

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CÂMPUS CURITIBA
ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

ALYSSON AKIO SATO
ELIEZER LUZZI CORREA
FELIPE DE OLIVEIRA BRUNO

**DESENVOLVIMENTO DE UM AMORTECEDOR MECÂNICO ATIVO
BASEADO EM PRINCÍPIOS ELETROMAGNÉTICOS E DE
CONTROLE DE SISTEMAS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CURITIBA

2019

ALYSSON AKIO SATO
ELIEZER LUZZI CORREA
FELIPE DE OLIVEIRA BRUNO

**DESENVOLVIMENTO DE UM AMORTECEDOR MECÂNICO ATIVO
BASEADO EM PRINCÍPIOS ELETROMAGNÉTICOS E DE
CONTROLE DE SISTEMAS**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do curso de Engenharia de Controle e Automação do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) como requisito para obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Elder Oroski

Coorientador: Prof. Dr. Antônio Carlos Pinho

CURITIBA
2019

Alysson Akio Sato
Eliezer Luzzi Correa
Felipe de Oliveira Bruno

Desenvolvimento de uma amortecedor mecânico ativo baseado em princípios eletromagnéticos e de controle de sistemas.

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro de Controle e Automação, do curso de Engenharia de Controle e Automação do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 13 de setembro de 2019.

Prof. Paulo Sérgio Walenia, Esp.
Coordenador de Curso
Engenharia de Controle e Automação

Profa. Annemarlen Gehrke Castagna
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia de Controle de Automação do DAELT

ORIENTAÇÃO

Elder Oroski, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

Antônio Carlos Pinho, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Co-Orientador

BANCA EXAMINADORA

Alexandre José Tuoto Silveira Mello, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Carlo Pece, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Victor Baptista Frencl, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia de controle e Automação

RESUMO

Sato, A. A.; Correa, E. L.; Bruno, F. O. DESENVOLVIMENTO DE UM AMORTECEDOR MECÂNICO ATIVO BASEADO EM PRINCÍPIOS ELETROMAGNÉTICOS E DE CONTROLE DE SISTEMAS. 2019. 91 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Engenharia de Controle e Automação, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2019.

Sistemas de suspensão passiva e semi-ativa tem sido vastamente utilizados em automóveis e em equipamentos industriais, porém o conjunto massa, mola e amortecedor hidráulico apresentaram poucas mudanças em sua concepção. Amortecedores ativos, embora conhecidos a certo tempo, não são frequentemente aplicados devido a sua alta complexidade e custo elevado, apesar de possibilitar um desempenho melhor. Neste trabalho foi desenvolvido um amortecedor eletromagnético ativo voltado para o uso automobilístico e seu sistema de controle por meio de simulações como prova de conceito de seu funcionamento. Este documento apresenta todo o estudo do projeto, desde a parte mecânica do amortecedor, simulações do circuito eletromagnético, por meio do *software* FEMM, *Finite Element Method Magnetics*, método dos elementos finitos magnéticos, que utiliza o método de elementos finitos, o estudo e projeto de um conversor eletrônico para acionamento das bobinas, até a simulação do amortecedor projetado e ambos os sistemas de controle desenvolvidos, controlador PID, Proporcional-Integral-Derivativo, sistema de controle proporcional, integral e derivativo, e *fuzzy*, e os resultados obtidos em relação a critérios de conforto e eficiência energética.

Palavras-chave: Amortecedor Ativo, Eletromagnetismo, Campos magnéticos, Conforto, Dirigibilidade, Controlador PID, Controlador *Fuzzy*.

ABSTRACT

Sato, A. A.; Correa, E. L.; Bruno, F. O. DEVELOPMENT OF AN ACTIVE MECHANICAL DAMPER BASED ON ELECTROMAGNETIC AND SYSTEM CONTROL PRINCIPLES. 2019. 91 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Engenharia de Controle e Automação, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2019.

Passive and semi-active suspension systems have been widely used in vehicles and industrial equipments, but hydraulic mass-spring-damper systems have shown few changes in their concept. Active damper, although being known for a while, they are not applied due to high complexity and cost, although they allow better performance. In this document was developed an active electromagnetic damper for automotive use and its control system through simulations as proof of concept of its behavior. This document shows all the studies involved in this project, such as mechanical parts of the damper, the simulations of the electromagnetic circuit by means of software FEMM, Finite Elements Methods Magnetics, which uses the finite elements method, the topology of the mechanical part, which is designed based in past studies, the actuator system to power the damper coils, buck converter, the simulation of the designed damper with two control systems, PID, Proportional-Integral-Derivative, and fuzzy controller, and the results obtained in relation to the criteria of comfort energy efficiency.

Keywords: Active Damper, Electromagnetism, Magnetic Fields, Comfort, Drivability, PID Controller, Fuzzy Controller.

LISTA DE SIGLAS

CAD	<i>Computer-Aided Design</i>
FEMM	<i>Finite Element Method Magnetics</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
PID	Proporcional, integral, derivativo
PI	Proporcional, integral
CLP	Controlador lógico programável
AWG	<i>American Wire Gauge</i> - Escala americana de bitolas de fios

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1	– Fluxograma de estudo para o projeto.	16
FIGURA 2	– Configuração de atuadores tubulares com ímãs permanentes com: (a) magnetização radial e (b) magnetização axial.	20
FIGURA 3	– Atuador eletromagnético com ímãs permanentes internos com orientação <i>Halbach</i> , estator ferromagnético com ranhuras e bobinas.	21
FIGURA 4	– Atuador proposto por (LIMA et al., 2011).	21
FIGURA 5	– Relação entre fluxo e corrente: (a) linear; (b) não linear.	23
FIGURA 6	– Trabalho realizado em corpo deslizante	24
FIGURA 7	– Triangularização do amortecedor por elementos finitos realizado no FEMM.	26
FIGURA 8	– Bloco básico de um conversor chaveado.	28
FIGURA 9	– Circuito com chave.	29
FIGURA 10	– Onda de tensão na carga.	29
FIGURA 11	– Rampa de tensão de saída por razão cíclica.	31
FIGURA 12	– Conversor completo.	31
FIGURA 13	– Conversor <i>Buck</i> com carga RLE.	32
FIGURA 14	– Etapas de funcionamento do conversor <i>Buck</i> com carga RLE.	32
FIGURA 15	– Diagrama de blocos para controle de conversores.	33
FIGURA 16	– Diagrama de corpo livre de um sistema massa, mola e amortecedor.	34
FIGURA 17	– Modelo de uma mola.	35
FIGURA 18	– Modelo de um amortecedor.	35
FIGURA 19	– Diagrama de blocos de um sistema de segunda ordem.	36
FIGURA 20	– Sistema simples de realimentação negativa.	38
FIGURA 21	– Identificação da dinâmica do processo ou planta.	41
FIGURA 22	– Identificação do comportamento de um operador de controle.	42
FIGURA 23	– Exemplo de conjuntos <i>fuzzy</i> , em que a velocidade pode ser positiva em dois níveis ao mesmo tempo se estiver dentro da área de ambos.	42
FIGURA 24	– Esquemático das etapas de um controle <i>fuzzy</i>	43
FIGURA 25	– Tipo de problema.	45
FIGURA 26	– Definição das propriedades utilizadas no FEMM.	46
FIGURA 27	– Corte transversal do amortecedor.	46
FIGURA 28	– Corte transversal do amortecedor.	48
FIGURA 29	– (a) malha sem refinamento; (b) malha refinada.	49
FIGURA 30	– armadura paramagnética (a); armadura ferromagnética (b); módulo da densidade do fluxo magnético B[T] (c).	50
FIGURA 31	– Força entre os ímãs permanente do amortecedor conforme o deslocamento.	50
FIGURA 32	– Simulação da força [N] em função da espessura da bobina [mm]; armadura ferromagnética.	52
FIGURA 33	– Simulação da força [N] em função da espessura da bobina [mm]; armadura	

	ferromagnética + paramagnética.	53
FIGURA 34	– Simulação da força por volume $[N/mm^3]$ em função da espessura da bobina $[mm]$; armadura ferromagnética.	54
FIGURA 35	– Simulação da força por volume $[N/mm^3]$ em função da espessura da bobina $[mm]$; armadura ferromagnética + paramagnética.	54
FIGURA 36	– Simulação da força resultante do amortecedor em função do deslocamento; armadura ferromagnética.	55
FIGURA 37	– Simulação da força resultante do amortecedor em função do deslocamento; armadura ferromagnética + paramagnética.	56
FIGURA 38	– Simulação da força resultante do amortecedor em função do deslocamento; armadura ferromagnética com bobinas no mesmo sentido e sem bobinas.	57
FIGURA 39	– Dimensões e polaridade dos anéis de NdFeB.	58
FIGURA 40	– Dimensões e polaridade do anel e do disco ferromagnético.	58
FIGURA 41	– Largura, altura e disposição das espiras na armadura.	59
FIGURA 42	– Desenho da armadura.	60
FIGURA 43	– Tampa superior (a) e inferior (b).	61
FIGURA 44	– Haste central.	61
FIGURA 45	– Montagem da parte mecânica.	62
FIGURA 46	– Conversor <i>Buck</i> com carga RL - PSIM.	65
FIGURA 47	– Resposta do conversor - PSIM.	65
FIGURA 48	– Conversor <i>Buck</i> com carga RL - MATLAB.	66
FIGURA 49	– Resposta do conversor - MATLAB.	66
FIGURA 50	– Retificador de onda completa com filtro capacitivo.	67
FIGURA 51	– Conversor <i>Buck</i> com retificador de onda completa com filtro capacitivo e controle PID.	69
FIGURA 52	– Resposta do conversor em malha fechada - <i>set-point</i> de $3,5A$ - MATLAB.	70
FIGURA 53	– Resposta do conversor em malha fechada- <i>set-point</i> de $1A$ - MATLAB.	70
FIGURA 54	– Força do amortecedor para diferentes correntes.	71
FIGURA 55	– Superfície de força do amortecedor criada pelo <i>Curve Fitting</i>	72
FIGURA 56	– Representação do <i>Function Block</i> criado para calcular a força do amortecedor.	72
FIGURA 57	– Sistema de controle PID em cascata pra controle da suspensão	73
FIGURA 58	– Diagrama de blocos para a simulação da suspensão com o amortecedor ativo.	74
FIGURA 59	– Diagrama de blocos do controlador PID da suspensão.	74
FIGURA 60	– Subsistema Amortecedor criado no diagrama de blocos.	75
FIGURA 61	– Resposta velocidade para o tempo de estabilização de 5 s com controle PID.	76
FIGURA 62	– Malha de controle da lógica <i>Fuzzy</i>	77
FIGURA 63	– Esquemático do <i>Fuzzy</i> com três entradas e duas saídas.	77
FIGURA 64	– Regras de pertinência para a entrada de força do controlador <i>Fuzzy</i>	78
FIGURA 65	– Regras de pertinência para a entrada de posição do controlador <i>Fuzzy</i>	78
FIGURA 66	– Regras de pertinência da entrada de velocidade do controlador <i>Fuzzy</i>	79
FIGURA 67	– Regras de pertinência para a saída de corrente do controlador <i>Fuzzy</i>	79
FIGURA 68	– Superfície de relação entre entradas e saídas.	80

FIGURA 69	– Saída de força do controlador <i>Fuzzy</i>	80
FIGURA 70	– Curva de relação entre entrada de velocidade e saída de força do controlador <i>Fuzzy</i>	81
FIGURA 71	– Esquemático do controlador <i>Fuzzy</i> em simulink.	81
FIGURA 72	– Esquemático do controlador <i>Fuzzy</i> em simulink.	82
FIGURA 73	– Comparação de velocidade com controle PID e <i>Fuzzy</i>	83

LISTA DE TABELAS

TABELA 1	– Definição das propriedades e condição de contorno.	47
TABELA 2	– Resultados obtidos a partir da densidade máxima de força por volume. ...	55
TABELA 3	– Parâmetros do PID1 da suspensão.	75
TABELA 4	– Parâmetros do PID de controle do amortecedor.	75
TABELA 5	– Valores eficazes de aceleração, força de suspensão e força do amortecedor.	83

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	12
1.2	DELIMITAÇÃO DO TEMA	13
1.3	OBJETIVOS	14
1.3.1	Objetivo Geral	14
1.3.2	Objetivos Específicos	14
1.4	JUSTIFICATIVA	15
1.5	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	15
1.6	ESTRUTURA DO TRABALHO	16
2	MECÂNICA E ELETROMAGNETISMO	19
2.1	ESTUDO DO ATUADOR	19
2.1.1	Topologia escolhida	21
2.2	CIRCUITO ELETROMAGNÉTICO	22
2.2.1	Métodos de cálculo de forças a partir de métodos computacionais	22
2.2.1.1	Método do trabalho virtual	23
2.2.1.2	Método do tensor de Maxwell	24
2.2.1.3	Método do tensor ponderado de Maxwell	25
2.3	SIMULAÇÃO POR ELEMENTOS FINITOS	25
3	ELETRÔNICA DE POTÊNCIA	28
3.1	INTRODUÇÃO À ELETRÔNICA DE POTÊNCIA	28
3.2	CONVERSOR CC-CC ABAIXADOR DE TENSÃO: <i>BUCK</i>	29
3.2.1	Funcionamento	29
3.2.2	Análise do conversor <i>Buck</i> para uma carga resistiva e indutiva	31
3.3	APLICAÇÕES	32
3.4	CONTROLE	33
4	ESTUDO DA DINÂMICA DA SUSPENSÃO	34
4.1	DINÂMICA DA SUSPENSÃO.	34
4.2	CRITÉRIOS DE DESEMPENHO	36
5	SISTEMA DE CONTROLE	38
5.1	CONTROLADOR PID	38
5.1.1	Controle proporcional	39
5.1.2	Controle proporcional integral	39
5.1.3	Controle proporcional integral derivativo	40
5.1.4	Controle PID discreto	40
5.2	<i>FUZZY</i>	41
6	PROJETO DO ATUADOR	45
6.1	MODELAGEM DO AMORTECEDOR POR ELEMENTOS FINITOS	45
6.1.1	Procedimentos para definição da parte eletromagnética	47
6.2	DIMENSIONAMENTO DO ATUADOR	57
6.2.1	Ímãs	57
6.2.2	Armadura	58

6.2.3 Haste	61
7 SIMULAÇÕES DA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA	63
7.1 CÁLCULO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR <i>BUCK</i>	63
7.2 CONTROLE PID NO CONVERSOR <i>BUCK</i>	67
8 CONTROLE	71
8.1 FORÇA DO AMORTECEDOR ELETROMAGNÉTICO	71
8.2 CONTROLE DA SUSPENSÃO	73
8.2.1 Controle PID	73
8.2.2 Controle <i>Fuzzy</i>	77
8.2.3 Desempenho	82
9 CONCLUSÃO	84
REFERÊNCIAS	86

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentada a contextualização do trabalho, a justificativa para a pesquisa, os objetivos deste trabalho e, por fim, uma descrição geral do projeto.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Nas últimas décadas, os engenheiros têm buscado novos sistemas de controle para atenuação de oscilações e choques mecânicos em automóveis e equipamentos industriais. Sistemas de amortecimento estão entre os mais utilizados, a fim de amenizar esses efeitos. Atualmente, os sistemas de amortecimento são classificados como passivos, semi-ativos e ativos. As características típicas desses sistemas são a energia para atuar sobre o sistema e a frequência característica do atuador (FISCHER; ISERMANN, 2004).

