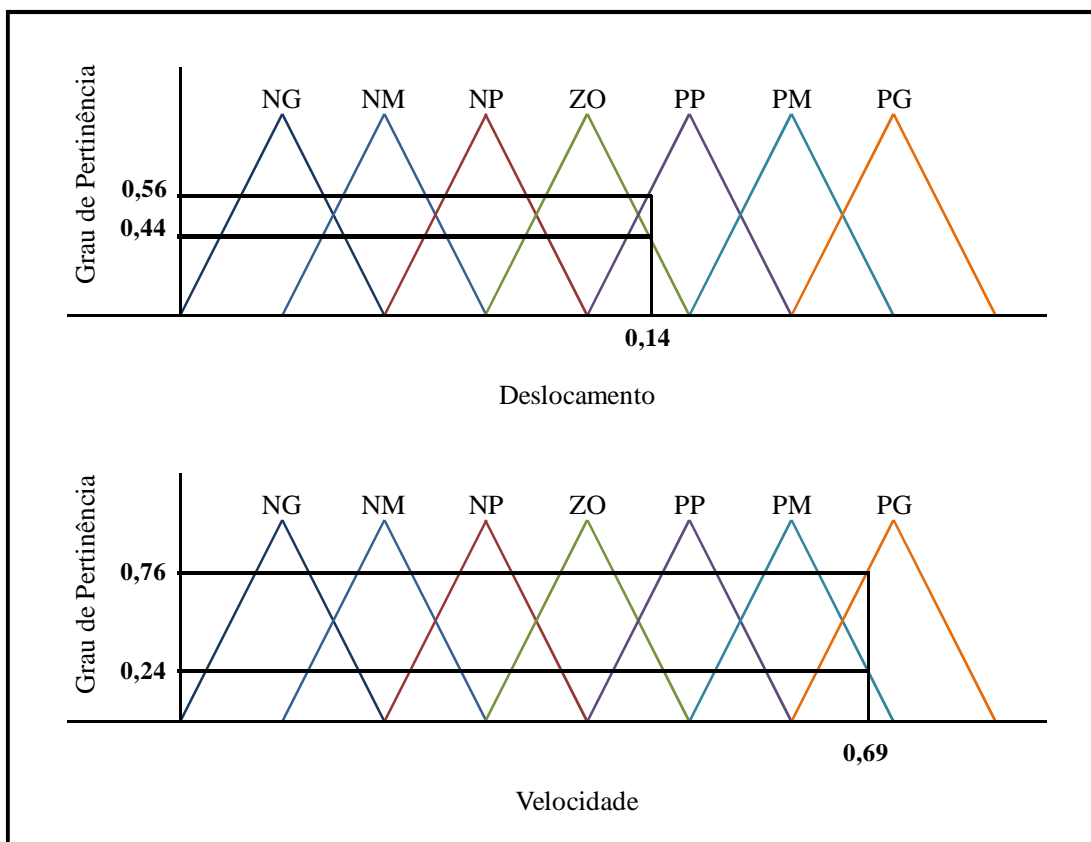


Figura 7.6 – Determinação dos graus de pertinência dos valores de entrada do exemplo proposto.

3) Cálculo dos graus de pertinência dos valores difusos de saída do controlador: Com base no sistema de inferência selecionado (Tabela 7.1) e do método dos mínimos, são determinados os graus de pertinência da saída do controlador. A Tabela 7.2 ilustra o procedimento executado para o exemplo numérico proposto.

Tabela 7.2 – Cálculo dos graus de pertinência da saída do controlador para o exemplo proposto.

Função de pertinência do deslocamento	Função de pertinência da velocidade	Função de pertinência da voltagem de acordo com o sistema de inferência	Grau de pertinência da voltagem calculado com base no método dos mínimos
PP	PM	PG	0,24
PP	PG	PG	0,56
ZO	PM	PM	0,24
ZO	PG	PG	0,44

Portanto, os valores lingüísticos das funções de pertinência da saída do controlador são PG e PM, ambas com um grau de pertinência igual a 0,24 (método dos mínimos). A Figura 7.7 apresenta o resultado obtido.

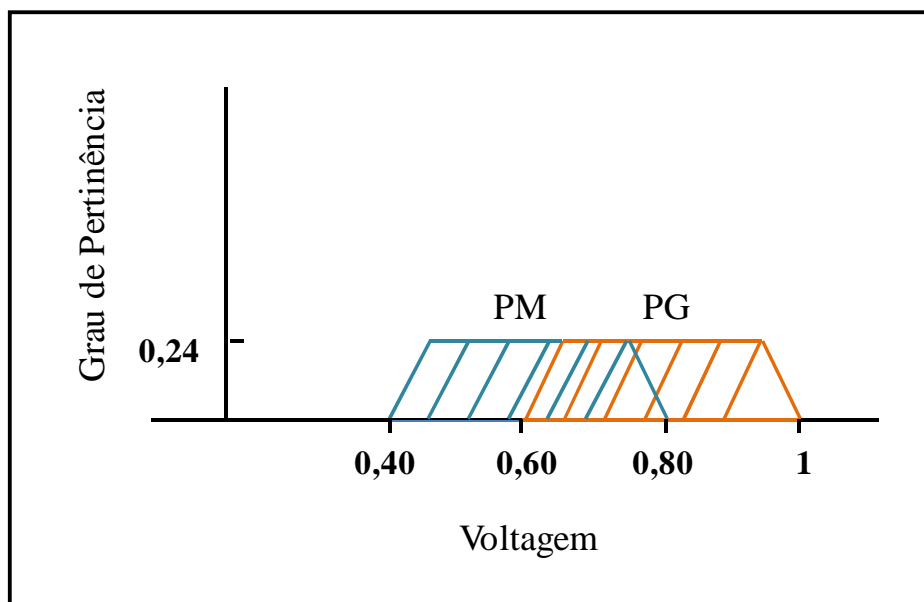


Figura 7.7 – Determinação dos graus de pertinência dos valores de saída do exemplo proposto.

4) Determinação do valor numérico de saída do controlador: O próximo passo do processo consiste em determinar o valor numérico de saída do controlador. Esta etapa é realizada com o auxílio do método do centróide. Para o exemplo analisado este valor é igual a 0,70.

5) Cálculo do valor de voltagem real a aplicar nos amortecedores MR: Finalmente, o sinal de comando do controlador é calculado através da equação (7.11). Para o caso do exemplo numérico estudado, o valor de voltagem a aplicar nos dispositivos controladores deveria ser igual a 2,08 volts.

## **7.4 – RESULTADOS OBTIDOS**

Definidos os princípios básicos de funcionamento do controlador difuso proposto, passa-se a examinar o desempenho do mencionado controlador quando utilizado no pórtico objeto de estudo deste trabalho. Desta maneira, a estrutura foi novamente submetida às duas excitações definidas no Capítulo 5, sendo os resultados e as análises correspondentes apresentadas a seguir.

### **7.4.1 – Modelo submetido à ação da aceleração “A” utilizando o projeto de controle desenvolvido com base em lógica difusa**

A redução das respostas da estrutura controlada mediante lógica difusa quando submetida à ação do registro de aceleração “A” foi bastante satisfatória. Os valores máximos do deslocamento, da velocidade e da aceleração do primeiro andar foram, respectivamente, de 0,0022m, 0,0622m/s e 2,3056m/s<sup>2</sup> os quais representam reduções de 55,10%, 57,57% e 52,52% com respeito aos valores de pico do sistema sem controle. Assim mesmo, a diferença entre os valores *RMS* da estrutura com controle difuso e sem controle permite calcular porcentagens de redução iguais a 81,57%, 83,45% e 82,60%, respectivamente, para o deslocamento, a velocidade e a aceleração. Analisando os valores da resposta do segundo andar da estrutura, pode-se observar que estes apresentam um comportamento estável com relação às porcentagens de reduções de picos e de valores *RMS*, seguindo a tendência mostrada pelos resultados obtidos no primeiro andar do pórtico. Desta maneira, valores de pico de 0,0050m, 0,1380m/s e 4,2408m/s<sup>2</sup> foram atingidos, respectivamente,

para o deslocamento, a velocidade e a aceleração no segundo andar da estrutura controlada. Esses valores equivalem a porcentagens de reduções de pico de resposta de 54,55%, 58,89% e 58,32% quando comparados com as respostas do sistema sem controle. Do mesmo modo, porcentagens de redução dos valores *RMS* do deslocamento, da velocidade e da aceleração de 81,69%, 83,32% e 83,37%, respectivamente, foram alcançadas com a estratégia de controle empregada.

A Tabela 7.3 apresenta os valores de resposta máxima e *RMS* de cada andar da estrutura quando submetida à ação da aceleração “A” na base. Igualmente, valores de redução em termos de porcentagens de cada uma das respostas são apresentados, observando que as porcentagens de redução correspondem a valores deduzidos da comparação das respostas do sistema controlado pelo projeto proposto com os valores de resposta da estrutura sem controle.

Tabela 7.3 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelo controle semi-ativo baseado em lógica difusa quando submetido à ação da aceleração “A”.

	Valores de resposta	Primeiro Andar	Segundo Andar
<b>Deslocamento</b>	<b>Pico máximo (m)</b>	0,0022	0,0050
	<b>Reduções pico (%)</b>	55,10	54,55
	<b>Valor <i>RMS</i> (m)</b>	0,0002	0,0006
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	81,57	81,69
<b>Velocidade</b>	<b>Pico máximo (m/s)</b>	0,0622	0,1380
	<b>Reduções pico (%)</b>	57,57	58,89
	<b>Valor <i>RMS</i> (m/s)</b>	0,0072	0,0165
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	83,45	83,32
<b>Aceleração</b>	<b>Pico máximo (m/s<sup>2</sup>)</b>	2,3056	4,2408
	<b>Reduções pico (%)</b>	52,52	58,32
	<b>Valor <i>RMS</i> (m/s<sup>2</sup>)</b>	0,2346	0,5059
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	82,60	83,37

Com a finalidade de mostrar o desempenho do controlador baseado em lógica difusa são apresentadas, a seguir, as Figuras 7.8, e 7.9, as quais mostram o comportamento da resposta da estrutura, ao longo do tempo, em cada andar para o sistema controlado e para o sistema sem controle. Igualmente, as Figuras 7.10 e 7.11 apresentam o comportamento ao longo do tempo da resposta de cada andar da estrutura para cada um dos controladores semi-ativos utilizados neste trabalho, isto com o objetivo de permitir fazer uma análise comparativa mais eficiente do desempenho de cada controlador, o que permitirá mais adiante tirar conclusões sobre o funcionamento de cada algoritmo empregado.

A partir destas figuras foi possível observar como o desempenho do controlador difuso se assemelha de maneira notável à atuação do controlador baseado em redes neurais artificiais, embora a performance do projeto de controle baseado em lógica difusa seja menos eficiente. De maneira geral é possível falar que para este caso específico de excitação o algoritmo que melhor efetuou o trabalho de reduzir a resposta do modelo estrutural analisado foi o controlador LQR, não obstante, isto não aplica à aceleração do primeiro andar do pórtico, onde é notável a superioridade de desempenho por parte dos controladores fundamentados em redes neurais e em lógica difusa.

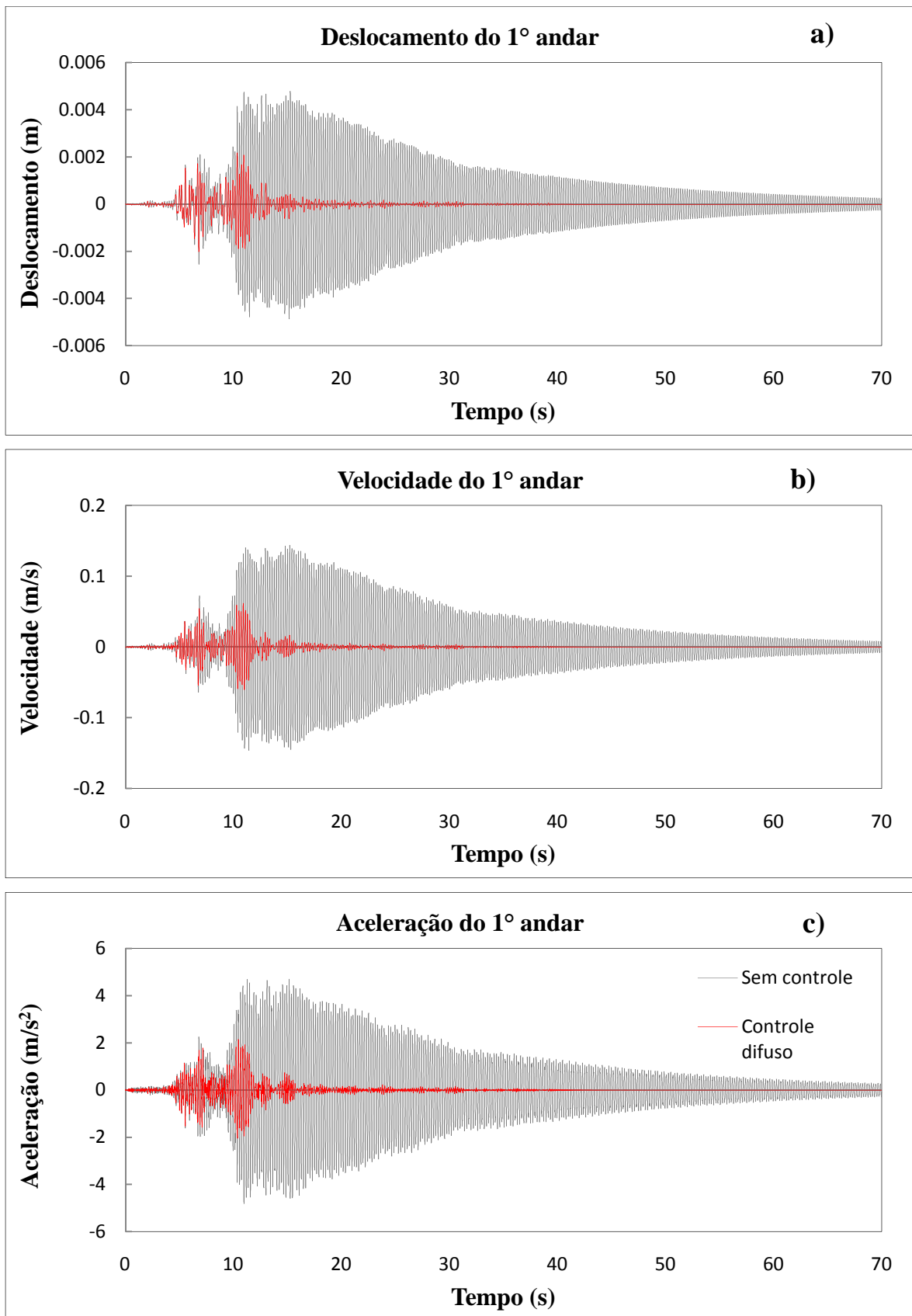


Figura 7.8 – Respostas no primeiro andar do modelo sob a ação da aceleração “A” para os casos sem controle e com controle difuso: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

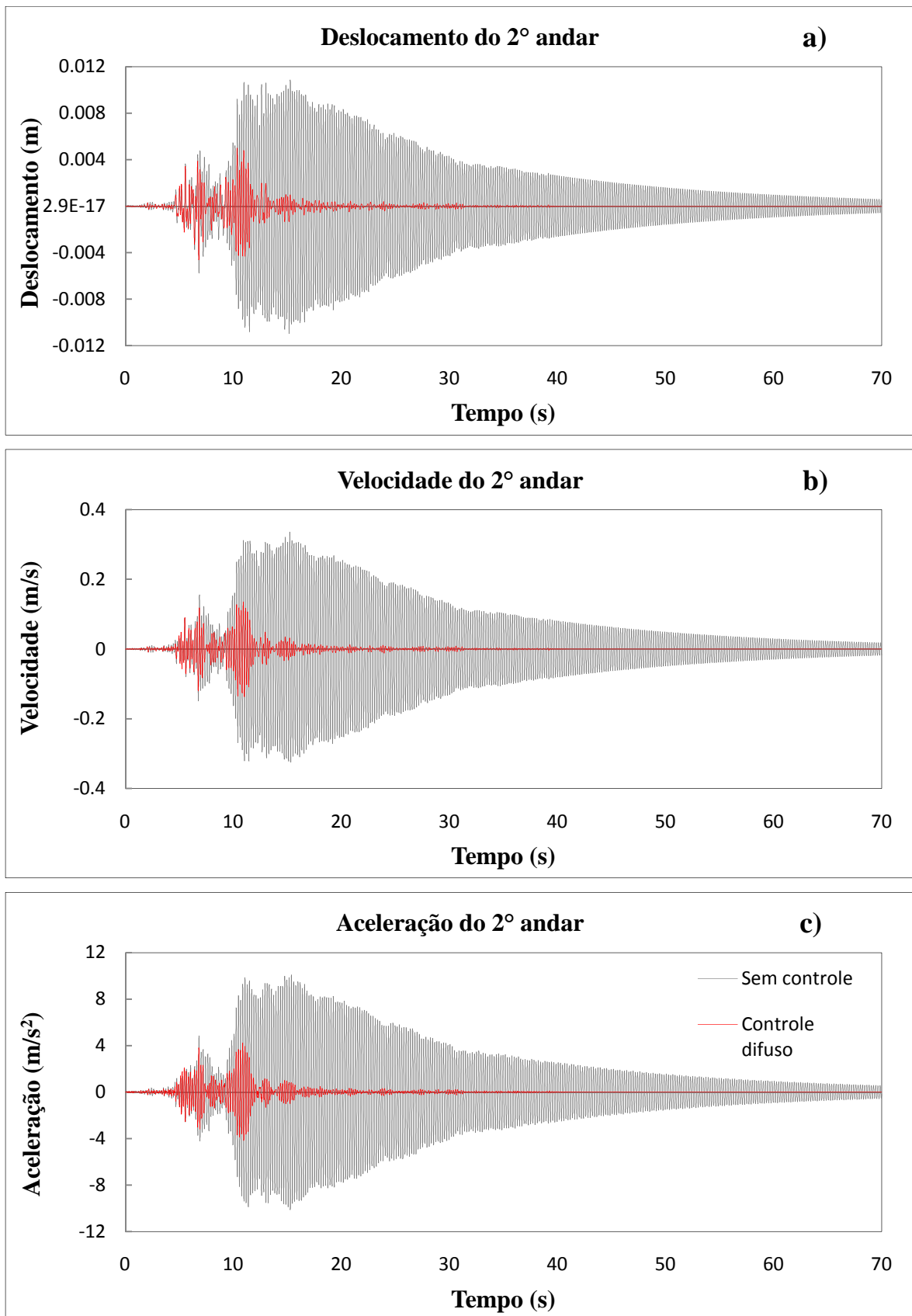


Figura 7.9 – Respostas no segundo andar do modelo sob a ação da aceleração “A” para os casos sem controle e com controle difuso: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

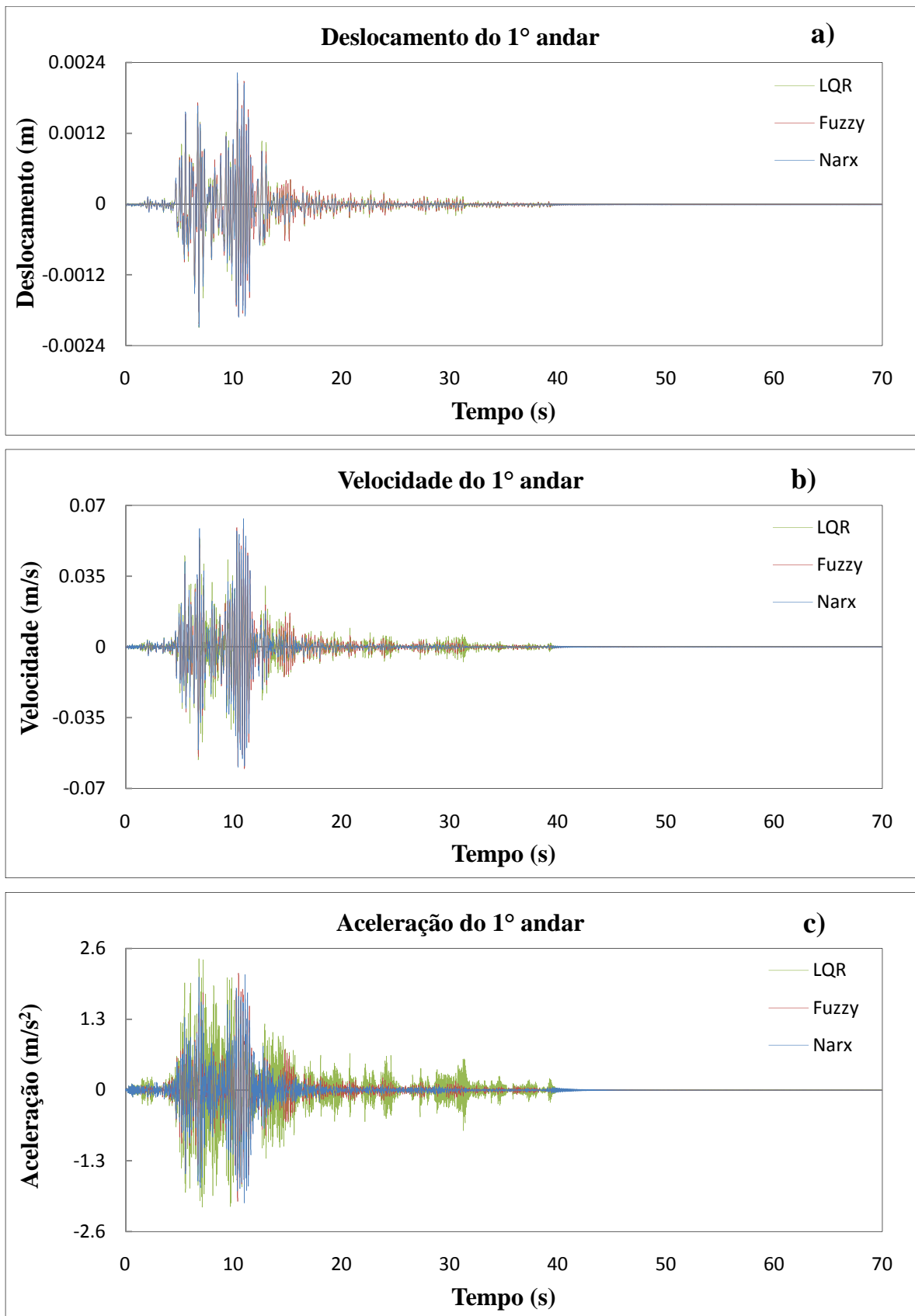


Figura 7.10 – Respostas no primeiro andar do modelo sob a ação da aceleração “A” para os diferentes controladores analisados: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.



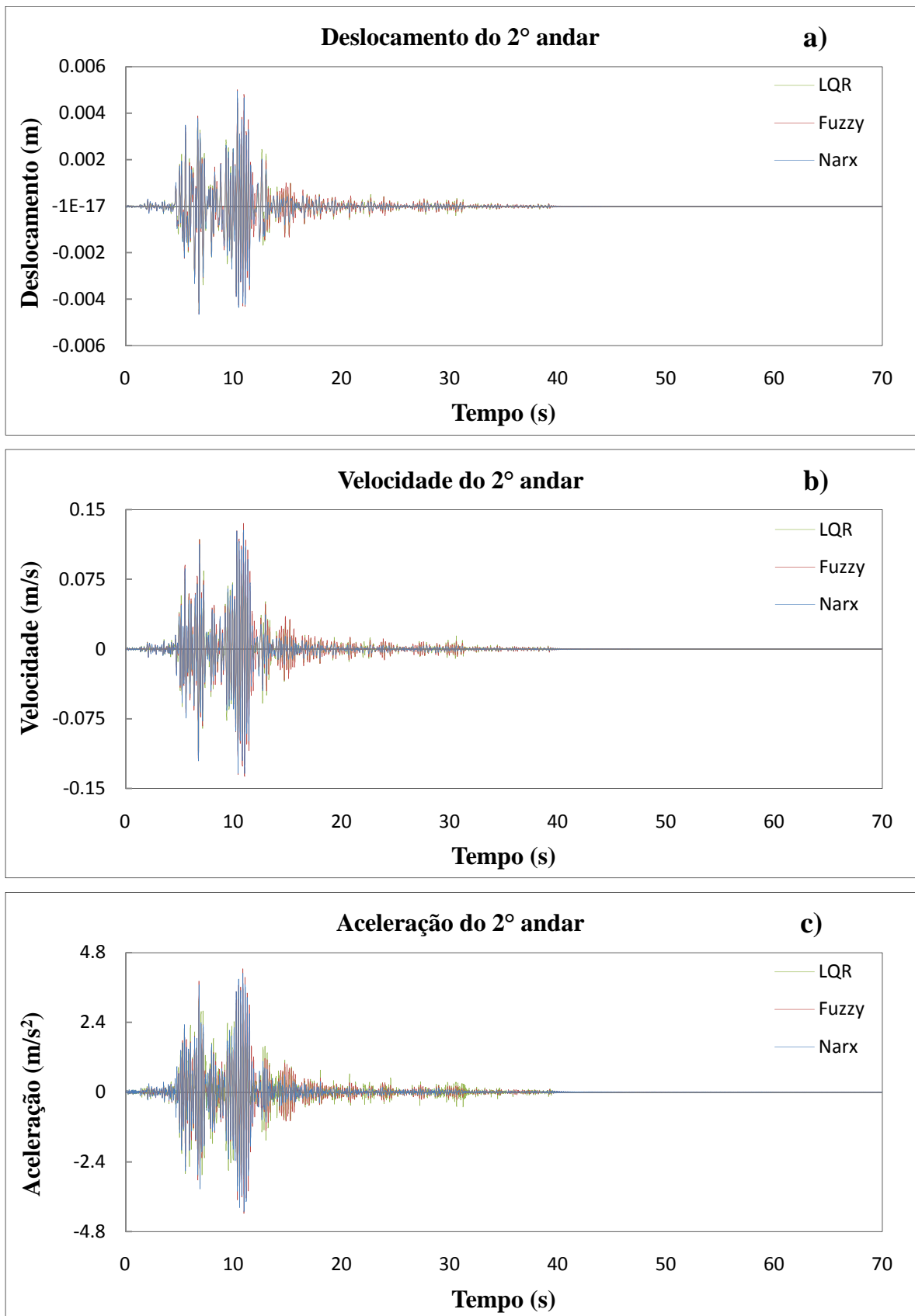


Figura 7.11 – Respostas no segundo andar do modelo sob a ação da aceleração “A” para os diferentes controladores analisados: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

A variação da voltagem do projeto de controle baseado em lógica difusa, para o caso onde o pórtico estudado encontra-se submetido à ação da aceleração “A”, apresenta um comportamento de acordo com a variação da excitação aplicada na estrutura. Deste modo, é possível observar uma faixa de voltagem que permanece praticamente constante durante o tempo em que o registro da aceleração permanece variando, esta faixa de valores corresponde aproximadamente a valores de tensão entre 0.4 e 1.1 volts, embora se atinja em varias partes da análise voltagens inferiores aos citados 0.4 volts. Pode-se afirmar também que a voltagem aplicada pelo controlador fuzzy aos amortecedores ultrapassa unicamente o valor máximo da anteriormente mencionada faixa de tensões durante o espaço de tempo em que o valor da excitação aumenta sua intensidade e atinge seu pico máximo, alcançando desta forma o valor limite de voltagem imposto neste trabalho (2.5 volts). Na Figura 7.12 é possível acompanhar a variação da voltagem ao longo do tempo no sistema controlado por lógica difusa quando a estrutura é submetida ao registro de aceleração denominado “A”.

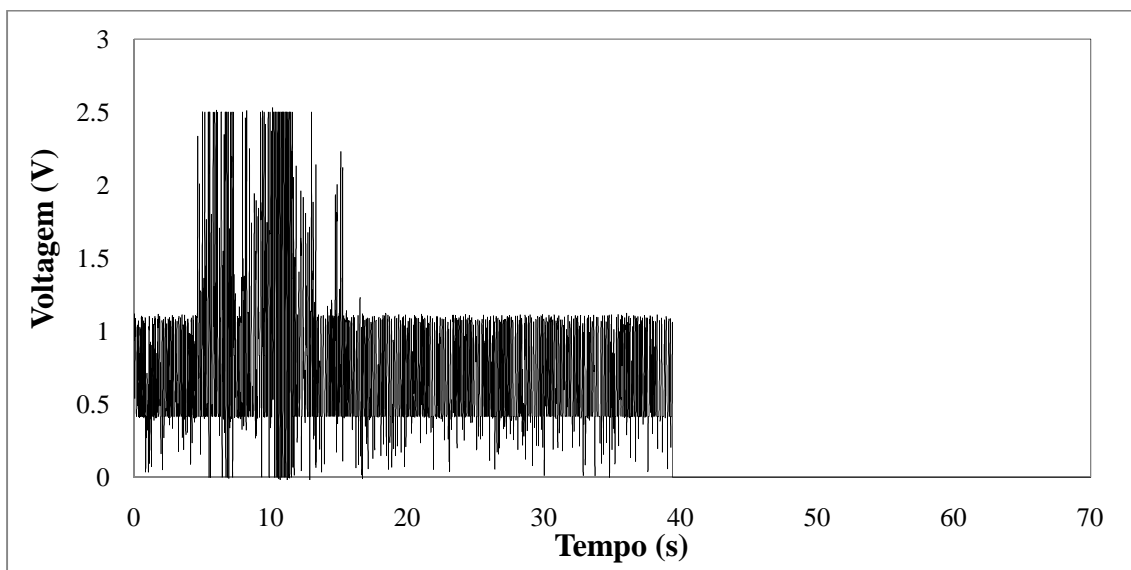


Figura 7.12 – Variação da voltagem ao longo do tempo no sistema controlado por lógica difusa quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “A”.

Com base na Figura 7.13, pode-se apreciar também a variação da força de controle administrada ao sistema em relação ao tempo, ao deslocamento e a velocidade da estrutura controlada. Destaca-se desta figura o comportamento pouco convencional do gráfico “Força *versus* Deslocamento” que apresenta uma forma distorcida da representação comumente obtida, isto devido provavelmente a variações rápidas e bruscas da voltagem.