Equipamentos industriais, por exemplo, apresentam diversas oscilações mecânicas que interferem no seu funcionamento. Dessa maneira, há a necessidade de se empregar diversos mecanismos de absorção de oscilações para melhorar seu desempenho. O grande problema é que essas oscilações geralmente não apresentam um padrão de amplitude e repetição. Por este motivo, as suspensões mecânicas passivas comuns apresentam baixa eficiência, já que são projetados para uma condição específica de funcionamento (TEIXEIRA et al., 2004).

A suspensão passiva consiste em um sistema não controlado, no qual não é possível a alteração de suas propriedades, como massa, rigidez ou amortecimento, para se adaptar as variações intrínsecas do sistema. No meio automobilístico, sua principal vantagem é o fato de terem baixo custo e adequarem-se bem quando dimensionadas para uma determinada aplicação (NETO, 2008). Apesar de muitos avanços e melhorias terem sido alcançadas com as suspensões passivas, por meio de molas não lineares, barras estabilizadoras e topologias mais complexas, tem-se a convicção de que sistemas passivos estão chegando ao seu limite de otimização. Tendo em vista que esses sistemas não são capazes de conciliar os requisitos conflitantes de conforto e dirigibilidade, nota-se a necessidade de buscar alternativas (MAIORANA, 2004).

O sistema semi-ativo se assimila ao passivo, quando se refere à retirada de energia do sistema. Contudo, o sistema semi-ativo tem a possibilidade de alterar uma ou mais de suas

propriedades, seja do coeficiente de amortecimento ou da constante elástica da mola, conforme a necessidade do sistema (FISCHER; ISERMANN, 2004). As suspensões semi-ativas são amplamente usadas na indústria automobilística, devido a algumas vantagens: pequeno peso e volume, baixo consumo de energia se comparado com a suspensão ativa, baixo preço e bom desempenho (DO et al., 2010).

Suspensão ativa atua no sistema por meio de forças ativas, ou seja, forças controladas por um sistema, tendo um amplo controle de frequências de oscilação, intervindo diretamente no sistema dinâmico. No entanto, aumentam significativamente a demanda de energia, se comparado ao semi-ativo e passivo (FISCHER; ISERMANN, 2004). Uma área de grande interesse em sistemas de amortecimento ativo é o setor automobilístico, no qual, além de oscilações irregulares, em veículos de alto desempenho, muitas vezes existe a necessidade de controlar a posição do amortecedor, melhorando assim a estabilidade do automóvel. Suspensões ativas foram inicialmente desenvolvidas para os carros de Fórmula 1 (GUGLIELMINO et al., 2008), sendo que o primeiro carro a ser equipado com um sistema ativo foi desenvolvido pela Lotus, em 1981 (BAKER, 1984).

Na década de 1990, diversos projetos para amortecedores ativos foram desenvolvidos e testados. Por exemplo, Giliomee (1998), Hagopian (1999) e Kitching (1998), que desenvolveram atuadores nos quais o controle era feito por meio da variação do diâmetro do orifício de entrada e saída do fluido por meio de uma válvula, assim como diversos outros projetos em que eram utilizados fluidos eletro-reológicos, que apresentam propriedades variáveis dependendo de um campo elétrico externo (TEIXEIRA et al., 2004). Além do controle das forças envolvidas, as suspensões ativas podem ser classificadas como parcialmente carregada e totalmente carregada.

As suspensões parcialmente carregadas consistem em um amortecedor ativo em conjunto com uma mola. Desta maneira, o amortecedor fica responsável por amortecer o movimento e a mola por sustentar a massa do veículo. Já as suspensões totalmente carregadas não apresentam mola, fazendo com que o amortecedor ativo seja responsável por amortecer o movimento e sustentar a carga. Esta segunda configuração necessita de uma quantidade muito maior de energia comparada com a parcialmente carregada (FISCHER; ISERMANN, 2004).

1.2 DELIMITAÇÃO DO TEMA

Tradicionalmente, o sistema que é empregado para atenuação de oscilações é passivo, ou seja, um elemento com características construtivas fixas, tendo um bom custo-benefício

quando dimensionado para uma faixa bem específica de frequência e amplitude de oscilação. Porém, quando estes sistemas não atendem as especificações de nível de oscilação, torna-se necessária a aplicação de outras técnicas, como sistemas semi-ativos e ativos (SALDARRIAGA, 2007).

Com o avanço das pesquisas e desenvolvimento de equipamentos e veículos, é esperado que os sistemas de amortecimento fossem cada vez mais exigentes quanto a sua dinâmica e, portanto, os sistemas ativos prevalecem quanto ao desempenho e dinamismo, tendo diversas aplicações na indústria, principalmente a automobilística (TEIXEIRA et al., 2004). Este projeto irá se concentrar no estudo e simulação de um amortecedor mecânico ativo, baseado em propriedades eletromagnéticas e empregado em uma suspensão semi-ativa, apresentando simulações e análises do seu funcionamento por meio de diferentes critérios de desempenho.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Estudar e simular um sistema de amortecimento mecânico ativo, baseado em princípios mecânicos, eletromagnéticos e de controle, aplicando-o em e um projeto de uma suspensão semi-ativa.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Objetivo 1: Estudar e dimensionar as partes mecânicas do amortecedor, definindo seus componentes, materiais, dimensões, formatos e posições.
- Objetivo 2: Simular o circuito eletromagnético do amortecedor, analisando os campos, fluxos e forças existentes no sistema.
- Objetivo 3: Simular e projetar o conversor de potência a ser utilizado para acionamento do amortecedor, bem como seu controle em malha fechada.
- Objetivo 4: Aplicar o amortecedor proposto em um suspensão semi-ativa e projetar os sistemas de controle para a suspensão, utilizando lógicas PID e *Fuzzy*.
- Objetivo 5: Realizar simulações do projeto e, por meio dos resultados obtidos, apresentar uma comparação de desempenho entre as duas lógicas de controle.

1.4 JUSTIFICATIVA

A necessidade de controle e atenuação das oscilações tem sido alvo das pesquisas e desenvolvimento na engenharia, exemplos que podem ser evidenciados em diversas áreas de aplicação, sendo a principal delas o controle de oscilações em suspensões veiculares (ISERMANN, 2005).

Dentre os sistemas de amortecimento e atenuação de oscilações, optou-se pelo amortecedor eletromagnético ativo, levando em consideração algumas das principais vantagens, como: o aumento da eficiência de amortecimento e a estabilidade do sistema.

O atuador eletromagnético tem a possibilidade de aplicar a mesma força em um tempo de resposta muito menor quando comparado aos sistemas passivos (GYSEN et al., 2010). A aplicação deste sistema ocasionaria uma melhoria da vida útil dos equipamentos, desempenho e redução dos custos com manutenção do processo. Além disso, este projeto agrega diversos conhecimentos importantes na área da engenharia, como mecânica, eletromagnetismo, controle e eletrônica.

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Devido à abordagem de diferentes conteúdos neste projeto, o estudo realizado nesse texto foi dividido em seis partes, conforme o fluxograma apresentado na Figura 1.

Em primeira instância é realizado uma revisão bibliográfica sobre todos os assuntos e teorias a serem utilizadas neste projeto, envolvendo áreas do conhecimento como mecânica, eletromagnetismo, eletrônica e controle. Nesta etapa do fluxograma é definida a estrutura mecânica inicial do amortecedor, esta estrutura é importante para servir como base para o estudo e simulação do circuito eletromagnético do amortecedor.

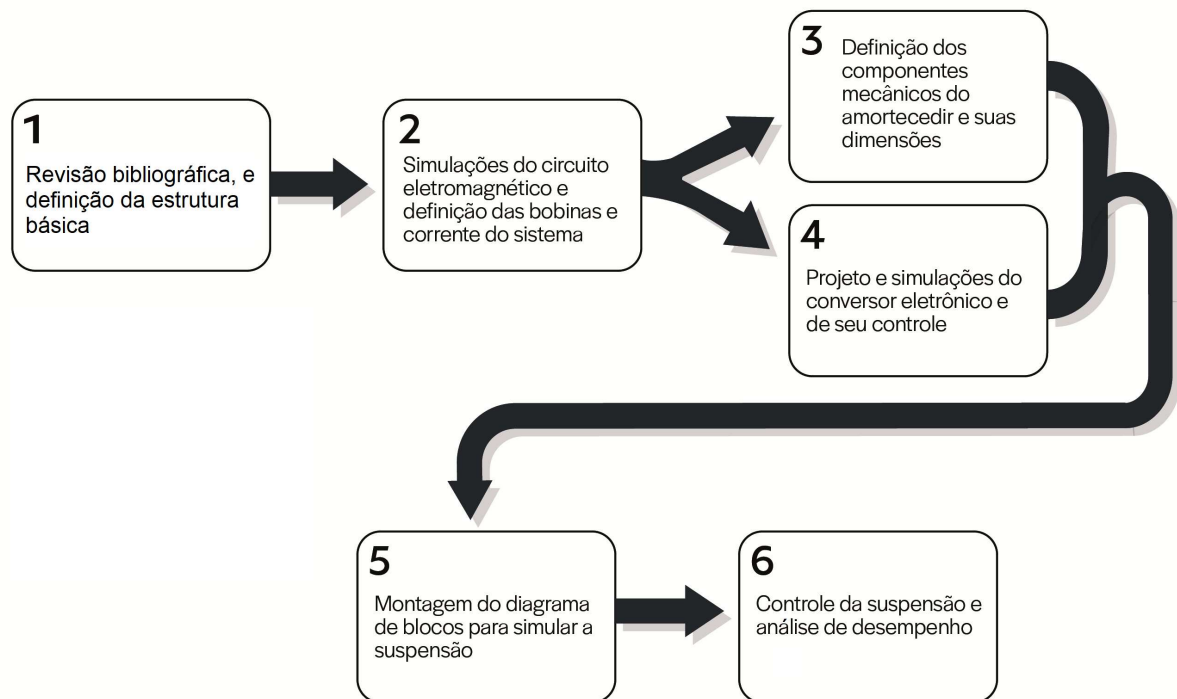
Na segunda etapa, com a topologia definida, são realizadas diversas simulações do circuito eletromagnético do amortecedor. Estas simulações tem o objetivo de analisar as forças envolvidas neste circuito e definir a quantidade de bobinas, os materiais dos componentes mecânicos e a corrente utilizada no sistema de amortecimento. Além disso, os resultados e dados obtidos por meio do estudo do circuito eletromagnético permitem a elaboração dos métodos utilizados para a simulação do amortecedor. Na terceira etapa do fluxograma, com base nas dimensões das bobinas e de outros materiais disponíveis comercialmente, são definidos todos os componentes mecânicos do amortecedor, suas respectivas dimensões e posições.

A quarta etapa, por meio das especificações adotadas para a corrente das bobinas, é feito um projeto para conversor eletrônico utilizado como *hardware* para o acionamento das bobinas, bem como o controlador utilizado para o circuito, apresentando diferentes simulações para o conversor.

Na quinta etapa é feita a preparação do diagrama de blocos para a simulação e estudo do comportamento do amortecedor, demonstrando suas não linearidades e o procedimento utilizado para o cálculo da força de amortecimento. Ainda nesta etapa, é demonstrado como o amortecedor é empregado na simulação de uma suspensão.

Por fim, na sexta e ultima etapa, é realizado o controle da suspensão por meio de duas técnicas de controle distintas, sendo, primeiramente, controle PID e em sequência controle *Fuzzy*. Os resultados obtidos com ambos os controladores serão comparados por meio de diferentes critérios como conforto, segurança e eficiência.

Figura 1: Fluxograma de estudo para o projeto.



Fonte: Elaborada pelos autores.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho é composto por nove capítulos. O primeiro capítulo apresenta uma breve descrição do conteúdo do trabalho, como o contexto histórico e uma abordagem geral do que

foi desenvolvido neste texto.

No segundo capítulo inicia-se a primeira etapa do fluxograma. Este capítulo aborda o estudo inicial do amortecedor, dividido em duas partes. Primeiramente, um estudo da estrutura mecânica básica do amortecedor, apresentando e analisando diferentes tipos de armaduras encontradas durante a revisão bibliográfica, permitindo o projeto dos componentes mecânicos iniciais. A segunda parte apresenta um estudo sobre a teoria de eletromagnetismo a ser utilizada neste projeto. Nesta parte são apresentadas teorias sobre métodos de cálculo computacionais para circuitos eletromagnéticos, bem como uma introdução sobre elementos finitos, técnica utilizada para simulação.

O terceiro capítulo apresenta um estudo sobre a eletrônica de potência e o conversor *Buck* projetado para o acionamento das bobinas do amortecedor. Primeiramente é feita um introdução sobre eletrônica de potência, em seguida um estudo sobre conversores *Buck*, suas aplicações e controle.

No quarto capítulo é realizado um estudo sobre a suspensão na qual o amortecedor será empregado. Inicialmente é realizada uma análise sobre a equação matemática que descreve o sistema de segunda ordem adotado, bem como ele pode ser simulado por meio de diagramas de blocos. Em seguida, apresenta-se um estudo sobre os critérios de análise para desempenho de suspensões, abordando assuntos como conforto e dirigibilidade.