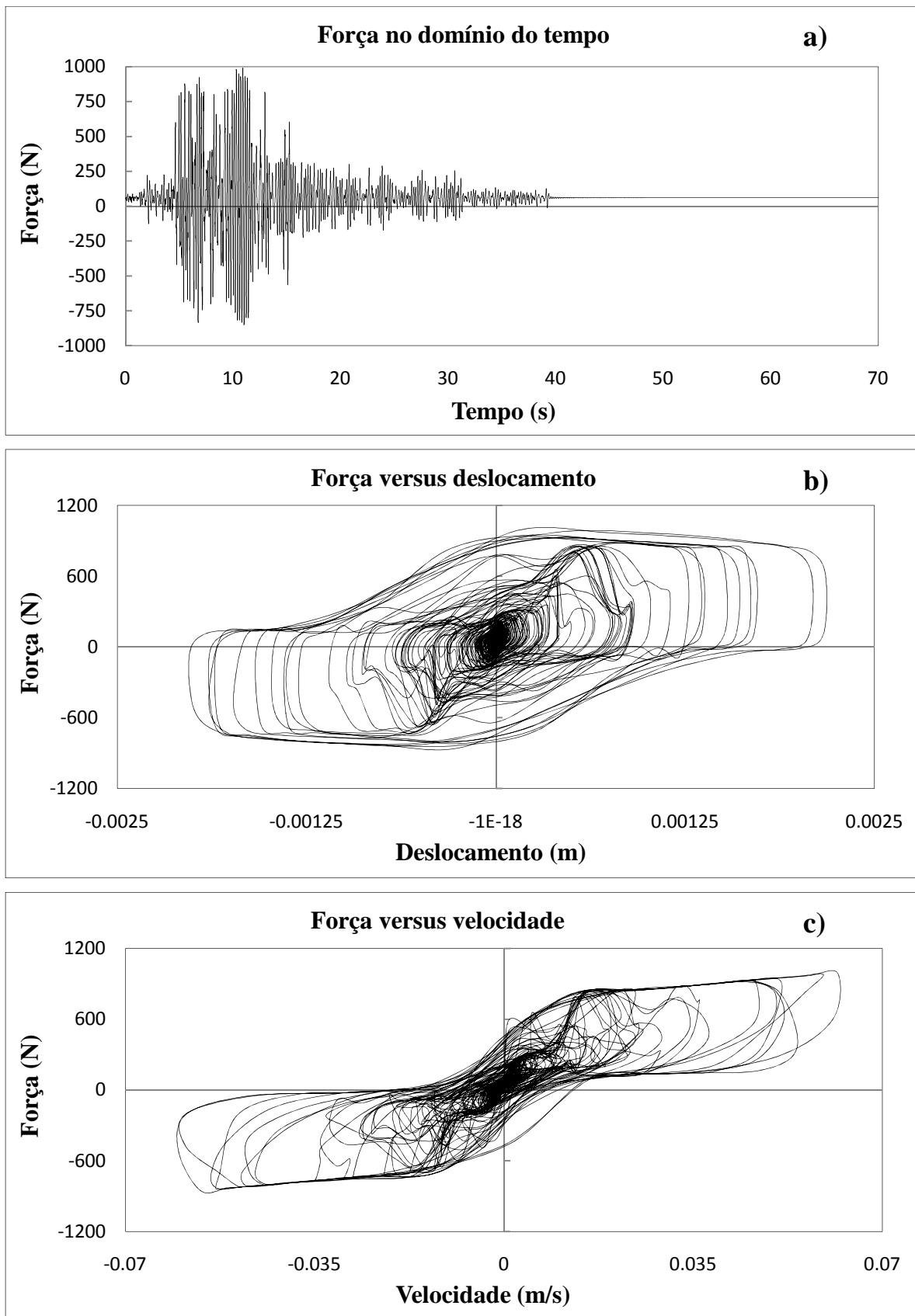


Figura 7.13 – Comportamento da força dos amortecedores MR no sistema controlado por lógica difusa quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “A”. Variações em relação a: a) Tempo, b) Deslocamento e c) Velocidade.

Complementando a análise da performance do projeto de controle difuso quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “A”, foram calculados também os índices de desempenho definidos no Capítulo 5. Os valores destes índices podem ser observados na Tabela 7.4.

Tabela 7.4 – Índices de desempenho do sistema controlado mediante lógica difusa submetido à ação da aceleração “A”.

Estratégia de controle	I <sub>1</sub>		I <sub>2</sub>		I <sub>3</sub>		I <sub>4</sub>	
	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2
Baseada em lógica difusa	0,4487	0,4558	0,4245	0,4110	0,4748	0,4168	0,4487	0,4630

Os índices de desempenho obtidos para o sistema controlado mediante lógica difusa corroboram a conclusão obtida na análise das respostas do sistema, isto é, para este registro de aceleração o projeto de controle difuso apresenta um desempenho satisfatório, bastante similar ao obtido com o controlador baseado em redes neurais artificiais. Para este caso de carregamento específico, é possível verificar que todos os índices de desempenho do sistema difuso são maiores para os dois andares da estrutura quando confrontados com os índices de desempenho estimados para o controlador LQR, tendo como única exceção o índice da medida normalizada do pico de aceleração do primeiro andar (índice I<sub>3</sub> do primeiro andar), o qual é superior para o caso em que o projeto de controle LQR é empregado. Já quando os índices de desempenho do controle baseado em lógica difusa são comparados com os índices obtidos na estratégia de controle mediante redes *NARX*, se nota certo equilíbrio entre eles, especialmente nos índices I<sub>1</sub> e I<sub>4</sub>, embora os números apresentados no controle por redes neurais mostrem uma leve superioridade no desempenho deste. Procurando mostrar melhor as diferenças entre os valores dos índices de desempenho obtidos, são apresentadas as Figuras 7.14, 7.15, 7.16 e 7.17 nas quais são mostrados os diferentes valores dos índices para todos os controladores utilizados neste trabalho.

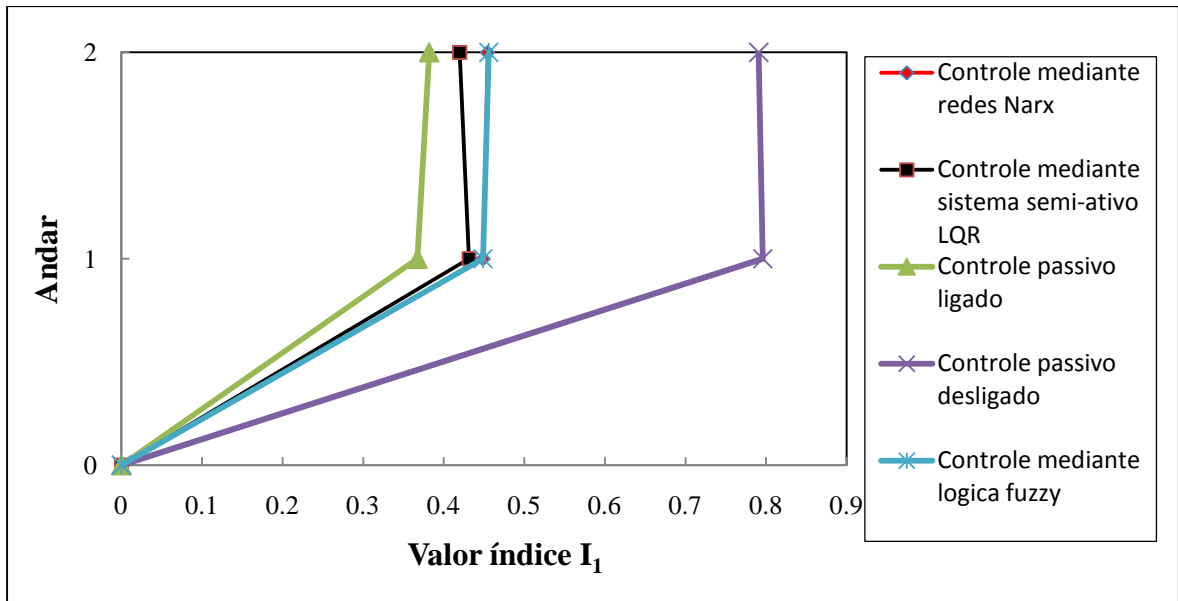


Figura 7.14 – Variação do índice  $I_1$  para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “A”.

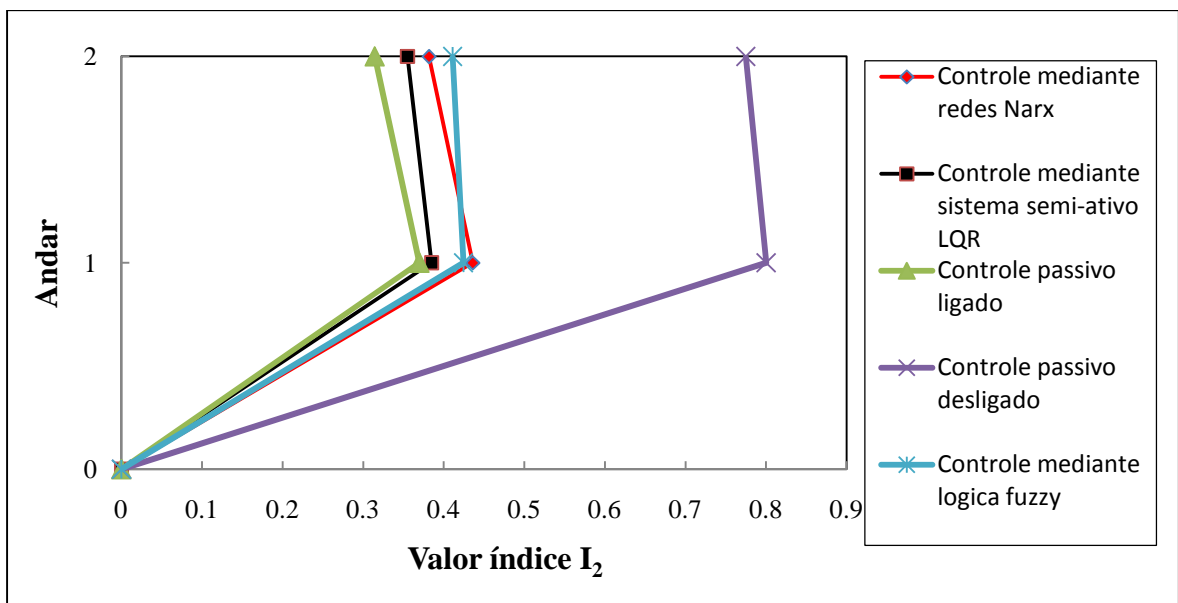


Figura 7.15 – Variação do índice  $I_2$  para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “A”.

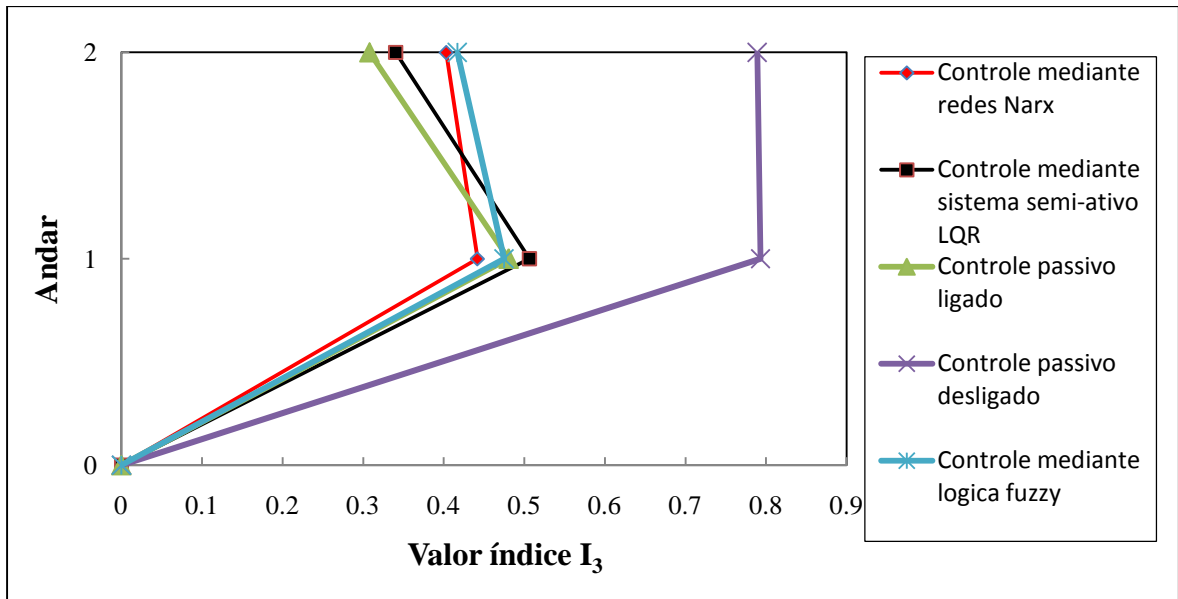


Figura 7.16 – Variação do índice  $I_3$  para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “A”.

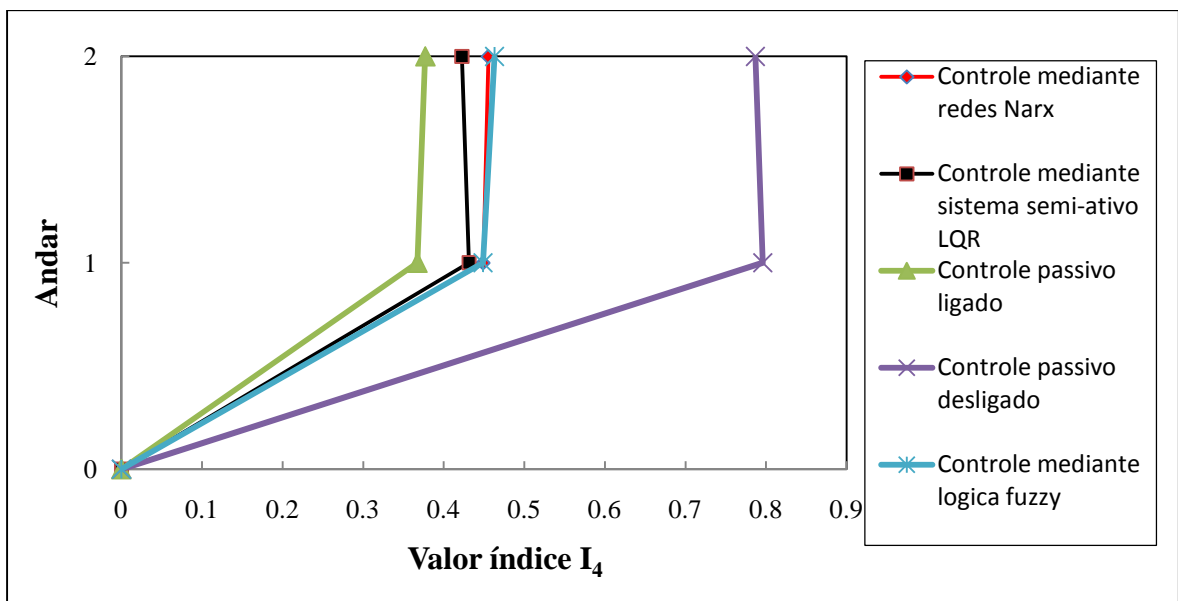


Figura 7.17 – Variação do índice  $I_4$  para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “A”.

#### 7.4.2 – Modelo submetido à ação da aceleração “B” utilizando o projeto de controle desenvolvido com base em lógica difusa

O modelo controlado pelo algoritmo difuso é submetido agora ao registro de aceleração “B”. Seguindo a tendência mostrada no primeiro caso analisado, o controle mediante a lógica difusa se mostrou suficientemente apto para dissipar a resposta da estrutura,

conseguindo inclusive aumentar a porcentagem de redução dos picos máximos de resposta. Não obstante, isto não se viu refletido na porcentagem de redução do valor *RMS*, onde contrariamente se obteve uma diminuição deste valor. Para o primeiro andar, os valores máximos do deslocamento, da velocidade e da aceleração foram, respectivamente, de 0,0017m, 0,0495m/s e 1,5998m/s<sup>2</sup>, o que representa reduções de 66,67%, 67,73% e 67,51% quando comparadas com as respostas do sistema não controlado. Cabe destacar aqui que o valor de pico da aceleração do primeiro andar, obtido mediante a utilização do controlador difuso, foi o menor valor registrado em todos os controles utilizados, chegando a superar o obtido com o controlador passivo ligado. Com respeito aos valores *RMS* da resposta no primeiro andar, obtiveram-se porcentagens de redução de aproximadamente 74,69%, 78,33% e 77,74% para o deslocamento, a velocidade e a aceleração, respectivamente.

As porcentagens de redução de resposta do segundo andar da estrutura não divergem muito daqueles obtidos no primeiro andar. Os valores de pico do deslocamento, da velocidade e da aceleração foram, respectivamente, de 0,0039m, 0,1095m/s e 3,4820m/s<sup>2</sup>, o que indica reduções de 66,09%, 68,25% e 67,07% quando estes valores são confrontados com os valores do sistema sem controle. Por outro lado, as porcentagens de redução dos valores *RMS* da resposta para o segundo andar do sistema controlado tiveram valores de redução de 75,20%, 78,22% e 78,89% para o deslocamento, a velocidade e a aceleração, respectivamente, quando comparados àqueles do sistema sem controle.

Comparando para este caso específico de excitação o desempenho do controlador difuso com os dos outros controles semi-ativos empregados, pode-se falar de um rendimento médio por parte do projeto de controle fundamentado em lógica difusa, apresentando resultados melhores com respeito àqueles obtidos no controle LQR, mas menos satisfatórios que os obtidos utilizando o controlador baseado em redes neurais artificiais. O fato de que o controlador difuso se comporte adequadamente neste caso, mostra a valia dos projetos de controle baseados no conhecimento heurístico que se tem do problema abordado, equiparando, e em ocasiones pontuais superando, o desempenho de algoritmos altamente sofisticados e bastante complexos como é o caso das redes neurais artificiais.