O quinto capítulo é responsável por apresentar o estudo sobre as técnicas de controle utilizadas no projeto. Primeiramente é apresentada uma introdução e teoria sobre controle PID, bem como, em seguida, teoria sobre a lógica *Fuzzy* empregada.

No sexto capítulo inicia-se a segunda etapa do projeto, nele é apresentado as simulações feitas referentes ao circuito eletromagnético do amortecedor. Primeiramente é apresentado como o projeto mecânico inicial, realizado anteriormente, foi implementado no *software* para o cálculo do circuito eletromagnético. Em seguida, são feitas análises das forças geradas pelo amortecedor com diferentes configurações de bobinas, alterando suas dimensões, polaridades e correntes no condutor. Os dados obtidos com essas simulações são utilizados para a definição do tamanho das bobinas, suas polaridades e corrente nominal. Na última parte desse capítulo tem-se a terceira etapa do fluxograma, na qual é realizado o projeto dos componentes mecânicos do amortecedor, definindo as peças e suas dimensões e posições finais.

O sétimo capítulo deste texto, referente à quarta etapa do fluxograma, apresenta o projeto do conversor eletrônico estudado. Nesta parte são definidas, com base nos valores de corrente definido na segunda etapa, as tensões a serem utilizadas, os cálculos da resistência

e indutância do circuito e a potência do conversor. Em seguida são apresentadas simulações do conversor *Buck* em malha aberta e um breve estudo dos resultados. Por fim, é realizado o projeto do controle do conversor, bem como simulações deste feitas em malha fechada.

O oitavo capítulo é responsável por apresentar as duas últimas etapas do estudo. Primeiramente, representando a etapa cinco, é realizado um estudo sobre como as forças de amortecimento do amortecedor são simuladas na suspensão, bem como uma análise das não linearidades do amortecedor. Em seguida, ainda na mesma etapa, é apresentado como o amortecedor é empregado e simulado na suspensão. Por fim tem-se o projeto dos controladores utilizados na suspensão, apresentando uma descrição do sistema utilizado para o controle PID e, em seguida, a implementação do controlador *Fuzzy* projetado. Por fim este capítulo apresenta uma análise de desempenho da suspensão com os dois controladores utilizados.

O nono capítulo consiste nas conclusões do grupo em relação ao projeto feito, descrevendo os resultados obtidos nos estudos e nas simulações feitas e apresentadas no texto.

2 MECÂNICA E ELETROMAGNETISMO

Aqui se inicia a primeira etapa do fluxograma, no qual é feito um estudo sobre os componentes mecânicos do amortecedor e uma revisão bibliográfica sobre os métodos a serem utilizados para as simulações do circuito eletromagnético do projeto.

2.1 ESTUDO DO ATUADOR

Para o desenvolvimento do atuador do amortecedor é necessário um estudo sobre diferentes topologias já existentes, um exemplo seria a do autor MONTAZERI-GH; SOLEYMANI, (2010), em que o atuador é do tipo rotativo. No entanto, sabe-se que topologias do tipo rotativas necessitam de conversão de movimentos rotativos em lineares, o que implica na utilização de engrenagens e, conseqüentemente, perdas mecânicas. Outra desvantagem do atuador rotativo com engrenagens é que ele é maior, não sendo possível sua implementação em locais pequenos, além de prejudicar a resposta dinâmica, quando comparado a atuadores lineares (MARTINS et al., 2006).

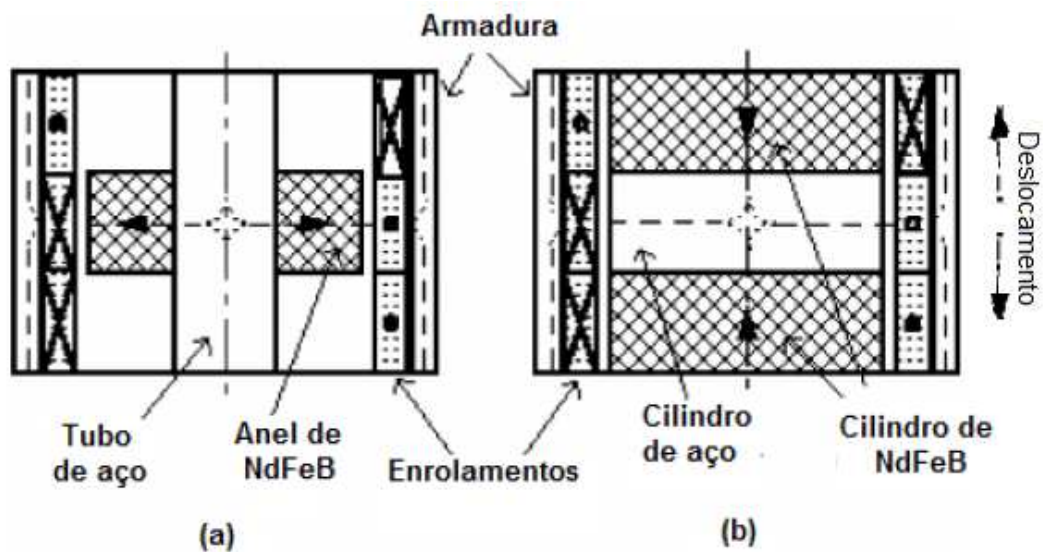
A topologia tubular, também denominada como cilíndrica, apresenta melhor resposta dinâmica, bem como melhor acomodamento e área de condução dos enrolamentos se comparada à topologia retangular (MARTINS et al., 2006).

Devido à criação e disponibilidade de ímãs de terras raras, como no caso os ímãs de NdFeB, ou neodímio, tornou-se possível a criação de atuadores lineares de elevada força e potência (LEQUESNE, 1996). A seguir, são detalhadas diferentes topologias de atuadores do tipo tubular.

Em sua publicação, MARTINS et al., (2006) apresenta dois tipos diferentes de topologias para atuadores lineares, ambas apresentam ímãs permanentes de NdFeB na parte interna, ou seja, na haste do atuador. Na primeira topologia, Figura 2(a), os ímãs permanentes têm forma de anel e magnetização radial. Na Figura 2(b), os ímãs são do formato cilíndrico e possuem magnetização axial.

Segundo simulações, dispositivos à base de ímãs de magnetização axiais possuem maior densidade de forças. Por outro lado, o volume de ímãs permanentes de magnetização

Figura 2: Configuração de atuadores tubulares com ímãs permanentes com: (a) magnetização radial e (b) magnetização axial.



Fonte: (MARTINS et al., 2006).

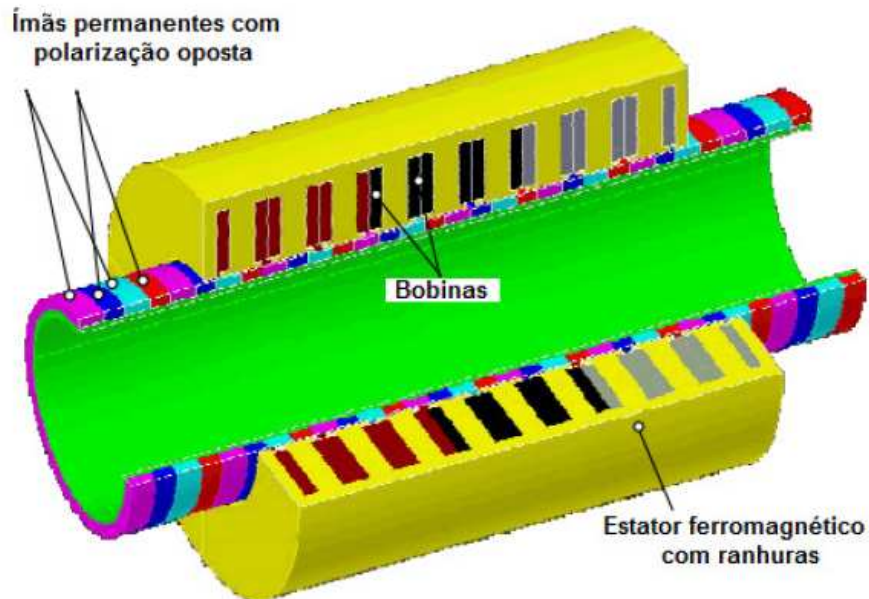
axial em dispositivos tende a ser maior do que o volume de ímãs de magnetização radial, elevando consideravelmente o preço do atuador (DENT, 2012).

Outra configuração foi apresentada por Wang (2005). A Figura 3 demonstra o atuador proposto. Nesta topologia, os ímãs permanentes são do tipo axial e radial e com polarização oposta, postos alternadamente, além de uma armadura com ranhuras, caracterizando um arranjo denominado *Halbach*.

O arranjo *Halbach*, inventado pelo físico Klaus Halbach em 1980, consiste na magnetização do ímã de tal forma que o campo magnético em uma face seja intensificado e nulo na outra face (HALBACH, 1980). Este tipo de arranjo apresenta vantagens, tais como: aumento significativo da densidade de fluxo no interior do entreferro, quando comparado aos ímãs de magnetização radial ou axial; possibilidade de substituição do núcleo ferromagnético por outro material não ferromagnético, reduzindo a massa móvel do atuador. No entanto, devido à complexidade da parte magnética, a configuração *Halbach* torna-se difícil de ser fabricada (WANG, 2005).

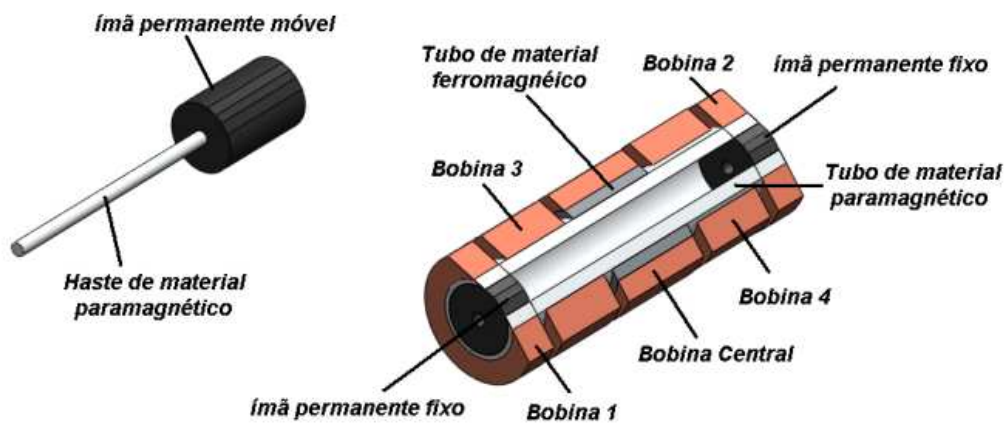
Além disso, em sua publicação, (LIMA et al., 2011) apresenta uma topologia para atuadores bem mais simples, como se observa na Figura 4. Sua estrutura é composta por uma armadura de material paramagnético, circundada por cinco bobinas, um tubo de material ferromagnético no centro e dois ímãs permanentes nas extremidades. Sua haste é feita também de material paramagnético com um ímã de Neodímio, NdFeB, fixa à ela.

Figura 3: Atuador eletromagnético com ímãs permanentes internos com orientação *Halbach*, estator ferromagnético com ranhuras e bobinas.



Fonte: (MARTINS et al., 2006).

Figura 4: Atuador proposto por (LIMA et al., 2011).



Fonte: (LIMA et al., 2011).

2.1.1 Topologia escolhida

Primeiramente, para projeto do atuador a ser utilizado no amortecedor ativo, deve-se definir a sua topologia, a operação do dispositivo, dimensões e materiais considerando todo o circuito magnético, curso e forças envolvidas. Analisando as características apresentadas anteriormente, definiu-se uma topologia que atenda os princípios de funcionamento esperado para o amortecedor. A topologia utilizada foi do tipo cilíndrica devido a sua fácil fabricação, menores perdas e pelo número reduzido de componentes. Quanto à armadura do atuador, para este projeto, optou-se pela utilização de uma armadura sem ranhuras.

Optou-se por posicionar as bobinas na parte estática do atuador, ao redor da armadura, evitando a movimentação dos condutores e o aumento desnecessário da parte móvel do dispositivo. Com base no projeto de (LIMA et al., 2011), decidiu-se pela utilização de um conjunto de três enrolamentos. Este conjunto contém três bobinas ligadas em série e separadas entre si.

Devido à indisponibilidade de ímãs de magnetização radial no mercado, optou-se pela utilização de magnéticos de NdFeB de magnetização axial, fixados em uma haste de material paramagnético na parte interna do atuador. O conjunto de ímãs é composto por doze magnéticos, posicionados lado a lado, amplificando o fluxo magnético, por meio do somatório do fluxo de cada ímã, no interior da armadura. Além dos ímãs presentes na parte móvel do atuador, são adicionados dois ímãs de ferrite nas extremidades do atuador para impedir o choque dos magnéticos de neodímio com o fim de curso do amortecedor.

2.2 CIRCUITO ELETROMAGNÉTICO

Para simulações e análises futuras é necessário um estudo do circuito eletromagnético do amortecedor para determinar as forças e outras variáveis do sistema. Essas variáveis podem ser obtidas por meio das equações físicas ou por métodos computacionais. Para problemas mais complexos, a solução por métodos computacionais, por meio da técnica de elementos finitos, torna-se mais viável.

Um fator importante a ser considerado é que alguns métodos de cálculo de forças têm sua precisão afetada com a presença de saturação magnética e isto deve ser considerado na escolha do método a ser utilizado para calcular as forças (NOGUEIRA, 2011).