A Tabela 7.5 apresenta os valores de resposta máxima e valores *RMS* de cada andar da estrutura quando submetida à ação da aceleração “*B*” na base. Igualmente, valores de

redução em termos de porcentagens de cada uma das respostas são apresentados, observando que as porcentagens de redução correspondem a valores deduzidos da comparação das respostas do sistema controlado pelo projeto proposto com os valores de resposta da estrutura sem controle.

Tabela 7.5 – Valores de resposta obtidos no sistema gerenciado pelo controle semi-ativo baseado em lógica difusa quando submetido à ação da aceleração “B”.

	Valores de resposta	Primeiro Andar	Segundo Andar
<b>Deslocamento</b>	<b>Pico máximo (m)</b>	0,0017	0,0039
	<b>Reduções pico (%)</b>	66,67	66,09
	<b>Valor <i>RMS</i> (m)</b>	0,0003	0,0007
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	74,69	75,20
<b>Velocidade</b>	<b>Pico máximo (m/s)</b>	0,0495	0,1095
	<b>Reduções pico (%)</b>	67,73	68,25
	<b>Valor <i>RMS</i> (m/s)</b>	0,0088	0,0201
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	78,33	78,22
<b>Aceleração</b>	<b>Pico máximo (m/s<sup>2</sup>)</b>	1,5998	3,4820
	<b>Reduções pico (%)</b>	67,51	67,07
	<b>Valor <i>RMS</i> (m/s<sup>2</sup>)</b>	0,2802	0,5980
	<b>Reduções valor <i>RMS</i> (%)</b>	77,74	78,89

É possível contemplar o rendimento ao longo do tempo do sistema administrado mediante a estratégia de controle difusa por meio das Figuras 7.18, 7.19, 7.20 e 7.21. Nas duas primeiras figuras se observam o desempenho do sistema controlado por lógica fuzzy comparado com as respostas do sistema sem controle. Já nas duas últimas, o desempenho do sistema controlado por lógica difusa é confrontado com a atuação dos projetos baseados no problema LQR e em redes neurais artificiais.



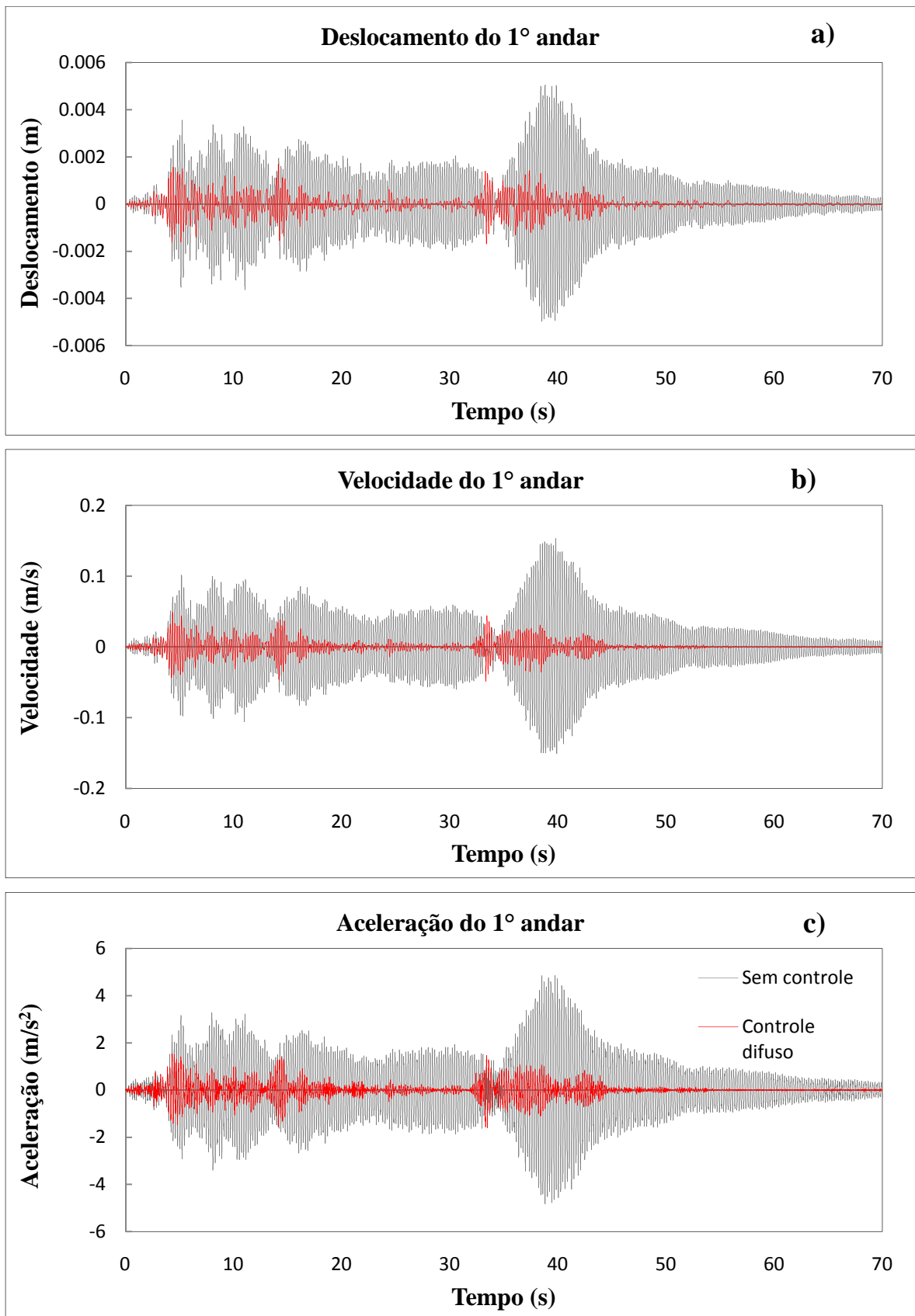


Figura 7.18 – Respostas no primeiro andar do modelo sob a ação da aceleração “B” para os casos sem controle e com controle difuso: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

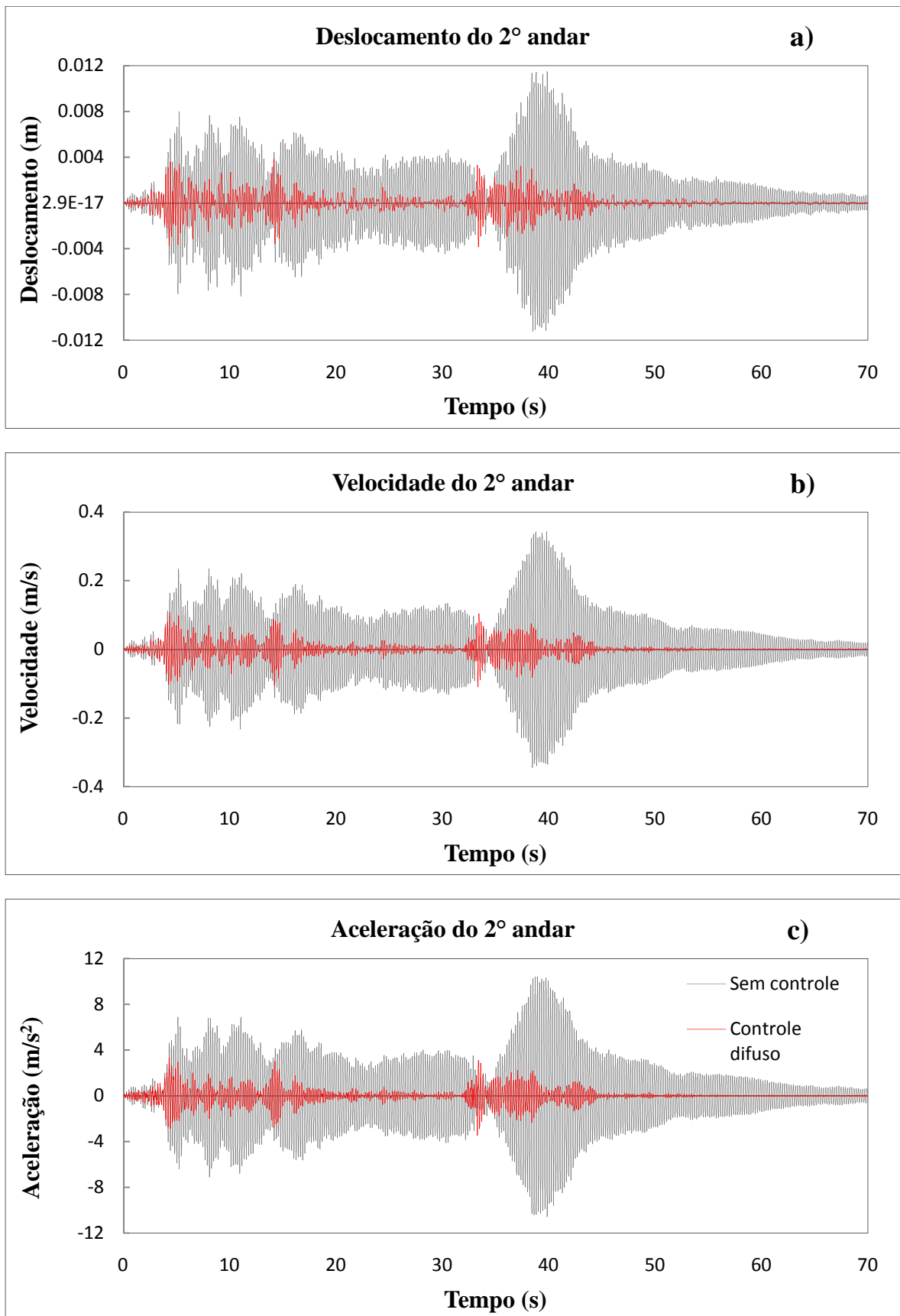


Figura 7.19 – Respostas no segundo andar do modelo sob a ação da aceleração “B” para os casos sem controle e com controle difuso: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

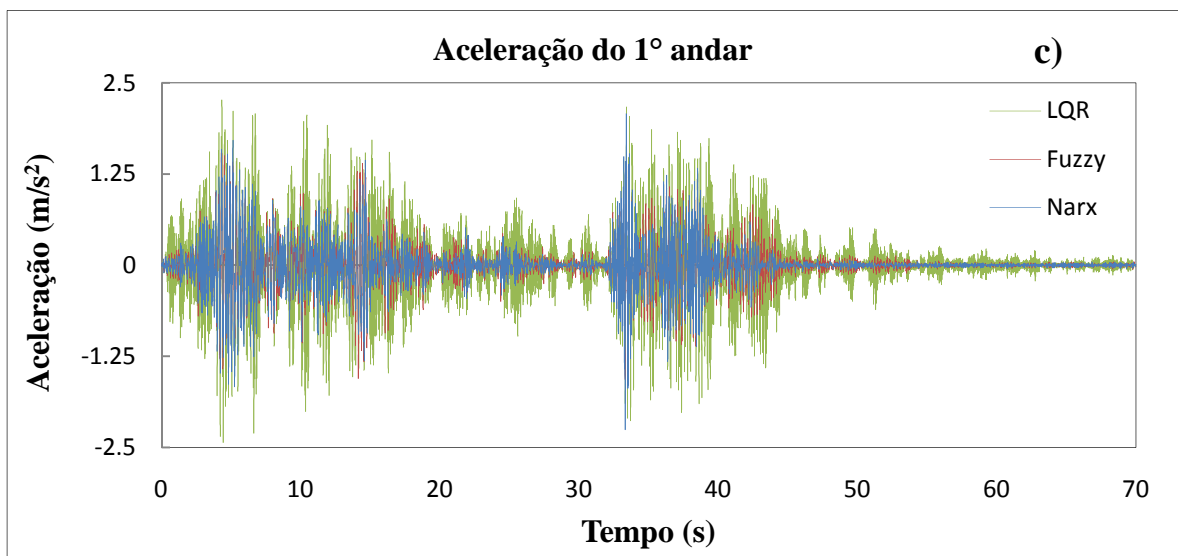
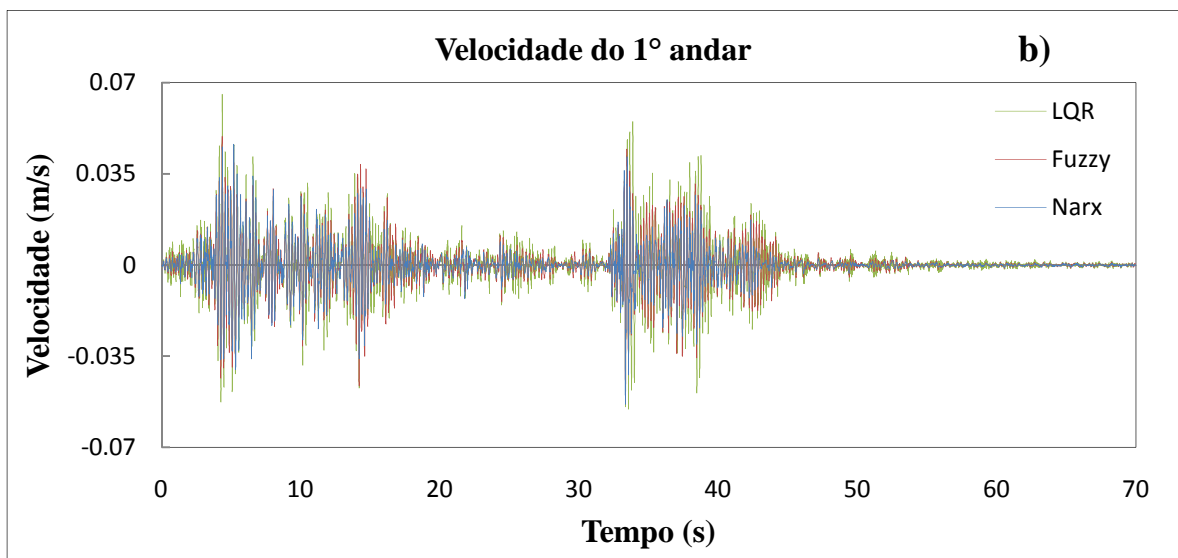
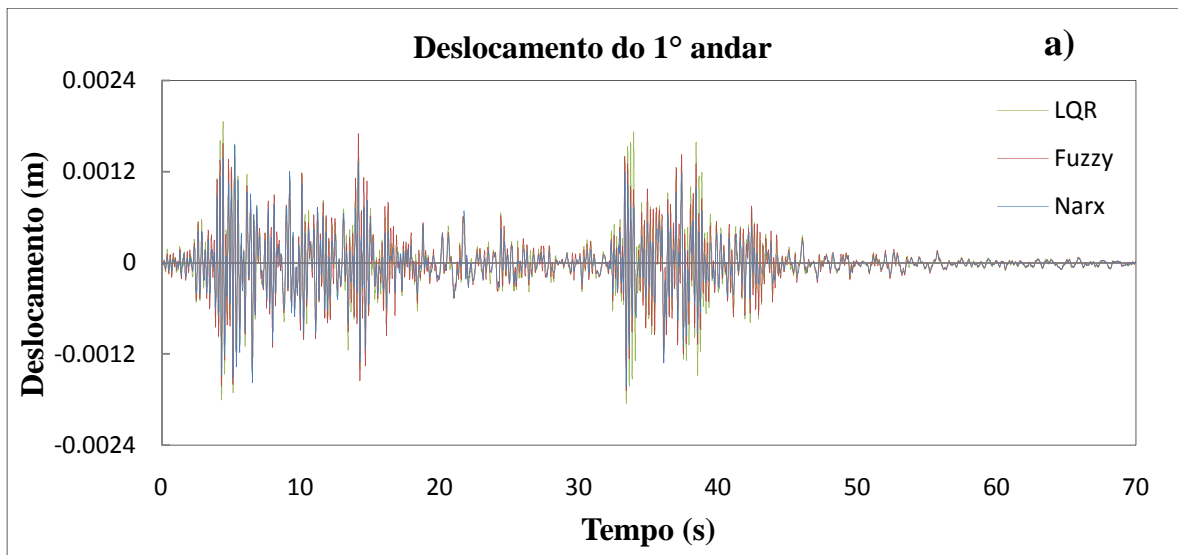


Figura 7.20 – Respostas no primeiro andar do modelo sob a ação da aceleração “B” para os diferentes controladores analisados: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

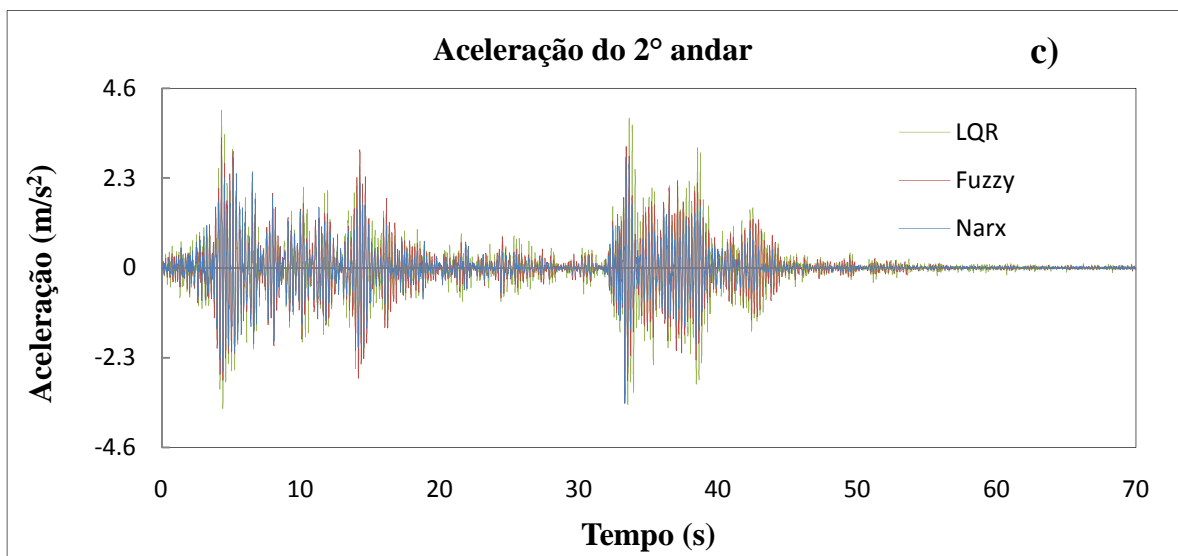
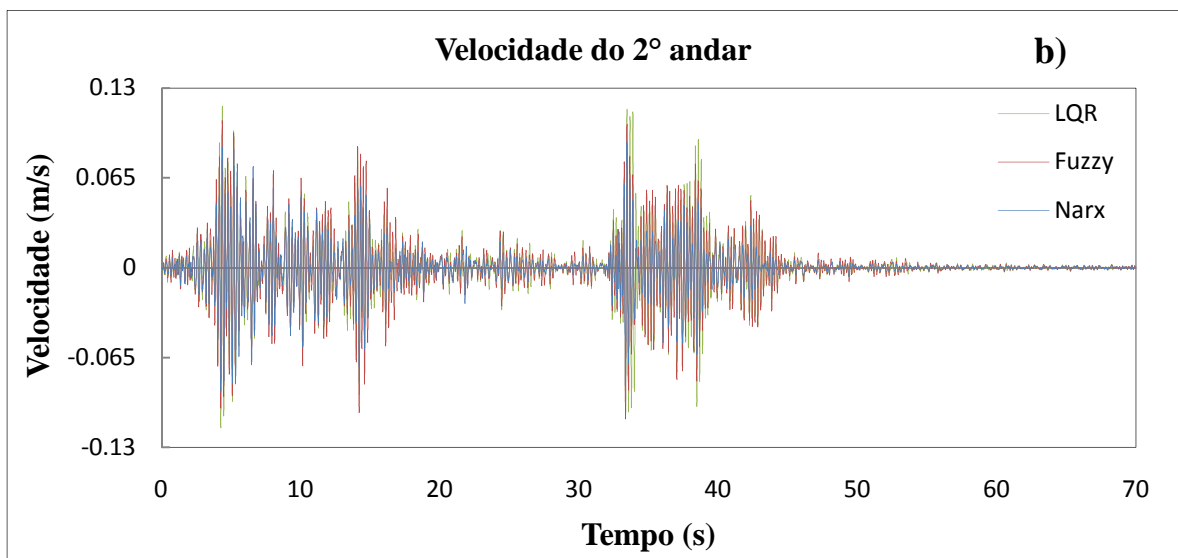
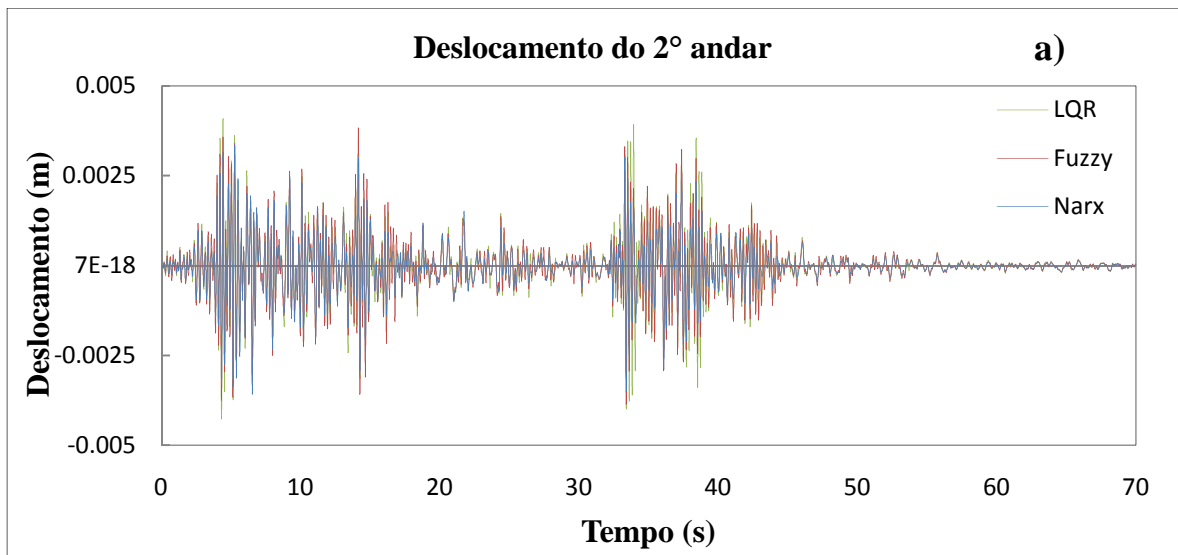


Figura 7.21 – Respostas no segundo andar do modelo sob a ação da aceleração “B” para os diferentes controladores analisados: a) Deslocamento, b) Velocidade e c) Aceleração.

O gráfico da variação da voltagem ao longo do tempo para este caso confirmou as características do controlador difuso já vistas anteriormente, uma faixa de tensão que permanece praticamente constante ao longo de todo o tempo analisado, e um aumento do sinal de comando dos amortecedores MR em instantes em que a excitação da estrutura se torna maior. A Figura 7.22 apresenta a evolução da tensão ao longo do tempo para o sistema administrado pelo projeto de controle difuso quando o registro de aceleração “B” atua na estrutura.

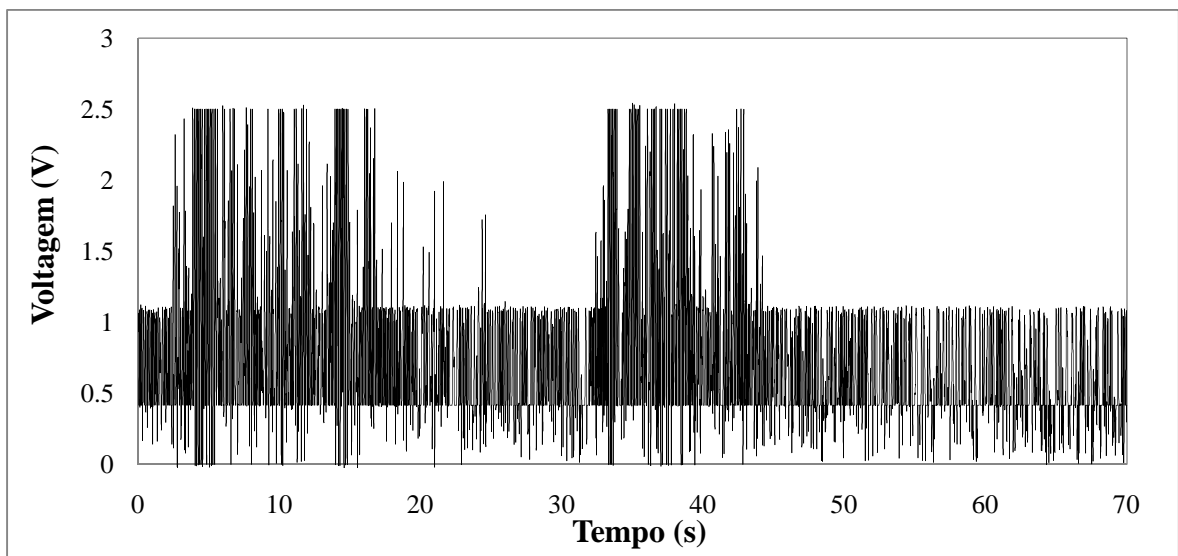


Figura 7.22 – Variação da voltagem ao longo do tempo no sistema controlado por lógica difusa quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “B”.

A variação da tensão ao longo do tempo gerada pelo algoritmo de controle difuso proposto produz nos amortecedores MR uma força de controle que atuará na estrutura, reduzindo desta forma os valores de resposta no pórtico. A Figura 7.23 apresenta a evolução da força de controle, quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “B”, desenvolvida pelo conjunto controlador-amortecedor em relação ao tempo, deslocamento e velocidade.

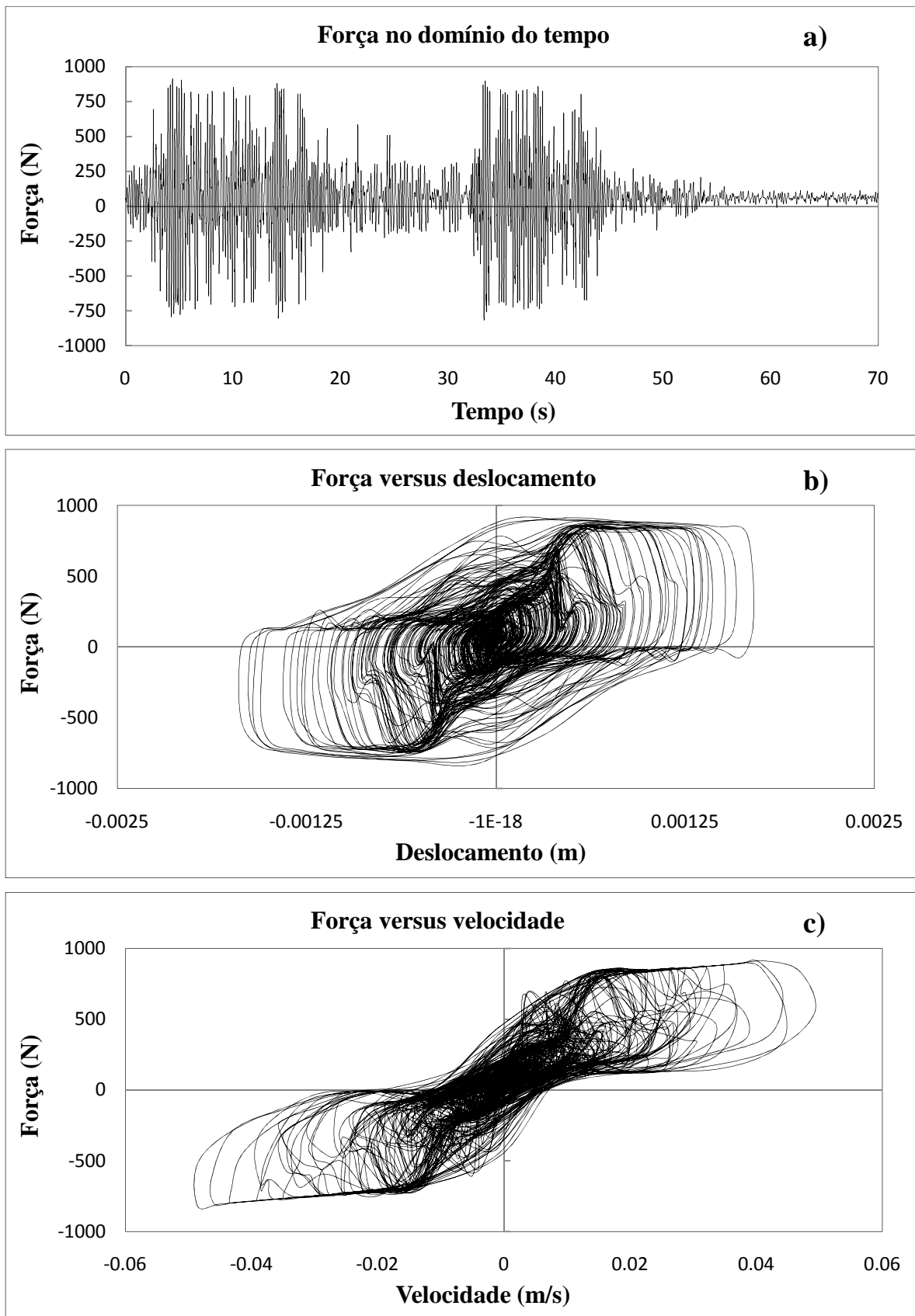


Figura 7.23 – Comportamento da força dos amortecedores MR no sistema controlado por lógica difusa quando a estrutura é submetida à ação da aceleração “B”. Variações em relação a: a) Tempo, b) Deslocamento e c) Velocidade.

Os valores dos índices de desempenho foram também calculados para este caso. Na Tabela 7.6 são apresentados os números referentes aos índices obtidos.

Tabela 7.6 – Índices de desempenho do sistema controlado mediante lógica difusa submetido à ação da aceleração “B”.

Estratégia de controle	I <sub>1</sub>		I <sub>2</sub>		I <sub>3</sub>		I <sub>4</sub>	
	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2	Andar 1	Andar 2
Baseada em lógica difusa	0,3357	0,3371	0,3225	0,3173	0,3248	0,3293	0,3357	0,3368

Analisando os valores dos índices de desempenho, é possível afirmar que a atuação do algoritmo de controle baseado em lógica difusa foi mais eficiente reduzindo a resposta causada pelo registro de aceleração “B”, que minorando a resposta causada pelo registro de aceleração “A”. Isto se evidencia observando o valor médio das respostas normalizadas, sendo que para o caso “B” a média dos índices de desempenho esta em torno a 0,33, enquanto que para o caso “A” o valor médio dos índices é próximo a 0,45. Comparando os valores dos índices de desempenho de todas as alternativas de controle semi-ativas empregadas neste trabalho para o caso de excitação “B”, pode-se dizer que o controlador difuso se comporta de maneira mais eficiente que o controlador LQR em todos os índices avaliados. Ainda que os índices de desempenho do controle por lógica difusa mostrem uma clara competência na tarefa de reduzir picos de resposta por parte do controlador, esta é menos eficiente que a apresentada pelo controlador *NARX* em quase todos os índices, com algumas exceções, especificamente, aquelas relacionadas aos índices de resposta normalizada da aceleração nos dois andares e o índice de desempenho da velocidade do primeiro andar. Os resultados da comparação dos índices de desempenho dos projetos de controle utilizados neste trabalho podem ser observados nas Figuras 7.24, 7.25, 7.26 e 7.27.