2.2.1 Métodos de cálculo de forças a partir de métodos computacionais

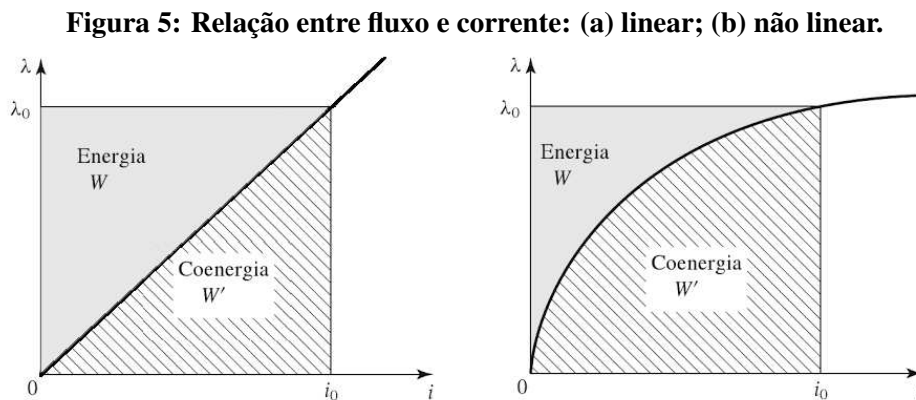
O cálculo de forças por métodos numéricos muitas vezes está sujeito a grandes erros, dependendo das simplificações feitas durante a modelagem do dispositivo e as aproximações numéricas assumidas durante a solução das equações de campo, que resultam em distribuições de campo aproximadas (NOGUEIRA, 2011). As forças estimadas por métodos computacionais envolvem algum tipo de diferenciação numérica, que são valores aproximados da derivada, portanto, associam-se erros a essas forças.

Os métodos mais empregados para cálculo de força a partir de uma perspectiva computacional são: trabalho virtual, tensor de Maxwell e tensor ponderado de Maxwell.

Sob as formulações clássicas, os dois primeiros métodos citados podem ser aplicados para estimar força de praticamente qualquer dispositivo (LICARIÃO-NOGUEIRA; JUNIOR, 2006), enquanto o tensor ponderado de Maxwell é usado somente em soluções de elementos finitos.

2.2.1.1 Método do trabalho virtual

O método do trabalho virtual é baseado na relação entre força e energia, conforme o princípio da conservação da energia. A força que atua sobre uma parte móvel de um dispositivo pode ser determinada quando ocorre um pequeno deslocamento, determinando a variação da co-energia magnética de todo o dispositivo. A co-energia não tem significado físico, é medido em unidades de energia, usada na análise teórica de energia em sistemas físicos, tem aplicação em análises eletromagnéticas em que se deseja obter as forças ou torques. Se o problema for magneticamente linear, ou seja, se a saturação magnética não for atingida, a co-energia pode ser aproximada pela energia magnética armazenada (LICARIÃO-NOGUEIRA; JUNIOR, 2006), conforme representado na Figura 5(a). Já em um problema magnético não linear, a co-energia é diferente da energia armazenada, pois suas respectivas áreas são diferentes, conforme mostrado na Figura 5(b).



Fonte: Adaptado de (BRAINKART, 2019).

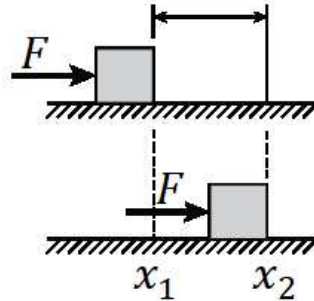
A aplicação deste método para movimentos em uma dimensão pode ser aproximada pela equação (1):

$$F_x = \frac{W_1 - W_2}{x_{12}}, \quad (1)$$

na Figura 6 temos a representação de um corpo deslizante, em que o deslocamento entre a posição x_1 e a posição x_2 é definido por x_{12} e a força F_x é estimada para a posição $\frac{x_1+x_2}{2}$. W_1

é a co-energia armazenada na posição 1 e W_2 é a co-energia armazenada na posição 2.

Figura 6: Trabalho realizado em corpo deslizando



Fonte: Elaborada pelos autores.

2.2.1.2 Método do tensor de Maxwell

O método do tensor de Maxwell é eficiente em uma perspectiva computacional para cálculo de força, uma vez que é possível encontrar a força resultante que atua sobre o objeto, sem, ao menos, movimentá-lo, poupando esforços computacionais, pois exige somente uma solução do campo para obter a força.

Ao contrário do método de trabalho virtual que é baseado no conceito de energia armazenada, o método de tensor de Maxwell não é afetado por fenômenos como saturação, outras não linearidades ou perdas. Isso acontece porque não é necessário conhecer a distribuição de campo por inteiro, mas somente na superfície escolhida (NOGUEIRA, 2016).

O critério utilizado para estimar a força é definir uma superfície fechada contendo as partes móveis desejadas, com o entorno do objeto imerso no ar ou no meio com permeabilidade relativa unitária $\mu_r = 1$ (ANDRICH et al., 2012). Maxwell mostrou que atendendo, estes critérios, basta determinar a densidade de fluxo, em módulo e direção, para toda a superfície para avaliar a força. A distribuição da força na superfície calculada a partir da densidade de fluxo magnético, B , ou pelo campo magnético, H , passa então a ser expressa por sua densidade, e a força resultante pode ser obtida por um processo de integração numérica (NOGUEIRA, 2016).

Considerando que a distribuição do campo seja obtida em termos do campo magnético, H , as componentes da força normal, f_n , e tangencial, f_t , em um dado ponto da superfície de integração são:

$$f_n = \frac{1}{2} \mu_0 (H_n^2 - H_t^2), \quad (2)$$

$$f_t = \mu_0 H_n H_t, \quad (3)$$

em que $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ é a permeabilidade magnética no vácuo, H_n é o campo magnético normal e H_t é o campo magnético tangencial. Para uma dada superfície de integração, a análise se reduz a um contorno. Portanto a força total envolvendo o objeto em interesse, para um dado vetor campo magnético, \vec{H} , e um contorno de integração C é calculada por:

$$\vec{F} = \int_C \left[\mu_0 (\vec{H} \cdot \vec{n}) \vec{H} - \frac{\mu_0}{2} H^2 \vec{n} \right] dC. \quad (4)$$

2.2.1.3 Método do tensor ponderado de Maxwell

O método do tensor ponderado de Maxwell surgiu como uma alternativa para guiar a escolha dos contornos de integração e, desde então, tem sido considerado um dos métodos mais confiáveis para cálculos de forças e torques (ANDRICH et al., 2012). O método é uma versão integral de volume do tensor de Maxwell, no qual os contornos de integração e as funções de ponderação são calculados a partir de um processo automatizado. O conjunto de contornos e funções de ponderação tem como objetivo minimizar as contribuições de regiões em que a solução do campo é menos precisa (NOGUEIRA, 2016).

2.3 SIMULAÇÃO POR ELEMENTOS FINITOS

As ferramentas computacionais para cálculo numérico de campos eletromagnéticos têm sido aprimoradas com o passar dos anos, tornando mais viável a solução de problemas mais complexos. A maioria destes *softwares* utiliza a técnica de elementos finitos juntamente com o auxílio do CAD, *Computer-Aided Design* (NOGUEIRA, 2008).

O método de elementos finitos tem provado ser flexível, confiável e efetivo nas análises de dispositivos eletromecânicos. Mesmo sem conhecimento aprofundado de um especialista, é possível ter diversas ferramentas amigáveis para calcular a distribuição de campos e cálculos integrais sem o conhecimento detalhado da matemática envolvida (KUMARAVELU; YAKUB, 2012).

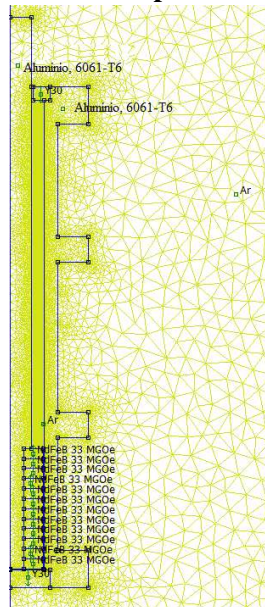
O conceito básico do método de elementos finitos consiste em dividir o domínio do problema em diversos subdomínios, nos quais cada subdomínio é representado por uma forma geométrica.

Na Figura 7, tem-se a representação da triangularização do amortecedor pelo método

dos elementos finitos. Devido ao fato da estrutura possuir simetria axial, é possível representá-lo em um plano bidimensional, considerando a metade de um corte transversal.

Por meio destas regiões formadas, a solução desejada é aproximada por funções mais simples. Se as regiões forem pequenas o suficiente, a aproximação praticamente irá coincidir com a verdadeira solução do problema (MEEKER, 2015). A vantagem deste método é poder dividir os domínios de um problema complexo em uma série de problemas menores relativamente mais simples. O processo de discretização leva a um problema de álgebra linear formado por um grande número de incógnitas, mas existem algoritmos que permitem solucioná-los.

Figura 7: Triangularização do amortecedor por elementos finitos realizado no FEMM.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Para realizar as simulações numéricas utilizou-se o *software* FEMM, *Finite Element Method Magnetics*, que é um conjunto de programas de elementos finitos para resolver problemas eletromagnéticos de baixa frequência em domínios bidimensionais planar e estruturas 3D com simetria axial. O programa aborda atualmente problemas magnetostáticos lineares / não lineares, problemas magnéticos harmônicos lineares / não lineares, problemas eletrostáticos lineares e problemas de fluxo de calor no estado estacionário (MEEKER, 2015).

O FEMM discretiza o domínio do problema usando elementos triangulares, conforme mostrado na Figura 7. Para cada elemento, a solução é aproximada por uma interpolação linear dos valores de potencial nos três vértices do triângulo (MEEKER, 2015). No caso de problemas magnetostáticos, uma vez conhecida a distribuição do vetor potencial magnético, pode ser calculada as demais variáveis de interesse.

O *software* é dividido em três partes:

- *Interactive shell* (`femm.exe`): Este programa é composto por uma interface de pré e pós-processamento gráfico para diversos tipos de problemas solucionados pela ferramenta. Possui uma interface para definir a geometria do problema a ser resolvido e para definir as propriedades do material e as condições de contorno. Podem ser importados arquivos Autocad DXF para facilitar a análise de geometrias existentes.
- *triangle.exe*: Discretiza o domínio atual em um grande número de triângulos, uma aplicação fundamental na metodologia dos elementos finitos.
- *Solver*: Algoritmo para solução de problemas magnéticos e eletrostáticos. Cada *solver* possui um conjunto de arquivos de dados que descrevem o problema e resolve as equações diferenciais parciais relevantes para obter valores para o campo desejado.

3 ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

3.1 INTRODUÇÃO À ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Para o correto funcionamento do atuador projetado é necessário projetar a eletrônica de potência que alimenta as bobinas do sistema por meio da conversão/tratamento da energia elétrica, servindo de *hardware* entre o sinal de controle e o acionamento. Para tal feito, utilizam-se os chamados conversores chaveados. Estes conversores apresentam, basicamente, uma entrada de potência, uma entrada de controle e uma saída de potência, conforme representação da Figura 8 (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

Figura 8: Bloco básico de um conversor chaveado.



Fonte: Adaptado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

As tensões utilizadas nestes conversores são: tensão alternada, CA, e a tensão contínua, CC. Estes conversores podem realizar quatro tipos diferentes de conversões, CA-CC, CC-CC, CC-CA ou CA-CA. Em conversores do tipo CC-CC, a tensão de entrada do conversor é controlada pelo conversor, podendo ser de magnitude maior ou menor que a entrada, com polaridade contrária ou até isolada da entrada. Conversores do tipo CA-CC, também chamados de retificadores, operam da mesma maneira que o anterior, porém, neste caso, a tensão CA na entrada do conversor precisa ser retificada e transformada em CC antes de ser controlada (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

Conversores CC-CA, ou inversores, transformam tensões de entrada CC em saídas CA, com magnitudes e frequências variadas. Por último, conversores CA-CA, ou cicloconversores, são responsáveis por transformar tensão CA em outra tensão CA, porém com magnitude e frequência variadas.

Conversores chaveados são empregados quando se tem a necessidade de converter energia e ao mesmo tempo apresentar alta eficiência durante esta conversão. Estes conversores comumente apresentam eficiência acima de 90% (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

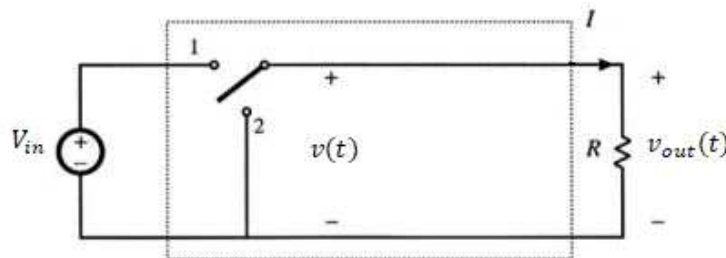
3.2 CONVERSOR CC-CC ABAIXADOR DE TENSÃO: *BUCK*

Os conversores chaveados realizam a conversão de energia por meio do chaveamento da tensão de entrada, o conversor CC-CC abaixador de tensão, também conhecido como *Buck*, produz um valor médio de tensão na saída menor que o valor médio de tensão na entrada. Teoricamente, este tipo de conversor é concebido de forma a possibilitar a variação de tensão na saída de zero até o valor da tensão de entrada (BARBI; MARTINS, 2000).

3.2.1 Funcionamento

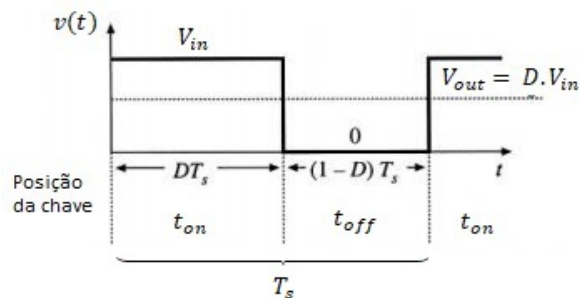
Considerando a Figura 9, se a chave do circuito abrir e fechar periodicamente, a tensão na carga terá o formato da figura 10 (BARBI; MARTINS, 2000).

Figura 9: Circuito com chave.



Fonte: Adaptado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

Figura 10: Onda de tensão na carga.



Fonte: Adaptado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

O valor médio da tensão de saída, V_{out} , do conversor é dado por:

$$V_{out} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{in} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} V_{out} dt = \frac{t_{on}}{T_s} E. \quad (5)$$

no qual T_s é o período de chaveamento, V_{in} é a tensão de entrada e t_{on} é o tempo em que a chave permanece conduzindo, define-se a razão cíclica, ou *duty cycle*, D como:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s}. \quad (6)$$

obtem-se que:

$$V_{out} = DV_{in}. \quad (7)$$

A corrente média de saída, I_{out} , é obtida por meio da expressão:

$$I_{out} = \frac{V_{out}}{R} = \frac{DV_{in}}{R}. \quad (8)$$

A potência de entrada pode ser vista como a própria potência entregue a carga, e é dada pela expressão:

$$P_{out} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{out} I_{out} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} \frac{(V_{out})^2}{R} dt = \frac{DV_{in}^2}{R}. \quad (9)$$

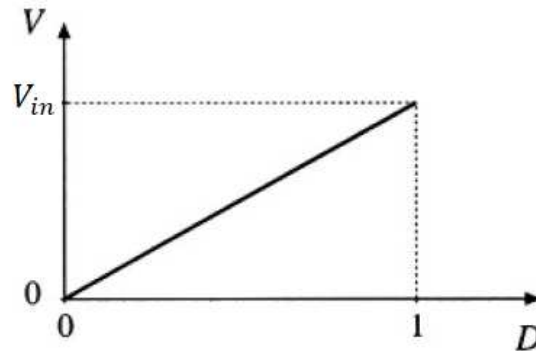
enquanto a R_E , resistência efetiva de entrada vista pela fonte é dada por:

$$R_E = \frac{V_{in}}{I_{out}} = \frac{R}{D}. \quad (10)$$

A partir da equação (7) observa-se que a tensão média de saída varia linearmente com D . Assim com a razão cíclica variando entre $0 \leq D \leq 1$, tem-se que a tensão média de saída varia de zero a tensão de entrada, V_{in} , conforme figura 11 (BARBI; MARTINS, 2000).

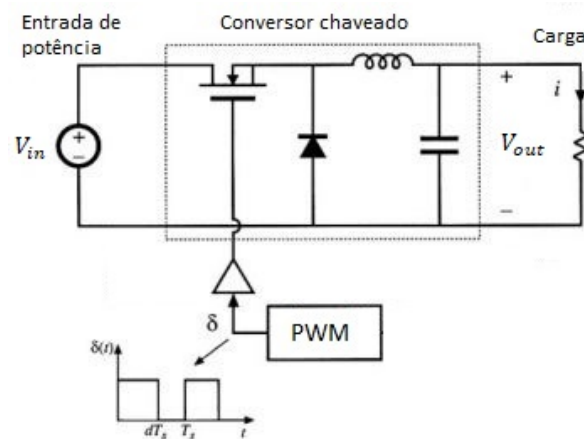
Além disso, o circuito representado na Figura 9 apresenta alta oscilação na tensão de saída bem como grande quantidade de harmônicos. Por este motivo adiciona-se um filtro ao circuito, o conversor *Buck* completo é representado pela figura 12 (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

Figura 11: Rampa de tensão de saída por razão cíclica.



Fonte: Adaptado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

Figura 12: Conversor completo.



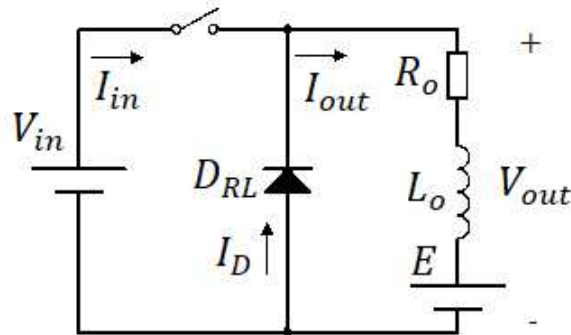
Fonte: Adaptado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

3.2.2 Análise do conversor *Buck* para uma carga resistiva e indutiva

O princípio de funcionamento do conversor *Buck* para uma carga resistiva e indutiva, é o mesmo de um circuito com carga *RLE*, resistiva, indutiva e fonte DC, porém, com a fonte de tensão de saída $E = 0$. A Figura 13 mostra a configuração do conversor *Buck* para uma carga *RLE*, em que I_{in} é a corrente que circula na fonte, I_D a corrente no diodo, I_{out} a corrente na carga, R_0 a resistência da carga e L_0 a indutância da mesma.

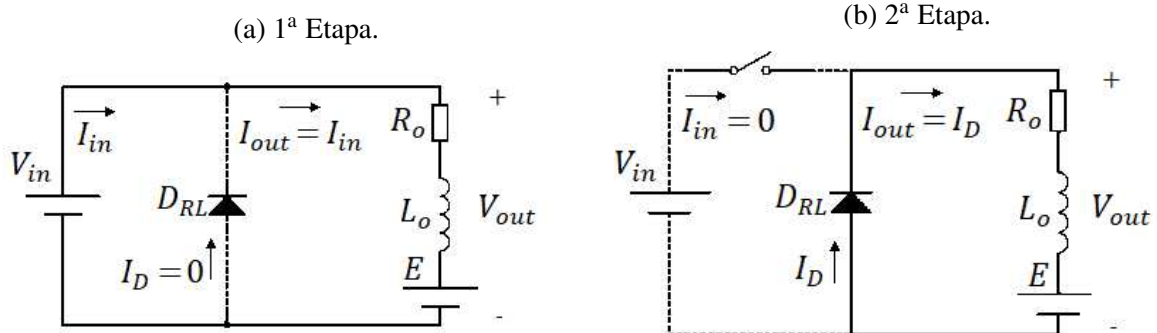
Analisando a Figura 14, observam-se as etapas de funcionamento. Na primeira etapa, Figura 14a, a chave encontra-se fechada e a corrente circula pela carga, transferindo energia da tensão de entrada para a saída. Na segunda etapa, figura 14b, a chave fica aberta e a corrente da carga circula pelo diodo de roda livre, D_{RL} (MARTINS et al., 2006).

Figura 13: Conversor *Buck* com carga RLE.



Fonte: Adaptado de (MARTINS et al., 2006).

Figura 14: Etapas de funcionamento do conversor *Buck* com carga RLE.



Fonte: Adaptado de (MARTINS et al., 2006).

3.3 APLICAÇÕES

Segundo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007), a faixa de potência em que conversores chaveados são utilizados é extremamente ampla, podendo ser aplicados para potências menores que 1W, como uma carga de pequenas baterias, como também para potências de centenas de Watts, no caso de computadores e em motores elétricos, com potências na faixa de kW, podendo chegar na casa de 1000 MW, nos quais são aplicados conversores para retificação de redes de distribuição CC.

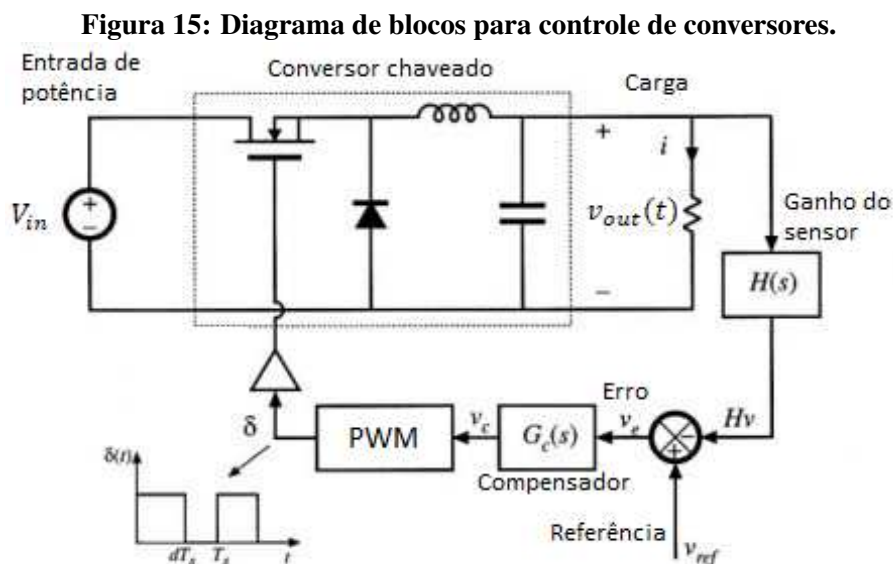
De acordo com o mesmo autor, um dos casos mais comuns de aplicação desses conversores é a alimentação de laptops, em que é necessária a utilização de diferentes tipos de tensão no interior do circuito. Conversores do tipo *Buck*, por exemplo, abaixam a tensão da bateria para a alimentação de diferentes partes de um computador, com por exemplo, as memórias, e conversores do tipo *Boost*, elevam a tensão para valores necessários para o funcionamento do HD.

3.4 CONTROLE

Como dito anteriormente, as tensões de saída dos conversores chaveados, V_s , são dadas em função do *duty cycle* aplicado às chaves do conversor, a tensão de entrada e a carga do sistema. Em conversores CC-CC, é importante que a tensão de saída seja sempre constante, independente das mudanças de carga do circuito ou de oscilações na tensão de entrada (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

A ideia de construir um circuito de controle para conversores chaveados é para que este ajuste o *duty cycle* do sistema automaticamente, obtendo assim, tensões de saída de boa qualidade, independente das condições das variáveis do circuito, prevenindo o mau funcionamento dos dispositivos que são alimentados pelo conversor (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

O diagrama de blocos da Figura 15 representa o sistema de controle comumente empregado em conversores. A tensão de saída $v_{out}(t)$ é medida por meio de um sensor com ganho $H(s)$, normalmente um divisor de tensão. O sinal de saída do sensor, $H(s)v_{out}(s)$ é comparado com uma referência, o objetivo é fazer com que o sinal de saída do sensor seja igual a referência. A diferença entre o sinal do sensor e a referência, neste caso, o erro, passa então por um compensador devidamente projetado que irá ajustar o *duty cycle* do PWM do circuito automaticamente, visando diminuir o erro do sistema (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).



Fonte: Adaptado de (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

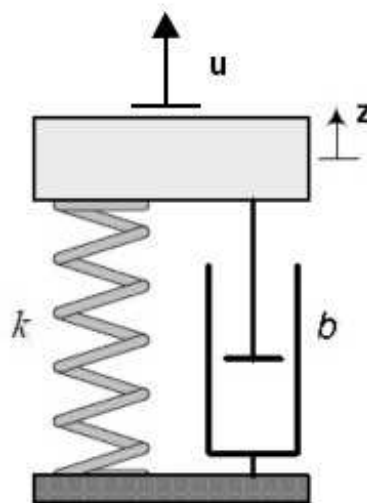
4 ESTUDO DA DINÂMICA DA SUSPENSÃO

Para verificar o funcionamento do amortecedor projetado optou-se por empregar este sistema de amortecimento em um sistema massa, mola e amortecedor, ou suspensão, no qual amortecedores são amplamente utilizados. Para as simulações do projeto é preciso realizar um estudo sobre o conjunto dito, analisando sua dinâmica, como realizar simulações em diagramas de blocos e critérios para análise de desempenho do conjunto.

4.1 DINÂMICA DA SUSPENSÃO.

A análise da dinâmica da suspensão começa a partir do diagrama de corpo livre da massa, conforme Figura 16, no qual aplica-se a segunda lei de Newton, em que o somatório das forças externas atuando em um corpo é igual ao produto da massa pela aceleração no sentido da força aplicada, segundo a equação (11) (FILHO, 2003).

Figura 16: Diagrama de corpo livre de um sistema massa, mola e amortecedor.



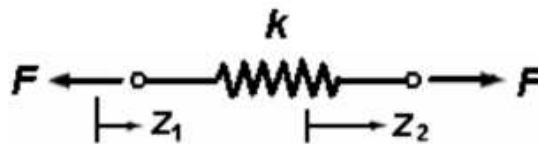
Fonte: (LIMA et al., 2011).

$$\sum F_{ap} = m\ddot{z}, \quad (11)$$

sendo F_{ap} a força aplicada a suspensão, m a massa do corpo em kg e \ddot{z} a aceleração do corpo em m/s^2 .

Um dos componentes do sistema é a mola, que resiste a força aplicada por meio de sua compressão ou extensão. Na Figura 17 temos a representação do modelo da mola e a força é dada por meio de lei de Hooke, em que o sinal negativo indica que as forças sempre se opõem ao deslocamento, conforme a equação (12).

Figura 17: Modelo de uma mola.



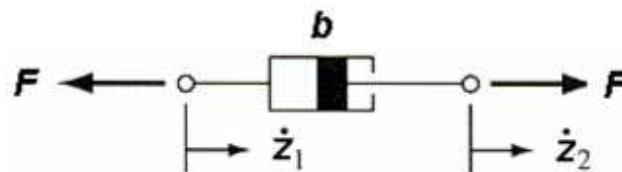
Fonte: (LIMA et al., 2011).

$$F = -k(z_2 - z_1), \quad (12)$$

sendo k a constante elástica da mola em N/m .

O amortecedor é outro componente da suspensão, conforme ilustrado na Figura 18, este dissipa a energia da oscilação e é responsável por se opor a velocidade do sistema, isto é, quando mais rápido for o movimento do sistema, maior a força exercida pelo amortecedor, como dado pela equação 13.

Figura 18: Modelo de um amortecedor.



Fonte: (LIMA et al., 2011).

$$F_{amort} = b(\dot{z}_2 - \dot{z}_1), \quad (13)$$

em que b é o coeficiente de amortecimento do amortecedor em Ns/m .

Acoplando os elementos ilustrados nas Figuras 17 e 18 temos o modelo de suspensão conforme a Figura 16 apresentada anteriormente.