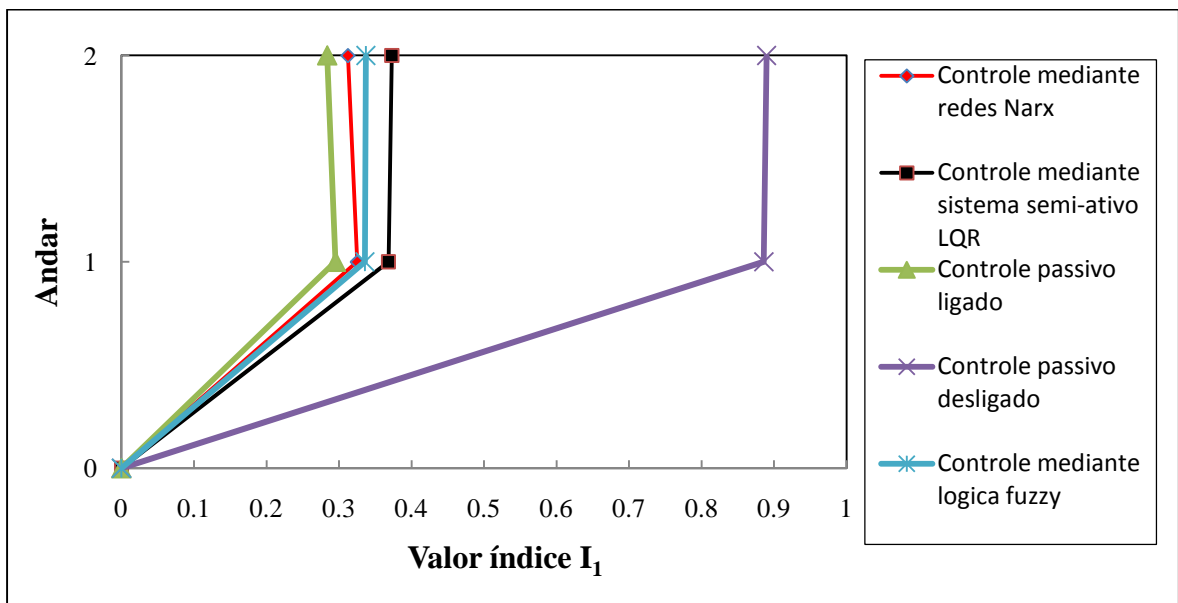


Figura 7.24 – Variação do índice  $I_1$  para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “B”.

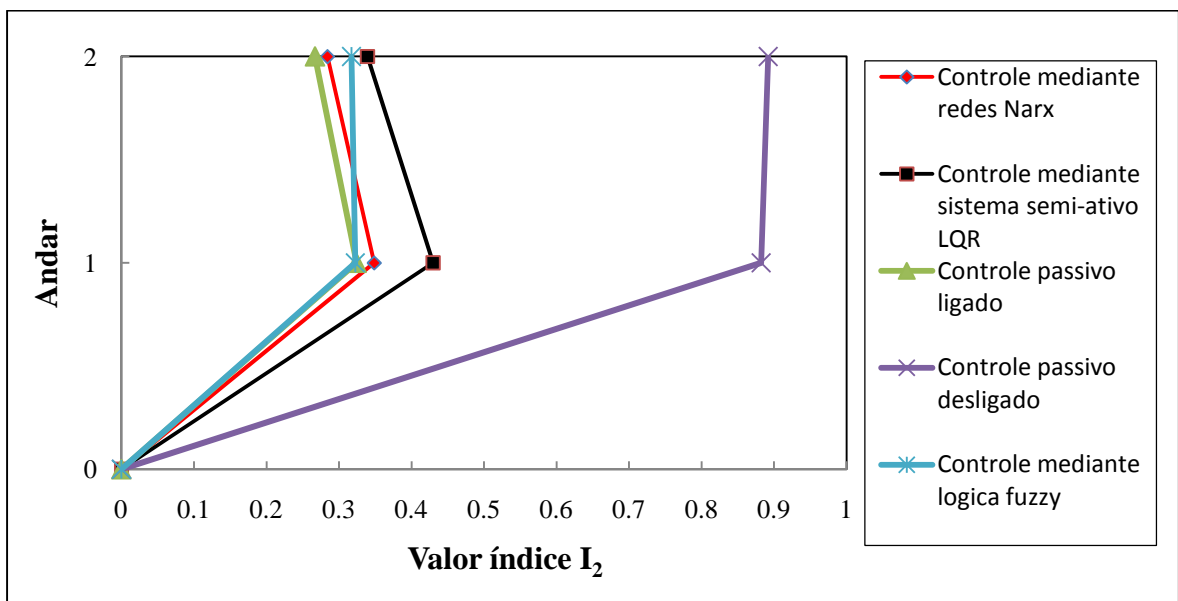


Figura 7.25 – Variação do índice  $I_2$  para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “B”.



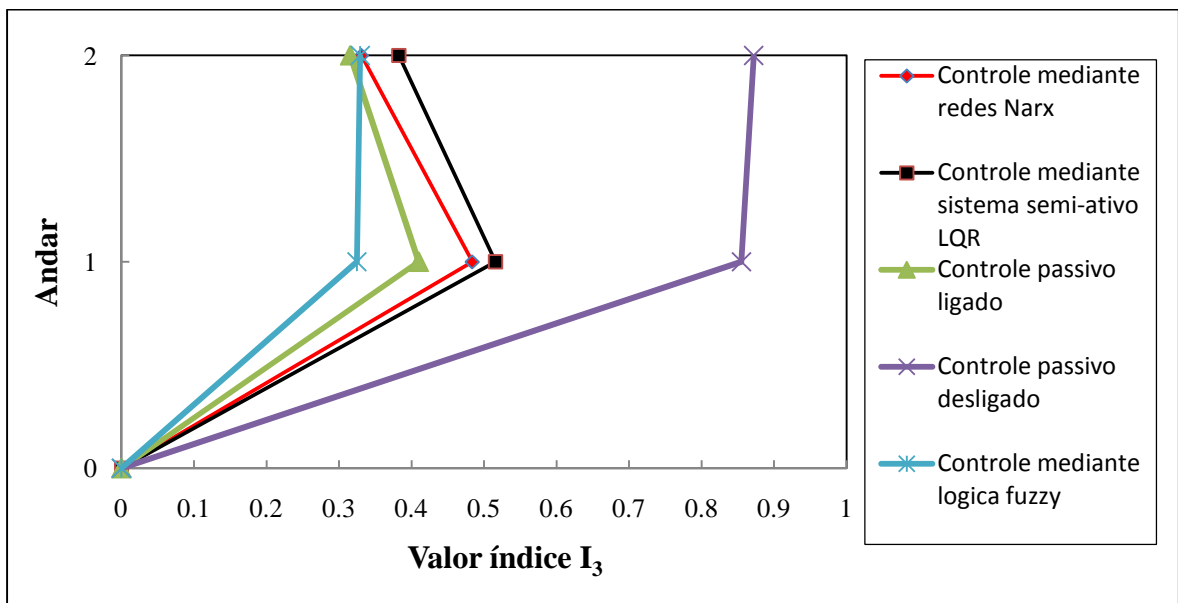


Figura 7.26 – Variação do índice  $I_3$  para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “B”.

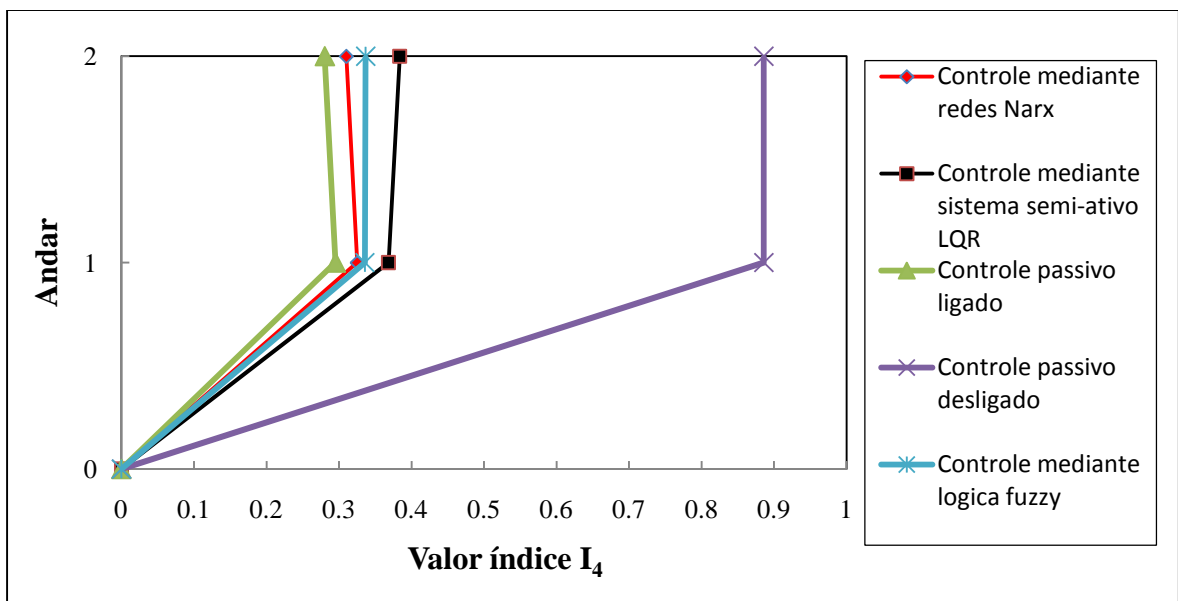


Figura 7.27 – Variação do índice  $I_4$  para as diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho quando o pórtico se encontra submetido à ação da aceleração “B”.

## 8 – CONCLUSÕES E SUGESTÕES

### 8.1 – INTRODUÇÃO

Dando continuidade ao desenvolvimento da linha de pesquisa de controle estrutural do programa de Pós-Graduação em Estruturas e Construção Civil da Universidade de Brasília, foi proposto o estudo numérico de algoritmos de controle aplicados a estruturas equipadas com dispositivos semi-ativos. Para tal fim, foram desenvolvidos neste trabalho três diferentes algoritmos, que tinham como função administrar forças de controle, aplicadas por um par de amortecedores magnetorreológicos a um pórtico espacial de dois andares.

O primeiro algoritmo de controle estudado foi o regulador linear quadrático associado ao algoritmo de seleção de sinal do controlador *clipped optimal*. Esta estratégia se fundamenta na minimização de um índice de desempenho, técnica bastante comum na teoria de controle moderno. O segundo algoritmo analisado consistiu de um sistema de controle composto por dois modelos dinâmicos em série baseados em redes neurais artificiais, o primeiro deles um modelo de predição de forças de controle e o segundo um modelo inverso encarregado de aplicar voltagens aos amortecedores com o fim de gerar as forças de controle desejadas. O último algoritmo de controle utilizado foi um projeto fundamentado na lógica difusa, o qual realiza ajustes no sinal de comando dos dispositivos de controle a partir do conhecimento heurístico que se tem do sistema. Todos estes algoritmos foram desenvolvidos na plataforma *MATLAB*, sendo a escolha da linguagem computacional efetuada com base nas facilidades de programação da plataforma e na grande variedade de ferramentas matemáticas incluídas, embora se tenha como desvantagem a pouca eficiência no que se refere a tempos de processamento.

O modelo estrutural controlado pelas diferentes estratégias de controle desenvolvidas foi submetido a dois diferentes tipos de excitação, isto com os objetivos de quantificar a eficiência dos diferentes projetos de controle propostos, observar os pontos fortes e debilidades de cada um destes métodos e finalmente permitir fazer comparações objetivas

entre as diferentes estratégias empregadas. A seguir é possível observar as principais conclusões alcançadas a partir do estudo dos resultados obtidos.

## 8.2 – CONCLUSÕES

As três estratégias de controle desenvolvidas indicaram serem ferramentas eficientes, robustas e confiáveis para ser utilizadas como administradoras de amortecedores magnetorreológicos. Os diferentes conjuntos de *algoritmo-dispositivo de controle* analisados se mostraram suficientemente aptos para levar a cabo a tarefa de redução da resposta do pórtico tridimensional estudado, confirmando assim o potencial de uso que apresentam estes sistemas de controle semi-ativo em edificações.

Através da comparação do desempenho das diferentes estratégias de controle analisadas neste trabalho é possível afirmar que os três algoritmos de controle semi-ativo apresentam uma melhor performance quando comparados com a estratégia de controle passiva desligada. Não obstante, quando os dados da resposta do sistema administrado pelos controladores semi-ativos são confrontados com os dados de resposta do sistema controlado de forma passiva ligada, é vista uma superioridade no desempenho do controlador passivo em quase a totalidade das respostas analisadas, com exceções pontuais como são os casos das reduções dos valores picos de resposta da velocidade e da aceleração do primeiro andar da estrutura, onde as estratégias baseadas em redes neurais artificiais e lógica difusa se mostram ligeiramente mais eficientes.

A explicação para que o controlador passivo ligado seja a estratégia de controle mais eficiente se deve ao fato de que o valor do sinal de comando das estratégias de controle semi-ativo fica oscilando numa faixa de valores entre o valor de voltagem mínimo admissível (0V) e o valor de voltagem máximo admissível (2.5V). Enquanto isso, o controlador passivo ligado opera sempre com a voltagem máxima estipulada, estabelecendo desta forma que os dispositivos dissipadores ofereçam ao sistema estrutural ininterruptamente as forças de controle mais elevadas possíveis fazendo com que o amortecimento da estrutura seja mais efetivo.

Durante os testes de tempo de processamento realizados, foi observado que o controlador mais rápido foi o LQR, demorando aproximadamente 4'26'' para processar o problema

abordado no caso da excitação denominada “A” e 4’17” para o caso da aceleração “B”. O segundo algoritmo mais rápido correspondeu ao controlador baseado em lógica difusa com tempos de processamento de 5’47” e 6’08” para as acelerações “A” e “B”, respectivamente. Finalmente, a alternativa de controle mais lenta ficou com o sistema controlador fundamentado em redes neurais o qual atingiu tempos de processamento de 23’39” e 28’53” para os registros de aceleração “A” e “B”, respectivamente. Cabe esclarecer que os cálculos foram realizados em um computador simples, com sistema operativo Windows XP, equipado com um dispositivo processador *Intel Core 2 Duo T6400* com *clock* de 2GHz e memória RAM disponível de 3,49 GB. É claro, então, que com computadores mais poderosos estes números possam diminuir drasticamente, mudando completamente o panorama a respeito de tempos de processamento e agilidade de computação.

Embora o sistema passivo ligado seja a estratégia de controle mais eficiente, as estratégias de controle semi-ativo desenvolvidas mostraram ser muito competentes alcançando valores médios de redução de picos de resposta e de valores *RMS* superiores a 50% e 75%, respectivamente, quando estes valores são comparados com os valores de resposta do sistema sem controle.

Analisando o deslocamento da estrutura quando esta se encontrava administrada pelos projetos de controle semi-ativo foi possível observar como para o caso da excitação tipo pulso (aceleração “A”) a estratégia mais eficiente foi o problema LQR, que conseguiu reduzir os picos de resposta nos dois andares em aproximadamente 58% enquanto os valores *RMS* da resposta foram reduzidos em 83%. Por outra parte, as estratégias baseadas em redes neurais e lógica difusa mostraram comportamentos bastante similares reduzindo os picos de resposta da estrutura em aproximadamente 55% e os valores *RMS* da resposta em 82% e 81%, respectivamente. Já para o caso da excitação cíclica (aceleração “B”), o controlador mais eficiente correspondeu ao algoritmo desenvolvido com base em redes neurais que conseguiu reduzir os picos e a resposta *RMS* dos deslocamentos da estrutura em 67% e 79%, respectivamente. Um pouco atrás ficou o sistema fundamentado em lógica difusa com reduções aproximadas de 66% e 75%, para os valores pico e *RMS* da resposta respectivamente, e finalmente a estratégia LQR com reduções de picos de resposta e de valores *RMS* de 62% e 74%, respectivamente.

A ponderação da velocidade segue a mesma linha mostrada na análise do desempenho das distintas estratégias de controle para os valores de resposta do deslocamento. Para a excitação “A”, o sistema mais eficiente correspondeu ao controlador LQR que atingiu reduções de aproximadamente 63% e 85%, respectivamente, nos valores picos e *RMS* da resposta. A seguir, o controlador que faz uso de redes neurais se estabelece como a segunda opção mais eficaz para dissipar a resposta do sistema com reduções de 59% e 84%, respectivamente, e por último se encontra o sistema controlado mediante lógica difusa com reduções de 58% e 83%, respectivamente. O caso da excitação “B” mostra novamente que o controlador que melhor se comporta é aquele que faz uso de redes neurais artificiais com porcentagens de redução de aproximadamente 69% e 83% nos valores pico de resposta e *RMS* de velocidade respectivamente, seguido da alternativa de controle que utiliza lógica difusa com reduções de 68% e 78%, respectivamente. Já por último se destaca o controlador LQR com porcentagens de redução de valores pico e *RMS* de velocidade de aproximadamente 62% e 77%.