Logo, o modelo matemático para um sistema massa, mola e amortecedor é descrito pela seguinte equação diferencial.

$$m\ddot{z} + b\dot{z} + kz = u, \quad (14)$$

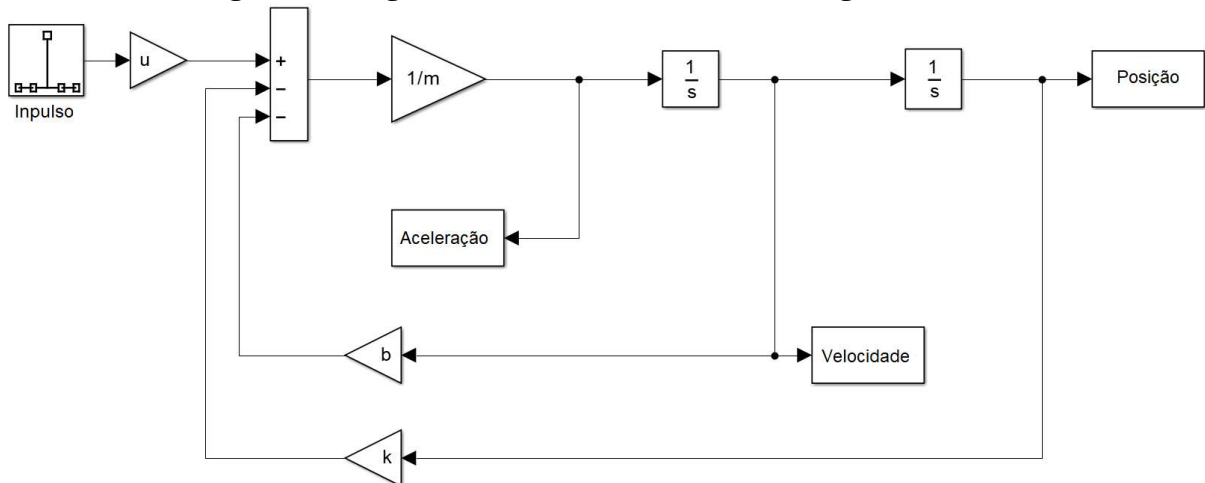
no qual u é a força de distúrbio do sistema em N .

Para simular uma suspensão no MATLAB, criou-se um diagrama de blocos que representa a dinâmica deste tipo de sistema. Segundo Filho (2003), um sistema de qualquer ordem pode ser simulado em diagrama de blocos simplesmente isolando a derivada de maior ordem e realizando todas as operações do outro lado da igualdade por meio de blocos. Dessa maneira, a equação (14) fica:

$$\ddot{z} = \frac{u - b\dot{z} - kz}{m}. \quad (15)$$

Montando o diagrama de blocos no *Simulink* obtém-se a Figura 19.

Figura 19: Diagrama de blocos de um sistema de segunda ordem.



Fonte: Elaborada pelos autores.

4.2 CRITÉRIOS DE DESEMPENHO

Para analisar e comparar o desempenho de diferentes sistemas massa, mola e amortecedor, é necessário realizar um estudo dos diferentes critérios existentes. Em seu texto,

Moura (2003) apresenta dois critérios distintos para descrever o desempenho de seu projeto. Esses critérios são importantes para realizar a comparação entre o desempenho do amortecedor e suspensão projetados com as diferentes técnicas de controle adotadas e descritas no próximo capítulo.

O primeiro critério citado fala sobre o conforto dos passageiros. Para este parâmetro tem-se que a aceleração vertical do corpo principal serve como medida indireta de desconforto. Segundo o autor, valores de aceleração altos são responsáveis por aumentar o desconforto dos passageiros, por este motivo, suspensões que apresentam níveis de aceleração mais baixos tendem a ser mais macias e confortáveis. Porém, considerando somente este critério, isso levaria a uma suspensão de pouca rigidez, ocasionando grandes deflexões no curso do amortecedor. Uma maneira de medir o nível de conforto de uma suspensão é por meio da análise da aceleração eficaz, RMS, *Root Mean Square*, aplicada pela suspensão durante as oscilações.

O segundo critério apresentado pelo autor trata-se sobre a segurança do veículo. Este parâmetro pode ser representado por meio da força de contato entre os pneus e a via, (ELBEHEIRY et al., 1995). Segundo o autor, ao minimizar a força aplicada pela suspensão à roda, tem-se que a força de contato entre o pneu e a via também é minimizada, melhorando a estabilidade do veículo e tornando-o mais seguro. Para a análise deste critério é necessário a utilização de simulações mais complexas, envolvendo o perfil da via e a distribuição da carga no veículo. Por esses motivos, este segundo critério não será utilizado neste projeto.

Um terceiro critério que pode ser usado neste texto diz respeito ao aproveitamento de energia durante as oscilações. Uma análise da corrente eficaz circulando nas bobinas do amortecedor durante as simulações nos mostram como a energia do sistema é aproveitada. Dessa forma, tem-se que valores mais baixos de RMS para a corrente significam que o amortecedor apresentou melhor eficiência energética.

Por fim, o último critério adotado diz respeito a força aplicada apenas pelo amortecedor durante as oscilações. Assim como no caso da corrente, este critério possibilita analisar como a força de amortecimento foi aproveitada na suspensão, no qual valores mais baixos desta força significam que o amortecedor foi menos exigido, bem como melhor aproveitamento desta variável.

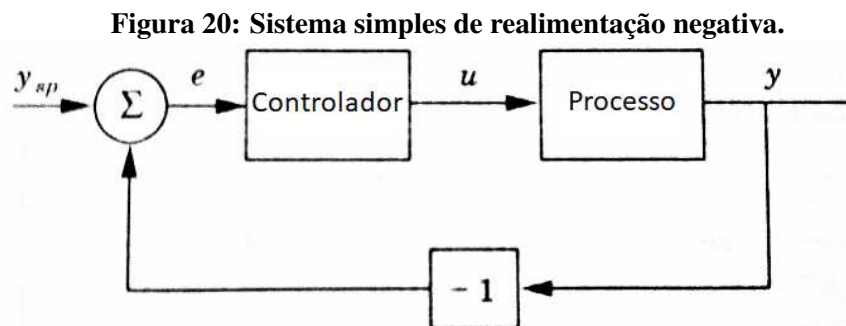
Ainda segundo Moura (2003), existem outros diferentes critérios para análise de desempenho de suspensões, sendo a escolha e importância deles dependente da aplicação do sistema. Ele cita exemplos como veículos e alto desempenho, nos quais o critério de conforto não é importante, e sim a estabilidade do veículo.

5 SISTEMA DE CONTROLE

Para garantir o correto funcionamento do amortecedor e da suspensão na qual ele será empregado, torna-se necessário a aplicação de técnicas de controle no sistema. Para este projeto foram escolhidas duas técnicas diferentes. Primeiramente, um controle PID, mais simples e em seguida um controlador utilizando lógica *Fuzzy*. A seguir temos um estudo sobre as duas técnicas de controle escolhidas.

5.1 CONTROLADOR PID

Primeiramente, para explicar um controlador é preciso entender o conceito de um sistema com realimentação. Um sistema tem dois componentes principais, o processo e o controle. A aplicação de um sistema de realimentação seria utilizar a saída do sistema, y , e o valor de saída desejado, y_{sp} , para calcular o erro. Pode-se aplicar o erro, e , na entrada do controlador para ajustar a variável manipulada. Um exemplo simples é a realimentação negativa, que funciona seguindo o princípio de que se o erro é positivo haverá um aumento na variável manipulada e no caso do erro negativo será um decréscimo da variável manipulada (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006). É possível ver um esquemático desse funcionamento na Figura 20.



Fonte: Adaptado de (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006).

O controlador PID descrito nesta seção é baseada no livro de ÅSTRÖM e HÄGGLUND (2006), e é o conjunto de três ações de controle diferentes, proporcional, integral e derivativa. Esse controlador vem sendo desenvolvido há mais de 250 anos, sendo seu primeiro controlador um dispositivo mecânico. A sua versão eletrônica só se tornou disponível no começo de 1950, com um avanço significativo nos anos 1970, com o uso de computadores digitais. Dessa forma, a implementação dos controladores se tornou possível usar funções como adaptabilidade, ajuste automático de parâmetros e diagnóstico. É importante mencionar que o controlador PID não responde bem a sistemas não lineares e variantes no tempo, podendo ser um problema no sistema simulado.

Esse controlador tem a capacidade de eliminar o erro entre o sinal desejado e o real por meio de uma ação integrativa e prever ações futuras por meio de da ação derivativa. Em muitos casos a ação de apenas um controlador PI, proporcional e integral, é o suficiente para resolver diversos problemas de controle.

O controlador PID é o algoritmo de controle mais utilizado atualmente na indústria, tanto que tal sistema vem embutidos em CLPs (Controlador Lógico Programável) e outros dispositivos disponíveis comercialmente. O seu uso se torna bastante prático, devido à existência de diversos tipos de sintonia bem estabelecidos (KASTER et al., 2011).

5.1.1 Controle proporcional

O controle proporcional tem como objetivo evitar que o controlador aja de maneira a causar oscilações. Esse controlador tem características proporcionais ao erro. O equacionamento desse controlador se dá da seguinte maneira:

$$u(t) = k_p(y_{sp} - y), \quad (16)$$

sendo y_{sp} o valor desejado ou *set-point*, y o valor de saída e K_p o ganho desse controlador e $e(t) = y_{sp} - y$ o sinal de erro do sistema realimentado:

5.1.2 Controle proporcional integral

A ação integral resolve um problema muito comum no uso individual do controlador proporcional, o erro de estado estacionário, em que o valor de estabilização é diferente do valor estipulado, ou *set-point* (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006).

$$u(t) = k_i \int_0^t e(\tau) d\tau. \quad (17)$$

em que k_i é o ganho integral.

Essa estratégia leva em conta que, como o sinal u deve ser constante no estado estacionário, o erro e deve ser igual a zero (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006). Assim, juntando a ação integral com a proporcional, tem-se o controlador PI com o seguinte equacionamento:

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau. \quad (18)$$

5.1.3 Controle proporcional integral derivativo

Para refinar ainda mais o controlador é possível fornecer uma habilidade de predição de saída baseado em extrapolação linear (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006). Aplicando essa ação ao controle, tem-se:

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right). \quad (19)$$

Assim têm-se representados nesse controlador os três termos, o proporcional (P) pelo k_p sendo ele o presente, o integral (I) representando o passado pelo T_i (tempo integrativo), e o derivativo (D) o futuro pelo T_d (tempo derivativo). Com o tempo se descobriu que esse controlador é capaz de resolver uma vasta gama de problemas de controle (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006).

5.1.4 Controle PID discreto

Para a implementação de um PID em microcontrolador é necessário discretizar a sua amostragem, e com isso é necessário também utilizar um sistema de controle discreto, para isso, antes é feito a transformada de Laplace para a simplificação da equação do PID conforme a fórmula 20.

$$U(s) = k_p + \frac{k_p}{T_i} s + k_p T_d s, \quad (20)$$

e podemos simplificar substituindo K_p/T_i por K_i e $K_p T_d$ por K_d . Chegando na equação 21.

$$U(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s. \quad (21)$$

Com a equação simplificada podemos fazer a transformada Z, em que no caso é utilizada o método de *Forward Euler*, resultando na seguinte equação 22.

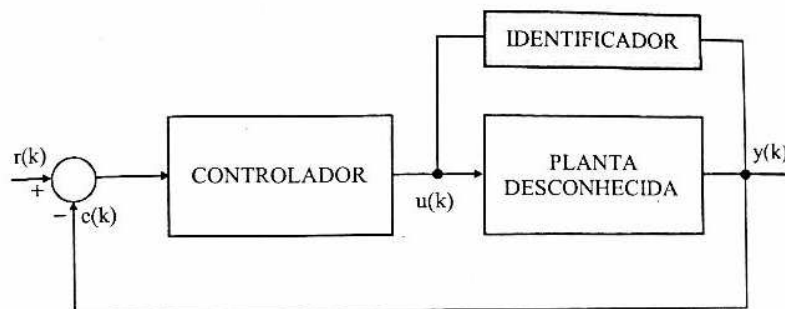
$$U(s) = K_p + \frac{K_i T_s}{z-1} + \frac{K_d z-1}{T_s z}, \quad (22)$$

em que T_s é o tempo de amostragem utilizado.

5.2 FUZZY

Um controle por lógica *fuzzy* vem da ideia de “inteligência artificial” que se inspira em ações de um operador humano, seguindo regras naturais de raciocínio, sendo capaz de chegar a conclusões por meio de informações observadas (SIMOES; SHAW, 2007). A principal diferença se encontra na identificação do sistema: um controlador *fuzzy* precisa identificar as ações do operador humano, não o funcionamento da planta, como visto nas Figuras 21 e 22. A lógica *Fuzzy* foi escolhida principalmente devido a essas características, pois, em caso de prototipagem do amortecedor, não é necessário o conhecimento do modelo matemático do sistema. O uso do sinal discreto nas figuras deste capítulo já descreve como seria tratado o sinal no controlador.

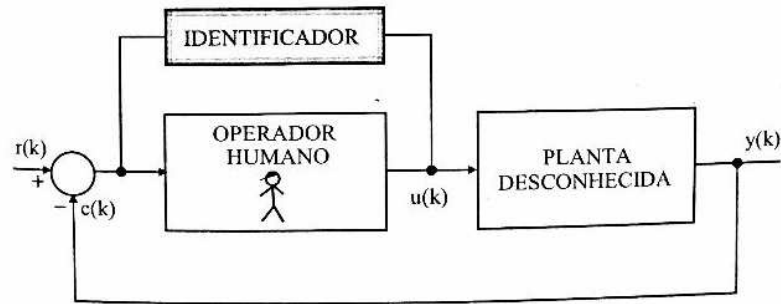
Figura 21: Identificação da dinâmica do processo ou planta.



Fonte:(SIMOES; SHAW, 2007).

A teoria de conjuntos *fuzzy* se iniciou em 1965, pelo professor Lotfi A. Zadeh, para lidar com níveis de incerteza em informações. Diferente da lógica bivalente, em que se considera uma sentença verdadeira, ou falsa, no conjunto *fuzzy* pode-se encontrar valores intermediários de verdade, na qual a sentença não é nem verdadeira nem falsa, ela ao mesmo tempo é parcialmente verdadeira e falsa (CHEN; PHAM, 2000).

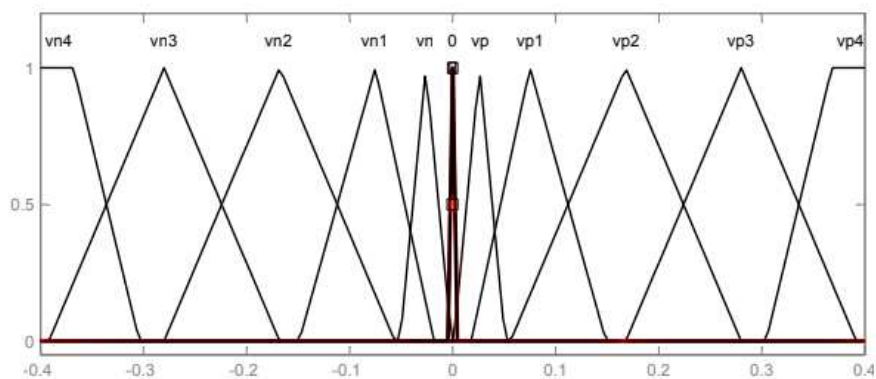
Figura 22: Identificação do comportamento de um operador de controle.



Fonte:(SIMOES; SHAW, 2007).

Em lógica de conjuntos, tem-se a diferença entre conjuntos nebulosos, *fuzzy*, e conjuntos nítidos, *crisp*. Um exemplo de conjunto *crisp* seria o conjunto de números naturais, em que um número pertence ou não a esse conjunto, ou seja, ele é ou não é um número natural, enquanto um exemplo de conjunto *fuzzy* seria definir em uma população se determinado indivíduo é alto, médio ou baixo, ela pode fazer parte do conjunto de pessoas altas e das médias ao mesmo tempo, sendo assim o indivíduo faz parte de mais de um conjunto até certo ponto (COPPIN, 2010). Na Figura 23 tem-se um exemplo de conjuntos *fuzzy*, em que a velocidade pode ser positiva em dois níveis ao mesmo tempo se estiver dentro da área de ambos.

Figura 23: Exemplo de conjuntos *fuzzy*, em que a velocidade pode ser positiva em dois níveis ao mesmo tempo se estiver dentro da área de ambos.



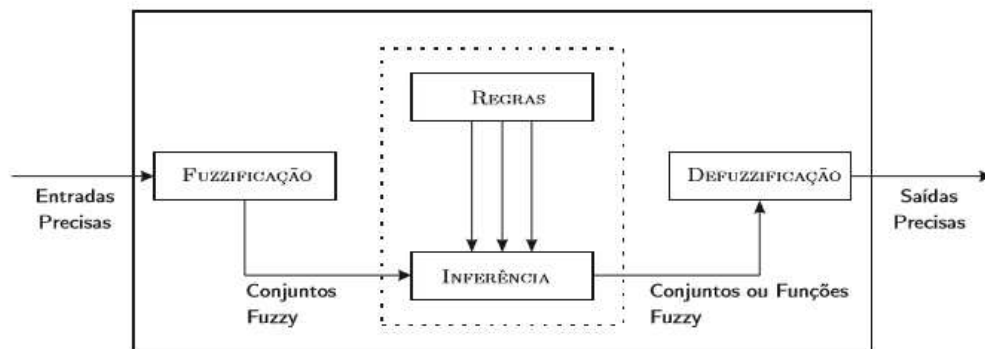
Fonte: Elaborada pelos autores

Um projeto de controlador *fuzzy* tem três etapas:

- Fuzzificação, em que se mapeiam as variáveis de entrada para o domínio *fuzzy*;
- Inferência, em que se calculam as repercussões das variáveis de entrada nas regras de saída;
- Defuzzificação, em que se converte as variáveis linguísticas de saída para valores numéricos de saída do sistema (SIMOES; SHAW, 2007);

como pode ser visto na figura 24.

Figura 24: Esquemático das etapas de um controle *fuzzy*.



Fonte: Adaptado de (MOZELLI, 2008).

O sistema de controle *fuzzy* precisa de entradas precisas discretas para o seu correto funcionamento, para isso, pode ser necessário a implementação de filtros que possam reduzir ou até mesmo eliminar os ruídos externos.

Há dois métodos de inferência mais utilizados atualmente, o Mamdani e o Takagi-Sugeno-Kang, também conhecido por Takagi-Sugeno ou apenas Sugeno. O controle proposto por Mamdani e Assilian em 1975 utiliza o método de decisão “SE A, ENTÃO B”, em que tanto as entradas do sistema quanto as saídas são variáveis linguísticas expressas por conjuntos *fuzzy*. Sugeno propôs uma simplificação desse método, no qual somente as entradas são variáveis linguísticas (ANDRADE; JAQUES, 2008). O controle *fuzzy* proposto por Sugeno (1985) nos permite utilizar as saídas como funções constantes ou lineares, conforme as equações (23), (24) e (25).

$$\text{Se } Entrada1 = x; \quad (23)$$

$$\text{E } Entrada2 = y; \quad (24)$$

$$\text{Então Saída é } z = ax + by + c; \quad (25)$$

No caso do modelo Takagi-Sugeno de ordem zero, a saída é constante com $a = b = 0$ restando apenas c , tendo a vantagem de ser facilmente identificado o valor de saída (LIMA et al., 2011). O uso do controle *fuzzy* em sistemas de amortecimento e suspensão ativa e semi-ativa é verificado em diversos trabalhos recentes como:(LIMA et al., 2011), (RAO; PRAHLAD, 1997) e (SHOOK et al., 2008).

Existem também aplicações de *fuzzy* em conjunto com outros métodos de controle, como PID e redes neurais, porém a implementação de um sistema desses pode se tornar complexa (SIMOES; SHAW, 2007) (COPPIN, 2010).

6 PROJETO DO ATUADOR

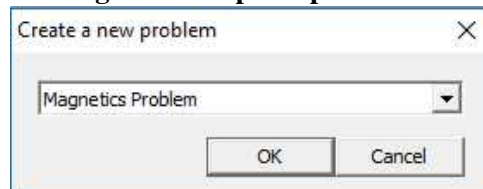
Nesse capítulo tem o início da segunda etapa do fluxograma de estudos, na qual serão feitas diferentes simulações do circuito eletromagnético do amortecedor, tendo como base a estrutura definida na primeira etapa.

6.1 MODELAGEM DO AMORTECEDOR POR ELEMENTOS FINITOS

O amortecedor foi modelado no *software* FEMM, com auxílio da linguagem de *script Lua*, que é integrada no *Interactive shell* e é possível construir, analisar a geometria e avaliar os resultados do pós-processamento.

Ao criar um projeto no *software* FEMM, é necessário selecionar o tipo do problema. A opção selecionada para este projeto foi a *Magnetics Problem*, conforme Figura 25

Figura 25: Tipo de problema.



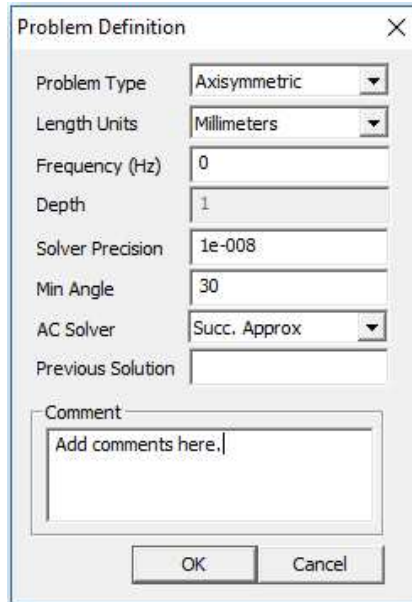
Fonte: Elaborada pelos autores.

Posteriormente, foi especificada, no *software* FEMM, a definição do problema para esta modelagem, como mostrado na Figura 26. A primeira seleção é quanto ao tipo do problema, o qual foi especificado como axissimétrico, devido a estrutura possuir simetria axial. Em seguida, definiu-se o padrão de unidades assumidas no desenho, a unidade de milímetros. Para problemas de magnetostática, a frequência de oscilação é adotada como sendo zero. Os demais campos foram mantidos com seus valores padrão, *Solver Precision* = $1e^{-8}$, *Min Angle* = 30 e *AC Solver* = *Succ. Approx.*.

Após definir as propriedades do problema, é necessário que seja inserido no pré-processador o desenho de um corte transversal do objeto desejado para a análise, que no caso é o amortecedor. As estruturas propostas do amortecedor foram realizadas no AutoCad e

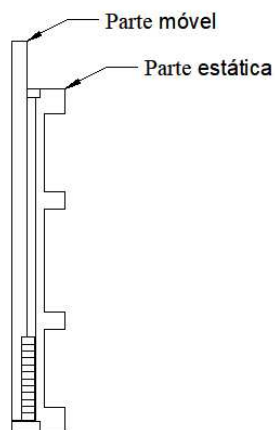
posteriormente salvas em formato $.dxf$ para serem importadas no *software* FEMM. Na Figura 27, tem-se a representação da estrutura proposta do amortecedor em um plano bidimensional, considerando a metade de um corte transversal.

Figura 26: Definição das propriedades utilizadas no FEMM.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 27: Corte transversal do amortecedor.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Uma vez importada a geometria para o *software* FEMM é possível atribuir os materiais que compõem cada parte do amortecedor, suas propriedades eletromagnéticas e as condições de contorno. A condição de contorno que se deseja aplicar é $A = 0$, em que o problema a ser resolvido não possui limites externos naturais, ou seja, não é uma região limitada e definida (MEEKER, 2015).

Os ímãs inferiores e superiores do amortecedor são de ferrite Y30, enquanto que os ímãs do atuador são de Neodímio *NdFeB*, com produto energético máximo 33 MGOe, *Mega-Gauss Oersteds*. O atuador é de material paramagnético *Aluminum, 6061-T6*, enquanto que a armadura será definido posteriormente, com as simulações, mas primordialmente serão definidos dois materiais para análise. Os materiais utilizados e a condição de contorno para as simulações são descritos na tabela 1.

Tabela 1: Definição das propriedades e condição de contorno.

Propriedades	Definição
Ímã inferior	<i>Y30</i>
Ímã superior	<i>Y30</i>
Ímãs do atuador	<i>NdFeB 33 MGOe</i>
Atuador	<i>Aluminum, 6061-T6</i>
Armadura	<i>Aluminum, 6061-T6/ 416 Stainless Steel</i>
Camada de ar	<i>Air</i>
Condição de contorno	<i>Prescribed A</i> <i>A = 0</i>

Fonte: Elaborada pelos autores.

6.1.1 Procedimentos para definição da parte eletromagnética

Para analisar qual a melhor estrutura eletromagnética a ser utilizada para a aplicação proposta, realizaram-se simulações no *software* FEMM, tendo como objetivo determinar o material da armadura que melhor se adapta ao projeto, assim como dimensionar as bobinas e qual a sua disposição na estrutura.

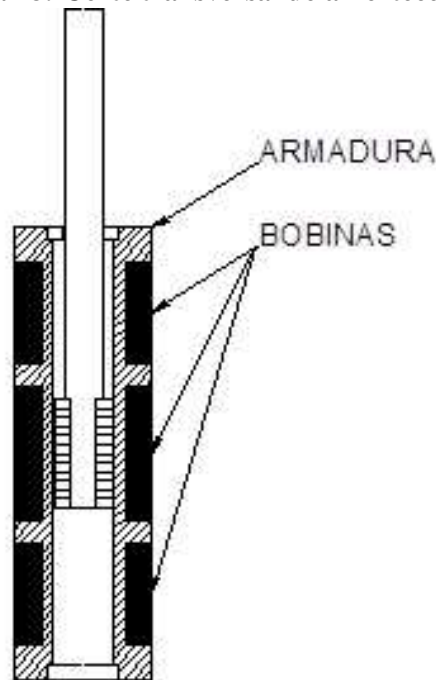
Inicialmente, foram considerados dois tipos de materiais para a construção da armadura do amortecedor. A primeira estrutura é composta por material paramagnético, ou seja, fracamente atraídos por ímãs. Portanto, a presença deste material não interfere na força dos ímãs e bobinas. No FEMM, utilizou-se o *Aluminum, 6061-T6* como material paramagnético.

A segunda estrutura proposta seria composta por material magnético, de modo que as linhas de campo se tornem mais intensas, com menos fluxo disperso, portanto, a força no atuador tende a ser mais intensa. O material utilizado para representar o material magnético foi o *416 Stainless Steel*.

Houve ainda a idealização de uma terceira estrutura. Esta, por sua vez, seria uma composição de ambos os materiais anteriormente citados, em que a parte interna da armadura seria composta por material ferromagnético, enquanto a parte externa da armadura por material paramagnético.

Após definir quais materiais seriam utilizados nas simulações, foram propostas algumas ideias quanto à disposição e ao número de bobinas. Na Figura 28, está representado um corte transversal da estrutura básica do amortecedor que será analisada. Para esta estrutura proposta, de três bobinas em série, simulou-se diversos acoplamentos entre as bobinas, alterando as respectivas polaridades, visando encontrar qual a combinação em que melhor se adapta ao projeto.