Observando o desempenho dos projetos de controle semi-ativos para o caso específico da aceleração, se observam algumas mudanças significativas na ordem de eficiência dos controladores. Analisando os resultados obtidos para a excitação “A” pode-se afirmar que para o caso das porcentagens de redução dos picos de resposta, o algoritmo de controle mais efetivo na totalidade da estrutura resultou ser o projeto baseado em redes neurais, seguido do algoritmo LQR e do controlador que utiliza lógica difusa, com porcentagens de redução de 58%, 57% e 55%, respectivamente. No caso da redução dos valores *RMS* se observou que o sistema mais eficiente continuou sendo o controlador que utiliza redes neurais, seguido de maneira muito próxima pelo sistema baseado em lógica difusa e por último pelo sistema LQR com porcentagens de redução de 83%, 83% e 81%, respectivamente. Já no caso da excitação “B”, a alternativa mais eficaz reduzindo os valores picos de resposta foi o controlador baseado em lógica difusa, seguido do sistema fundamentado em redes neurais e por último o algoritmo LQR, com porcentagens de redução de 67%, 57% e 55%, respectivamente. Por outro lado, no atinente às reduções dos valores *RMS* da resposta, o projeto de controle mais eficiente demonstrou ser o controlador por redes neurais, seguido pelo sistema gerenciado por lógica difusa e o controlador LQR, com valores de redução de 81%, 78% e 69%, respectivamente.

É possível observar como os projetos de controle baseados em sistemas inteligentes apresentam um comportamento similar no referente a desempenho no caso da excitação tipo pulso. Já no caso da excitação tipo cíclica o desempenho das alternativas de controle inteligentes diferem um pouco, sendo geralmente o controlador baseado em redes neurais mais eficiente do que o sistema fundamentado em lógica difusa.

Pode-se dizer que em termos gerais o projeto de controle baseado em redes neurais é o controlador que se mostrou mais eficiente e constante reduzindo os valores de resposta do modelo analisado. Para conseguir tal feito o modelo preditivo e inverso demonstraram atuar de forma competente, adequada e sincronizada apesar das complexidades que o problema e a mesma solução exigiam. Talvez o maior defeito encontrado nesta alternativa de controle é o excessivo tempo de processamento, o que dificulta sua execução em tempo real, ou de outra forma, eleva o custo de implementação do projeto, devido à necessidade de elementos com alto poder de processamento que solucionem mais rapidamente o problema.

O projeto de controle que utiliza lógica difusa como ferramenta de seleção de sinal de comando pode ser, quiçá, a estratégia de controle mais equilibrada das três analisadas. Este controlador mistura claramente uma notável eficiência junto com rapidez de processamento e simplicidade. Num potencial caso prático, o algoritmo de controle baseado em conjuntos fuzzy poderia ser implementado facilmente tendo em conta unicamente o conhecimento heurístico que se tenha do sistema a administrar. Como principal desvantagem se pode citar o fato de que o sistema de inferência utilizado baseia suas decisões em termos da velocidade e do deslocamento da estrutura, termos que na maioria dos casos práticos provêm do resultado de processos de integração do valor de resposta da aceleração e que acusam a presença de possíveis ruídos e frequências baixas que precisariam ser depuradas mediante a utilização de um filtro passa-altas.

O controlador LQR é talvez a estratégia de controle mais discreta, embora tenha demonstrado resultados bastante satisfatórios na redução de valores de deslocamento e velocidade quando a estrutura estudada foi submetida à aceleração tipo pulso. Esta estratégia de controle é robusta e particularmente rápida, o que se converte em sua principal vantagem frente às outras estratégias de controle analisadas. Por outra parte, sua

principal desvantagem é seu irregular desempenho, além de ser bastante sensível a alguns parâmetros específicos como é o caso das matrizes de ponderação  $Q$  e  $R$ .

Por ultimo, a contribuição deste trabalho consistiu em desenvolver três diferentes projetos de controle semi-ativos utilizando amortecedores magnetorreológicos para ser empregados como dissipadores de energia numa estrutura aporticada. Ao longo da pesquisa foi possível mostrar como os controladores são eficientes e confiáveis, demonstrando seu potencial uso em estruturas reais. Além disso, foi também realizado um estudo comparativo que permitiu esclarecer as principais vantagens e desvantagens de cada uma das estratégias de controle desenvolvidas. O passo a seguir pelas futuras pesquisas que pretendam abordar a linha de estudo traçada por este trabalho deve focar-se principalmente à realização de estudos experimentais que permitam terminar de ajustar os projetos de controle desenvolvidos e testar em modelos reduzidos, ou em escala real, o verdadeiro potencial deste tipo de ferramenta para reduzir as vibrações, ocasionadas pelos diferentes tipos de excitações que geralmente estimulam as estruturas civis.

### **8.3 – SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS**

São sugeridos a seguir alguns tópicos importantes que poderão aprofundar e complementar a pesquisa realizada nesta tese:

- Realizar um estudo experimental com o objetivo de comparar os resultados numéricos obtidos neste trabalho com valores experimentais, gerando desta maneira um processo de retroalimentação entre as componentes numérico-experimentais que permita ajustar as estratégias de controle desenvolvidas.
- Analisar o emprego de outras técnicas de controle, (tipo controle PID, algoritmos genéticos e controle neuro-difuso) que permitam complementar o estudo de estratégias de controle para administrar amortecedores magnetorreológicos.
- Comparar o desempenho das estratégias de controle semi-ativo desenvolvidas com estratégias de controle ativo, híbrido e passivo.

- É importante estudar o desempenho das estratégias de controle desenvolvidas em outro tipo de estruturas, como é o caso de pontes e passarelas, assim como a aplicação destes tipos de algoritmos no controle de outros tipos de vibrações como, por exemplo, aquelas induzidas por atividade humana.
- Modificar a base de conhecimento e o motor de inferência utilizado na estratégia de controle baseada em lógica difusa, isto com o objetivo de empregar o valor da aceleração da estrutura, facilitando desta maneira um hipotético estudo experimental em que se utilizem acelerômetros.
- Modificar o algoritmo de seleção de sinal de comando do controlador LQR, de forma que a voltagem aplicada nos amortecedores MR não se limite aos dois valores pré-estabelecidos trabalhados nesta pesquisa. Uma possível forma para conseguir isto poderia ser escalonar ou subdividir o intervalo de voltagem utilizado para alcançar assim um número maior de valores de sinais de comando disponíveis que otimizem o desempenho do controlador projetado.
- Misturar algumas das estratégias de controle projetadas com o objetivo de melhorar o desempenho dos controladores já desenvolvidos e diminuir o tempo de processamento dos mesmos. Um exemplo prático poderia ser a utilização do controlador LQR para determinar as forças de controle ótimas do sistema e empregar o modelo inverso desenvolvido no projeto de controle baseado em redes neurais para determinar os sinais de comando com base nessas forças. Assim, se juntaria a rapidez do controlador LQR com a comprovada eficácia e confiabilidade do seletor de sinal de comando da estratégia de controle fundamentada em redes *NARX*.
- Reescrever os algoritmos de controle desenvolvidos em outras linguagens computacionais, como *LabVIEW* ou *Scilab*, com a finalidade de diminuir o tempo de processamento das estratégias para o controle de estruturas em tempo real. Além disso, se sugere desenvolver um sistema de processamento paralelo utilizando vários computadores simples para medir o impacto dessa arquitetura na redução real de tempos de solução para esse tipo de problema.



- Procurar otimizar os modelos preditivo e inverso utilizados na estratégia de controle fundamentada em redes neurais para reduzir o tempo de processamento requerido.
- Finalmente, se sugere efetuar um estudo de otimização do número e posição dos amortecedores MR para a estrutura analisada, acompanhado de uma análise de desempenho da estrutura controlada quando submetida a diversos tipos de excitações e acelerações.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Abe, M. (1996). "Semi-active tuned mass dampers for seismic protection of civil structures." In: *Earthquake engineering and structural dynamics*, 25, 743-749.
- Agrawal, A.K. e Yang, J.N. (2000). "A semi-active electromagnetic friction damper for response control of structures. Advanced technology in structural engineering." In: *ASCE Proceedings of the 2000 structures congress and exposition*, Philadelphia, Pennsylvania.
- Akbay, Z. e Aktan, H.M. (1990). "Intelligent energy dissipation systems." In: *Proceedings of fourth U.S. national conference on earthquake engineering*, Palm Springs, California, 427-435.
- Akbay, Z. e Aktan, H.M. (1991). "Actively regulated friction slip braces." In: *Proceedings of sixth Canadian conference on earthquake engineering*, Toronto, Canada, 367-374.
- Akbay, Z. e Aktan, H.M. (1992). "Improving seismic performance of buildings by actively regulated friction slip braces." In: *Proceedings of 63<sup>rd</sup> shock and vibration symposium*, Las Cruces, New Mexico, 152-160.
- Aldawod, M.; Samali, B.; Naghdy, F. e Kwok, K. (2001). "Active control of a long wind response of tall building using a fuzzy controller." In: *Engineering structures*, 23, 1512-1522.
- Anderson, J.A. (1995). *"Introduction to neural networks."*, Cambridge, MA: MIT Press.
- Basili, M. (2006). *Controllo semi attivo di strutture adiacenti mediante dispositivi magnetoreologici: teoria, sperimentazione e modellazione*, Tese de Doutorado, Università degli studi di Roma "La Sapienza", Roma.
- Boada, M.J.L.; Calvo, J.A.; Boada, B.L. e Diaz, V. (2009). "Modeling of a magnetorheological damper by recursive lazy learning." In: *International journal of non-linear mechanics*, 1-7.

- Carlson, J.D. e Weiss, K.D. (1994). "A growing attraction to magnetic fluids." In: *Machine design*, August, 61-66.
- Carlson, J.D. e Spencer Jr., B.F. (1996a). "Magneto-rheological fluid dampers: scalability and design issues for application to dynamic hazard mitigation." In: *Proceedings of 2<sup>nd</sup> workshop on structural control: Next generation of intelligent structures*, Hong Kong, China, 99-109.
- Carlson, J.D. e Spencer Jr., B.F. (1996b). "Magneto-rheological fluid dampers for semi-active seismic control." In: *Proceedings of 3<sup>rd</sup> international conference on motion and vibration control*, Chiba, Japan, 3, 35-40.
- Carneiro, R.B. (2009). *Controle semi-ativo de vibrações em estruturas utilizando amortecedor magnetorreológico*, Tese de Doutorado, Universidade de Brasília, Brasília.
- Chen, C. e Chen, G. (2002). "Nonlinear control of a 20-storey steel building with active piezoelectric friction dampers." In: *Structural engineering and mechanics*, 14(1), 21-38.
- Chen, G. e Pham, T. (2001). *Introduction to fuzzy sets, fuzzy logic and fuzzy control systems.*, CRC Press, Florida, United States.
- Contento, A.; Gattulli, V.; Lepidi, M. e Potenza, F. (2006). *Identificazione di modelli per un prototipo sperimentale di telaio tridimensionale com controventi semi-attivi*, Relatório técnico n.2, DISAT, Università degli studi dell'Aquila, L'Aquila.
- Demuth, H.; Beale, M. e Hagan, M. (2009). *Neural network toolbox 6 User's guide.*, The MathWorks.
- Dias, C.M. (2005). *Fuzzy Control of Magnetorheological Dampers for Vibration Reduction of Seismically Excited Structures*, PhD Dissertation, Department of Civil and Environmental Engineering The Florida State University, Florida.
- Dowdell, D.J. e Cherry, S. (1994). "Semi-active friction dampers for seismic response control of structures." In: *Proceedings of fifth U.S. national conference on earthquake engineering*, Chicago, Illinois, Vol. II: 819-828.

- Dupont, P.; Kasturi, P. e Stokes A. (1997). "A semi-active control of friction dampers." In: *Journal of sound and vibration*, 202(2), 203-218.
- Dyke, S.J. (1996). *Acceleration feedback control strategies for active and semi-active control systems: modeling, algorithm development, and experimental verification*, PhD Dissertation, Department of Civil Engineering and Geological Sciences Notre Dame, Indiana.
- Ehrgott, R.C. e Masri, S.F. (1992a). "Use of electro-rheological materials in intelligent systems." In: *Proceedings of U.S.-Italy-Japan workshop/symposium on structural control and intelligent systems*, Italia, 87-100.
- Ehrgott, R.C. e Masri, S.F. (1992b). "Modeling the oscillatory dynamic behavior of electrorheological materials in shear." In: *Smart materials and structures*, 1(4), 275-285.
- Ehrgott, R.C. e Masri, S.F. (1993). "Structural control applications of an electrorheological device." In: *Proceedings of international workshop on structural control*, Honolulu, Hawaii, 166-180.
- Faggin, F. (1991). "VLSI implementation of neural networks." In: *An introduction to neural and electronic networks*, Academic press, New York.
- Feng, Q. e Shinozuka, M. (1990). "Use of a variable damper for hybrid control of bridge response under earthquake." In: *Proceedings of U.S. national workshop on structural control research*, Los Angeles, California, 107-112.
- Feng, M.Q.; Shinozuka, M. e Fuji, S. (1992). "Experimental and analytical study of a hybrid isolation system using friction controllable sliding bearings." In: *Report No. NCEER 92-0009, National center for earthquake engineering research*, Buffalo, New York.
- Feng, M.Q.; Shinozuka, M. e Fuji, S. (1993). "Friction controllable sliding isolation system." In: *Journal of engineering mechanics*, 119(9), 1845-1864.
- Fine, T.L. (1999). *Feedforward neural network methodology.*, Springer, New York.
- Flood, I. e Kartam, N. (1994). "Neural networks in civil engineering I: Principles and understanding." In: *ASCE Journal of computing in civil engineering*, 2(8), 131-148.

- Fuji, S. e Feng, Q. (1992a). "Hybrid isolation system using friction-control-lable sliding bearings - part 1: outline of the system." In: *Proceedings of tenth world conference on earthquake engineering*, Balkema, Rotterdam, 2333-2336.
- Fuji, S. e Feng, Q. (1992b). "Hybrid isolation system using friction-control-lable sliding bearings - part 2: shaking table test." In: *Proceedings of tenth world conference on earthquake engineering*, Balkema, Rotterdam, 2417-2420.
- Gamota, D.R. e Filisko, F.E. (1991). "Dynamic mechanical studies of electrorheological materials: Moderate frequencies." In: *Journal of rheology*, 35, 399-425.
- Gavin, H.P.; Ortiz, D.S. e Hanson, R.D. (1993). "Testing and modeling of a proto-type ER damper for seismic structural response control." In: *Proceedings of international workshop on structural control*, Honolulu, Hawaii, 166-180.
- Gavin, H.P.; Hose, Y.D. e Hanson, R.D. (1994). "Design and control of electrorheological dampers." In: *Proceedings of the first world conference on structural control*, Los Angeles, California, WP3: 83-92.
- Gavin, H.P. e Hanson, R.D. (1994). "Characterization of an ER active member." In: *Proceedings of structures congress XII*, Atlanta, Georgia, 863-868.
- Gavin, H.P.; Hanson, R.D. e Filisko, F.E. (1996a). "Electrorheological dampers part I: analysis and design." In: *Journal of applied mechanics*, 63, 669-675.
- Gavin, H.P.; Hanson, R.D. e Filisko, F.E. (1996b). "Electrorheological dampers part II: testing and modeling." In: *Journal of applied mechanics*, 63, 676-682.
- Giuclea, M.; Sireteanu, T.; Stancioiu, D. e Stammers, C.W. (2004). "Modelling of Magnetorheological damper dynamic behavior by genetic algorithms based inverse method." In: *Proceedings of the Romanian academy*, 5(1), 1-10.
- Haroun, M.A.; Pires, J.A. e Won, A.Y.J. (1994). "Active orifice control in hybrid liquid column dampers." In: *Proceedings of the first world conference on structural control*, Los Angeles, California, FA1: 69-78.
- Harris, J. (2006). "*Fuzzy logic applications in engineering science.*", Springer, Dordrecht, The Netherlands.

- Havelka, K. (1994). "Novel material for electrorheological fluids." In: *Polymer Reprints*, 35, 315–316.
- Haykin, S. (1996). "*Adaptive filter theory.*", 3<sup>rd</sup> Edition, Prentice-Hall, New Jersey.
- Haykin, S. (2001). "*Redes neurais princípios e prática.*", 2<sup>a</sup> edição, Bookman, Porto Alegre, Brasil.
- He, X. e Asada, H. (1993). "A new method for identifying orders of input-output models for nonlinear dynamic systems." In: *Proceedings of the American control conference*, San Francisco, California, 2520-2523.
- Herschel, W.H. e Bulkley, R. (1926). "Model for time dependent behavior of fluids." In: *Proceedings of the American society of testing materials*, 26, 621.
- Hidaka, S.; Ahn, Y.K. e Morishita, S. (1999). "Adaptative vibration control by a variable-damping dynamic absorber using ER fluid." In: *Journal of vibration and acoustics*, 121, 373-378.
- Hirai, J.; Naruse, M. e Abiru, H. (1996). "Structural control with variable friction damper for seismic response." In: *Proceedings of the 11<sup>th</sup> world conference on earthquake engineering*, Acapulco, Mexico, Disc 4 paper No. 1934.
- Housner, G.W.; Bergman, L.A.; Caughey, T.K.; Chassiakos, A.G.; Claus, R.O.; Masri, S.F.; Skelton, R.E.; Soong, T.T.; Spencer, B.F. e Yao, J.T.P. (1997). "Structural Control: Past, Present and Future." In: *Journal of engineering mechanics*, 123(9), 897-971.
- Hrovat, D.; Barak, P. e Rabins, M. (1983). "Semi-active versus passive or active tuned mass dampers for structural control." In: *Journal of engineering mechanics*, 109(3), 691-705.
- [http://www.lpi.tel.uva.es/~nacho/docencia/ing\\_ond\\_1/trabajos\\_06\\_07/io2/public\\_html/estudio/estudio.htm](http://www.lpi.tel.uva.es/~nacho/docencia/ing_ond_1/trabajos_06_07/io2/public_html/estudio/estudio.htm). (2010). Acessado 17/05/2010.
- Jansen, L.M. e Dyke, S.J. (2000). "Semiactive control strategies for MR dampers: Comparative study." In: *Journal of engineering mechanics*, 126, 795-803.

- Kannan, S.; Uras, H.M. e Aktan, H.M. (1995). "Active control of building seismic response by energy dissipation." In: *Earthquake engineering and structural dynamics*, 24, 747-759.
- Kareem, A. (1994). "The next generation of tuned liquid dampers." In: *Proceedings of first world conference on structural control*, Los Angeles, California, FP5:19-28.
- Karnopp, D.; Crosby, M.J. e Harwood, R.A. (1974). "Vibration control using semi-active force generators." In: *Journal of engineering for industry*, 96(2), 619-626.
- Kim, Y.; Langari, R. e Hurlebaus, S. (2009). "Semiactive nonlinear control of a building with magnetorheological damper system." In: *Mechanical systems and signal processing*, 23(2009), 300-315.
- Klir, G. e Yuan, B. (1995). "*Fuzzy sets and fuzzy logic: theory and applications.*", Prentice-Hall, New Jersey, United States.
- Kobori, T.; Takahashi, M.; Nasu, T.; Niwa, N. e Ogasawara, K. (1993). "Seismic response controlled structure with active variable stiffness system." In: *Earthquake engineering and structural dynamics*, 22, 925-941.
- Kurata, N.; Kobori, T.; Takahashi, M.; Niwa, N. e Kurino, H. (1994). "Shaking table experiments of active variable damping system." In: *Proceedings of the first world conference on structural control*, Los Angeles, California, TP2-107 through TP2-108.
- Kwok, N.M.; Ha, Q.P.; Nguyen, M.T.; Li, J. e Samali, B. (2007). "Bouc-Wen model parameter identification for a MR fluid damper using computationally efficient GA." In: *ISA Transactions*, 46, 167-179.
- Lara, L.A. (2007). *Controle de vibrações em vigas metálicas com distintas configurações de apoio utilizando amortecedores de massa sintonizados*, Dissertação de Mestrado, Universidade de Brasília, Brasília.
- Levenberg, K. (1944). "A method for the solution of certain non-linear problems in least squares." In: *Quart. Appl. Math.*, 2, 164-168.
- Li, H.N. e Huo, L.S. (2003). "Control law for marked-based semi-active tuned liquid column dampers." In: *Proceedings of the 42<sup>nd</sup> IEEE conference on decision and control*, Maui, Hawaii, 2234-2239.

- Li, H.; Li, J. e Song, G. (2007). “Improved suboptimal bang-bang control of aseismic buildings with variable friction dampers.” In: *Acta mechanica sinica*, 23, 101-109.
- Liu, Y.; Gordaninejad, F.; Evrensel, C. e Hitchcock, G. (2001). “An Experimental Study on Fuzzy Logic Vibration Control of a Bridge Using Fail-Safe Magneto-Rheological Fluid Dampers.” In: *Smart Systems and Materials 2001- Smart Systems for Bridges, Structures, and Highways*, Newport Beach, United States, 281-288.
- Lord Corporation (2006). *Lord technical data RD-1005-3 Damper*, Dados técnicos, Lord Corporation, Cary, North Carolina.
- Lord Corporation (2008). *Lord Technical Data MRF-122EG Magneto-rheological Fluid*, Dados técnicos, Lord Corporation, Cary, North Carolina.
- Lord Corporation (2008). *Lord Technical Data MRF-132DG Magneto-rheological Fluid*, Dados técnicos, Lord Corporation, Cary, North Carolina.
- Lord Corporation (2008). *Lord Technical Data MRF-140CG Magneto-rheological Fluid*, Dados técnicos, Lord Corporation, Cary, North Carolina.
- Lou, J.Y.K.; Lutes, L.D. e Li, J.J. (1994). “Active tuned liquid damper for structural control.” In: *Proceedings of the first world conference on structural control*, Los Angeles, California, TP1: 70-79.
- Lu, L.Y. (2004). “Semi-active modal control for seismic structures with variable friction dampers.” In: *Engineering structures*, 26, 437-454.
- Lu, L.Y.; Chung, L.L. e Lin, G.L. (2004). “A general method for semi-active feedback control of variable friction dampers.” In: *Journal of intelligent material systems and structures*, 15, 393-412.
- Lublin, L e Athans, M. (1999). “Chapter 39: Linear quadratic regulator control.” In: *The control handbook*, Volume I, Jaico Publishing House, Mumbai.
- Makris, N.; Burton, S.A.; Hill, D. e Jordan, M. (1996). “Analysis and design of ER damper for seismic protection of structures.” In: *Journal of engineering mechanics*, 122(10), 1003-1011.



- Marazzi, F. e Magonette, G. (2001). "Active and semi-active control of structures: A comparison." In: *European meeting on intelligent structures*, Ishia, Italia.
- Marquardt, D.W. (1963). "An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters." In: *Journal of the society for industrial and applied mathematics*, 11(2), 431-441.
- Martínez, H.E. (2006). *Modelagem constitutiva de areias usando redes neurais artificiais*, Tese de Doutorado, Universidade de Brasília, Brasília.
- McClamroch, N.H. e Gavin, H.P. (1995). "Electrorheological dampers and semi-active structural control." In: *Proceedings of the 34<sup>th</sup> conference on decision & control*, New Orleans, Louisiana, 3528-3533.
- McCulloch, W.S. e Pitts, W. (1943). "A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity." In: *Bulletin of mathematical biophysics*, 5, 115-133.
- McMahon, S. e Makris, N. (1997). "Large-scale ER-damper for seismic protection of bridges." In: *Proceedings of structures congress XV*, Portland, Oregon, 1451-1455.
- Minsky, M.L. e Papert, S.A. (1969). "*Perceptrons.*", Cambridge, MA: MIT Press.
- Nagarajaiah, S. (1997). "Semi-active control of structures." In: *Proceedings of structures congress XV*, Portland, Oregon, 1574-1578.
- Nguyen, Q.H. e Choi, S.B. (2009). "Dynamic modeling of an electrorheological damper considering the unsteady behavior of electrorheological fluid flow." In: *Smart materials and structures*, 18, 1-8.
- Nishitani, A.; Nitta, Y. e Ishibashi, Y. (2000). "Structural control based on semi-active variable friction dampers." In: *Proceedings of the 12<sup>th</sup> world conference on earthquake engineering*, Auckland, New Zealand, Paper No. 1909.
- Pandya, J.; Akbay, Z.; Uras, M. e Aktan, H. (1996). "Experimental implementation of hybrid control." In: *Proceedings of structures congress XIV*, Chicago, Illinois, 1172-1179.

- Patten, W.N.; Kuo, C.C.; He, Q.; Liu, L. e Sack, R.L. (1994). "Suppression of vehicle-induced bridge vibration via hydraulic semiactive vibration dampers." In: *Proceedings of the first world conference on structural control*, Los Angeles, California, FA1-30 through FA1-38.
- Pinkaew, T. e Fujino, Y. (2001). "Effectiveness of semi-active tuned mass dampers under harmonic excitation." In: *Engineering structures*, 23, 850-856.
- Rabinow, J. (1948). "The magnetic fluid clutch." In: *AIEE Transactions*, 67, 1308-1315.
- Rabinow, J. (1951). "Magnetic fluid torque and force transmitting device." U.S. Patent 2,575,360.
- Romariz, A. (2007). "*Sistemas inteligentes.*", Apostila da disciplina introdução aos sistemas inteligentes do programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília, Brasil.
- Rosenblatt, F. (1958). "The perceptron: a probabilistic model for information storage and organization in the brain." In: *Psychological review*, 65, 386-408.
- Ross, T. (2004). "*Fuzzy logic with engineering applications.*", 2<sup>nd</sup> Edition, John Wiley & Sons Ltd, Southern Gate, England.
- Rumelhart, D.E.; Hinton, G.E. e Williams, R.J. (1986). "Learning representations of back-propagation errors." In: *Nature (London)*, 323, 533-536.
- Sack, R.L.; Kuo, C.C.; Wu, H.C.; Liu, L. e Patten, W.N. (1994). "Seismic motion control via semiactive hydraulic actuators." In: *Proceedings of the U.S. fifth national conference on earthquake engineering*, Chicago, Illinois, Vol. 2, 311-320.
- Sakai, F.; Takaeda, S. e Tamaki, T. (1989). "Tuned liquid column damper – New tipe device for suppression of building vibrations." In: *Proceedings of the international conference on highrise buildings*, Nanjing, China, 926-931.
- Schurter, K.C. e Roschke, P.N. (2000). "Fuzzy modeling of a magnetorheological damper using ANFIS." In: *Proceedings of IEEE fuzzy conference*, San Antonio, Texas, 122-127.

- Setareh, M. (2002). "Floor vibration control using semi-active tuned mass dampers." In: *Canadian journal of civil engineering*, 29, 76-84.
- Shepherd, G.M. e Koch, C. (1990). "Introduction to synaptic circuits." In: *The synaptic organization of the brain*, Oxford University press, New York.
- Song, X.; Ahmadian, M. e Southward, S.C. (2005). "Modeling magnetorheological dampers with application of nonparametric approach." In: *Journal of intelligent material systems and structures*, 16, 421-432.
- Soong, T.T. (1990). "Active structural control: theory and practice.", Longman Scientific & Technical, England.
- Spencer Jr., B.F.; Dyke, S.J.; Sain, M.K. e Carlson, J.D. (1997). "Phenomenological model of a magnetorheological damper." In: *Journal of engineering mechanics*, 123(3), 230-238.
- Spencer Jr., B.F. e Soong, T.T. (1999). "New applications and development of active, semi-active and hybrid control techniques for seismic and non-seismic vibration in the USA." In: *International Post-SMiRT Conference Seminar on Seismic Isolation, Passive Energy Dissipation and Active Control of Vibration of Structures*, Cheju, Korea.
- Spencer Jr., B.F. e Nagarajaiah, S. (2003). "State of the art of structural control." In: *Journal of structural engineering*, 129(7), 845-856.
- Stanway, R.; Sproston, J.L. e Stevens, N.G. (1985). "Non-linear identification of an electro-rheological vibration damper." In: *IFAC/IFORS Symposium on identification and system parameter estimation*, 195-200.
- Stanway, R.; Sproston, J.L. e Stevens, N.G. (1987). "Non-linear modeling of an electro-rheological vibration damper." In: *Journal of electrostatics*, 20, 167-184.
- Symans, M.D.; Constantinou, M.C.; Taylor, D.P. e Garnjost, K.D. (1994). "Semi-active fluid viscous dampers for seismic response control." In: *Proceedings of the first world conference on structural control*, Los Angeles, California, FA4: 3-12.

- Symans, M.D. e Constantinou, M.C. (1997). "Seismic testing of a building structure with semi-active fluid damper control system." In: *Earthquake engineering and structural dynamics*, 26, 757-777.
- Symans, M.D. e Constantinou, M.C. (1999). "Semi-active control systems for seismic protection of structures: a state-of-the-art review." In: *Engineering structures*, 21, 469-487.
- Tanscheit, R.; Sharf, E. (1990). "Controle de um braço mecânico através de um controlador nebuloso self-organizing." In: *Anais Congresso Brasileiro de automática*, 8, 481-487.
- Wang, D.H. e Liao, W.H. (2001). "Neural network modeling and controllers for magnetorheological fluid dampers." In: *Proceedings of IEEE international fuzzy systems conference*, Melbourne, Australia, 1323-1326.
- Wang, D.H. e Liao, W.H. (2004). "Modeling and control of magnetorheological fluid dampers using neural networks." In: *Smart materials and structures*, 14, 111-126.
- Wang, J.Y.; Ni, Y.Q.; Ko, J.M. e Spencer Jr., B.F. (2005). "Magneto-rheological tuned liquid column dampers (MR-TLCDs) for vibration mitigation of tall buildings: modeling and analysis of open-loop control." In: *Computers and structures*, 83, 2023-2034.
- Wen, Y.K. (1976). "Method of random vibration of hysteretic systems." In: *Journal of engineering mechanics division*, 102 (EM2), 249-263.
- Widrow, B. e Stearns, S.D. (1985). "*Adaptive signal processing.*", Prentice -Hall, New Jersey.
- Williams, R.J. e Peng, J. (1990). "An efficient gradient-based algorithm for on-line training of recurrent network trajectories." In: *Neural computation*, 2, 490-501.
- Xia, P.Q. (2003). "An inverse model of MR damper using optimal neural network and system identification." In: *Journal of sound and vibration*, 266, 1009-1023.
- Xu, Y.L.; Qu, W.L. e Chen, Z.H. (2001). "Control of wind-excited truss tower using semiactive friction damper." In: *ASCE Journal of structural engineering*, 127(8), 861-868.

- Yalla, S.K. e Kareem, A. (2001). "Semi-active tuned liquid column dampers for vibration control of structures." In: *Engineering structures*, 23(11), 1469-1479.
- Yalla, S.K. e Kareem, A. (2003). "Semi-active tuned liquid column dampers: an experimental study." In: *Journal of structural engineering*, 129(7), 960-971.
- Yang, G. (2001). *Large-Scale Magnetorheological Fluid Damper for Vibration Mitigation: Modeling, Testing and Control*, PhD Dissertation, Department of Civil Engineering and Geological Sciences Notre Dame, Indiana.
- Zhang, J. e Roschke, P.N. (1998). "Neural network simulation of magnetorheological damper behavior." In: *Proceedings of international conference on vibration engineering*, Dalian, China, 25-30.
- Zhao, X.P.; Liu, S.; Tang, H.; Yin, J.B. e Luo, C.R. (2005). "A new kind of self-coupled electrorheological damper and its vibration character." In: *Journal of intelligent material systems and structures*, 16, 57-65.
- Zhuang, W.; Leming, S.; Kuehn, J.; Zeng, H. e Stalford, H. (2000). "Semi-active tuned mass damper design for balcony vibration control." In: *Proceedings of the American control conference*, Chicago, Illinois, 3560-3564.