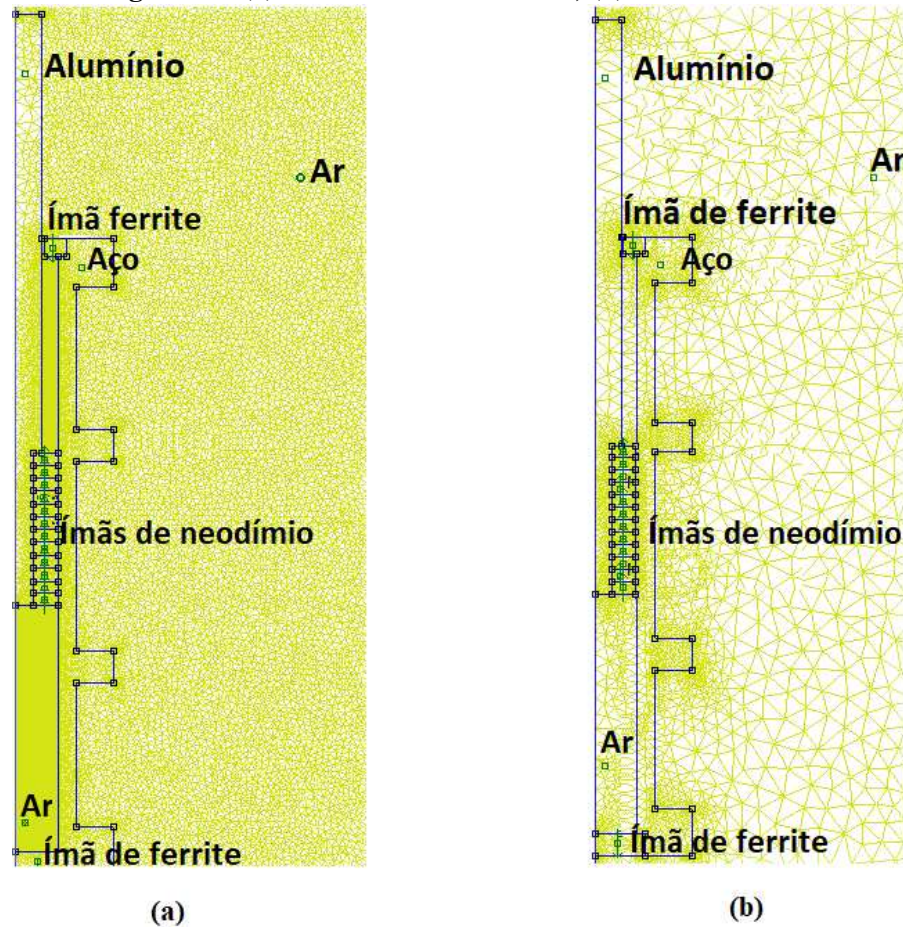
Figura 28: Corte transversal do amortecedor.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Com as topologias já definidas, foi possível então realizar as simulações referentes ao comportamento dos ímãs no amortecedor. Para todas as simulações realizadas, usaram-se malhas de triângulos refinadas. Ao se refinar uma malha, reduz-se o tamanho dos triângulos, aumentando a quantidade de pontos, melhorando a precisão dos cálculos. O refinamento prolonga o tempo de simulação, portanto, ele é realizado somente na região a qual se tem interesse de obter a força. No caso deste projeto, a malha foi refinada ao longo do curso do amortecedor com valor máximo de 0,1 mm. Nas demais regiões, não houve nenhum refinamento, simplesmente se definiu um valor máximo de triângulo de 1 mm para todos os componentes. A Figura 29 (a) representa a malha sem refinamento, enquanto na Figura 29 (b) é mostrada a malha refinada.

Figura 29: (a) malha sem refinamento; (b) malha refinada.

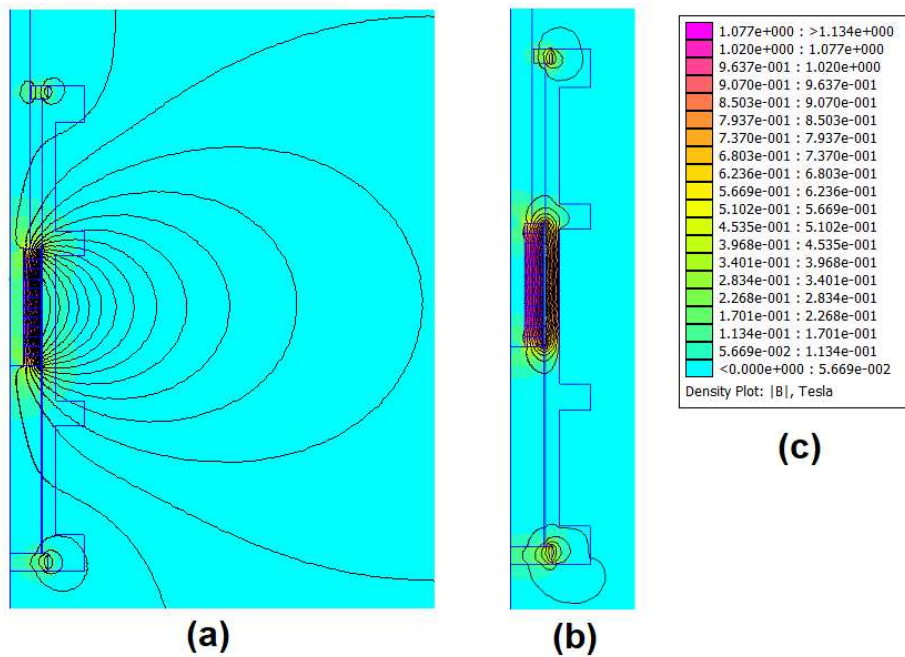


Fonte: Elaborada pelos autores.

A partir destas considerações iniciais, simulou-se o sistema sem as bobinas, apenas com os ímãs. Dois materiais diferentes foram simulados na armadura: um paramagnético e outro magnético. A combinação dos efeitos gerados somente pelos ímãs podem ser visualizados na Figura 30. É possível verificar, em ambos os casos, que a densidade dos campos gerados pelos ímãs do atuador é bem intensa, enquanto os ímãs localizados nas extremidades possuem intensidades médias. A densidade de fluxo magnético é mais forte nos ímãs do atuador, devido ser o ímã de neodímio, NdFeB N35, e para os outros dois ímãs nas extremidades considerou-se como ferrite: Y30. A armadura paramagnética, representada na Figura 30 (a), resultou em grande dispersão de fluxo, quando comparado a armadura ferromagnética na Figura 30 (b). Este fluxo disperso gera perdas para o sistema, portanto, a estrutura mais adequada para esta primeira análise seria a estrutura da armadura com material ferromagnético.

Para analisar a força resultante gerada pelos ímãs, conforme o deslocamento do atuador, implementou-se um *script* em linguagem Lua, de maneira a deslocar automaticamente a haste do amortecedor e calcula a força para cada 1 mm de deslocamento. Por meio do método

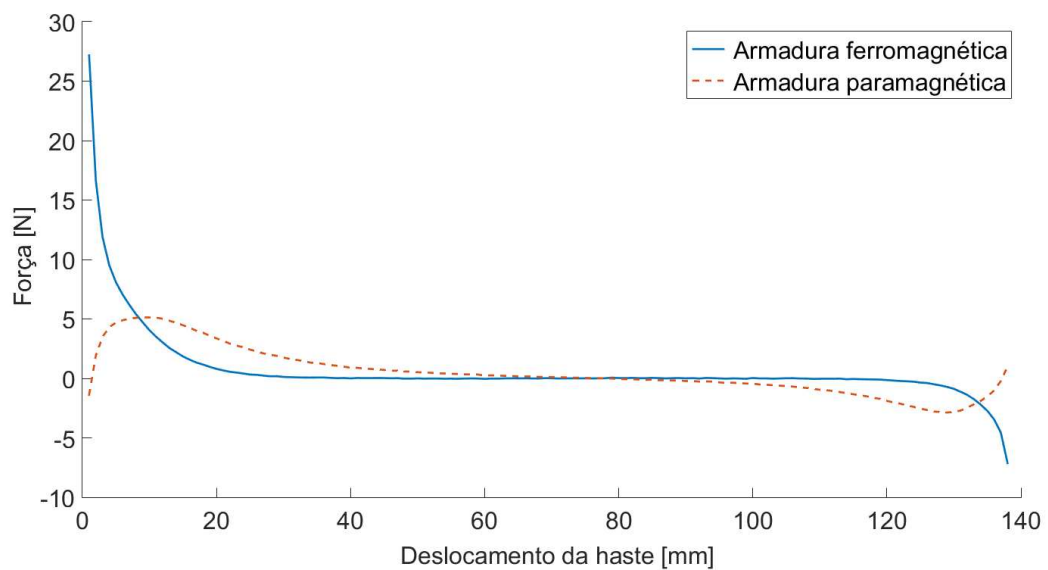
Figura 30: armadura paramagnética (a); armadura ferromagnética (b); módulo da densidade do fluxo magnético B[T] (c).



Fonte: Elaborada pelos autores.

de tensor de Maxwell ponderado, disponível na ferramenta de simulação, calculou-se a força. O resultado obtido referente a esta análise é representado na Figura 31. Para a armadura ferromagnética a força resultante se concentra de forma mais significativa nas extremidades, enquanto que, ao longo do curso, a força resultante fica praticamente nula.

Figura 31: Força entre os ímãs permanente do amortecedor conforme o deslocamento.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Ao analisar a armadura paramagnética, verificou-se como o fluxo de dispersão anteriormente citado afeta a força resultante do atuador. A intensidade da força resultante foi menor do que na estrutura ferromagnética, além de apresentar comportamento de atração nas extremidades, ao invés de repulsão.

A curva de resposta desejada para a força resultante dos ímãs é perfeitamente descrita pela estrutura construída com armadura ferromagnética, em que os ímãs só geram forças de repulsão nas extremidades, evitando colisão e sem interferir no movimento.

Com os resultados obtidos desta análise sem bobinas, descartou-se a possibilidade de utilizar somente material paramagnético, pois não obteve o resultado esperado, de repulsão nas extremidades. Portanto, para as demais simulações o material da armadura a ser utilizado será ferromagnético e ainda será analisada a combinação de ambos os materiais.

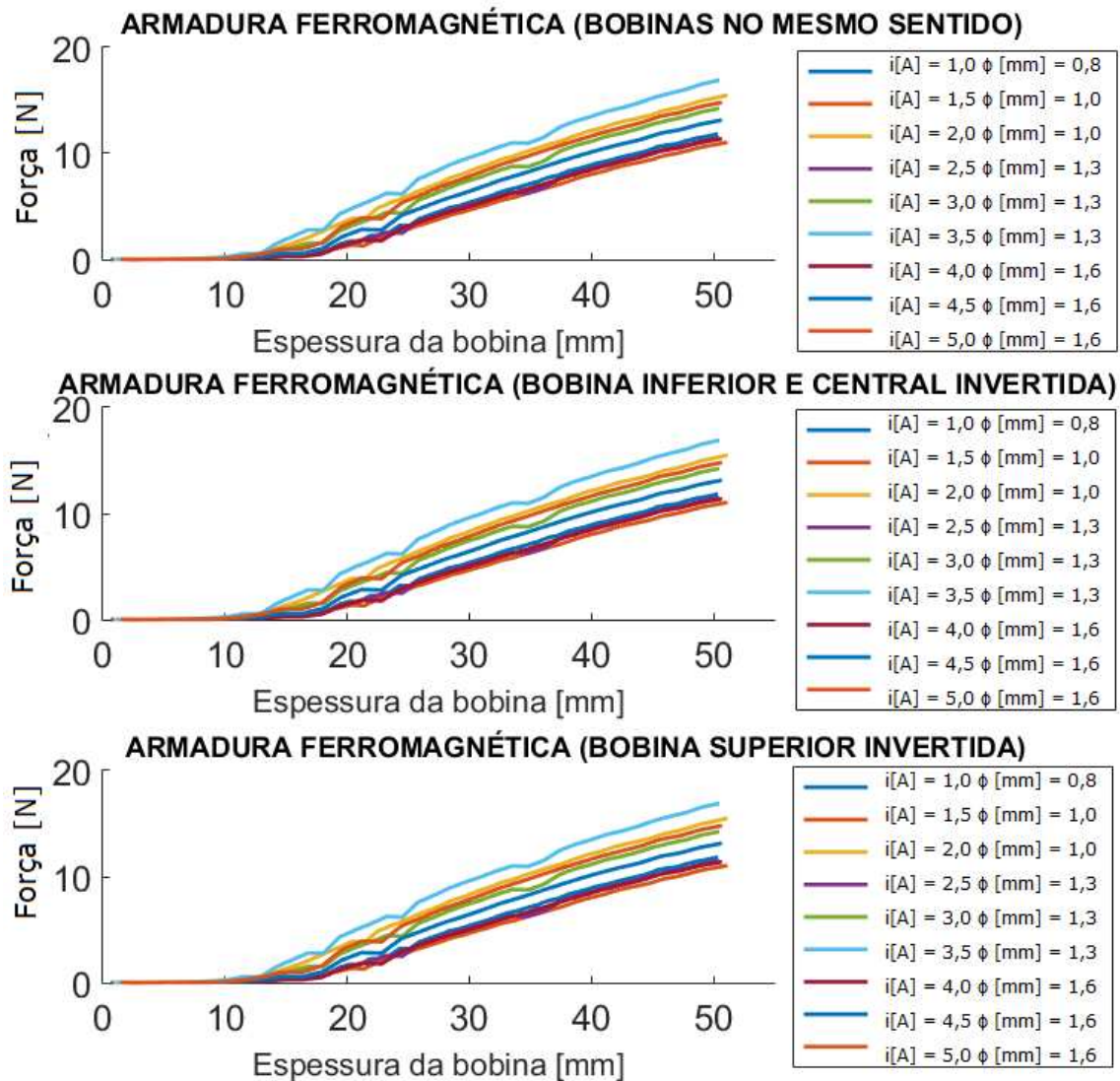
Após a análise do sistema sem as bobinas, realizaram-se outras simulações com as bobinas e os materiais da armadura. De modo a obter o melhor dimensionamento, para cada topologia, realizou-se o dimensionamento das bobinas. Sendo necessário determinar o seu volume. Portanto, será necessário determinar somente a espessura das bobinas, pois o comprimento axial e o diâmetro interno já estão determinados devido à geometria definida, sendo assim, o raio interno das bobinas é de 19 mm. Para determinar a espessura das bobinas propôs-se uma simulação paramétrica variando a espessura da bobina, entre 1 mm e 50 mm a passos discretos de 1 mm, enquanto que, nas demais geometrias mantiveram-se constantes para não haver interferência no resultado. Além da simulação paramétrica variando a espessura da bobina, ainda simulou-se sob diferentes valores de corrente. As correntes analisadas variaram de 1 a 5 A com passos discretos de 0,5 A.

A partir da densidade de corrente eficaz, fornecida em tabela de fabricantes de condutores (METALCORTE, 2005), definiu-se a seção do condutor. A densidade de corrente utilizada ao longo de todos os passos foi de $J_{rms} = 3 \text{ A/mm}^2$, no qual representa uma aproximação conservadora para esta aplicação.

A simulação paramétrica foi facilitada com auxílio da linguagem de *script Lua*, no qual possibilitou que todo o processo de deslocamento da haste para determinação de força e o dimensionamento das bobinas fosse feito de forma autônoma, reduzindo consideravelmente o tempo de simulação se comparado ao método manual. Outro ponto importante, que aperfeiçoou o processo de obtenção dos resultados, foi a compatibilidade que o *software* FEMM tem com o MATLAB. Por meio das bibliotecas disponibilizadas no FEMM, podem-se enviar comandos do MATLAB para o *software* FEMM e receber os resultados do comando. Foi possível realizar todas as simulações e posteriormente tratar e analisar os dados, com base no MATLAB.

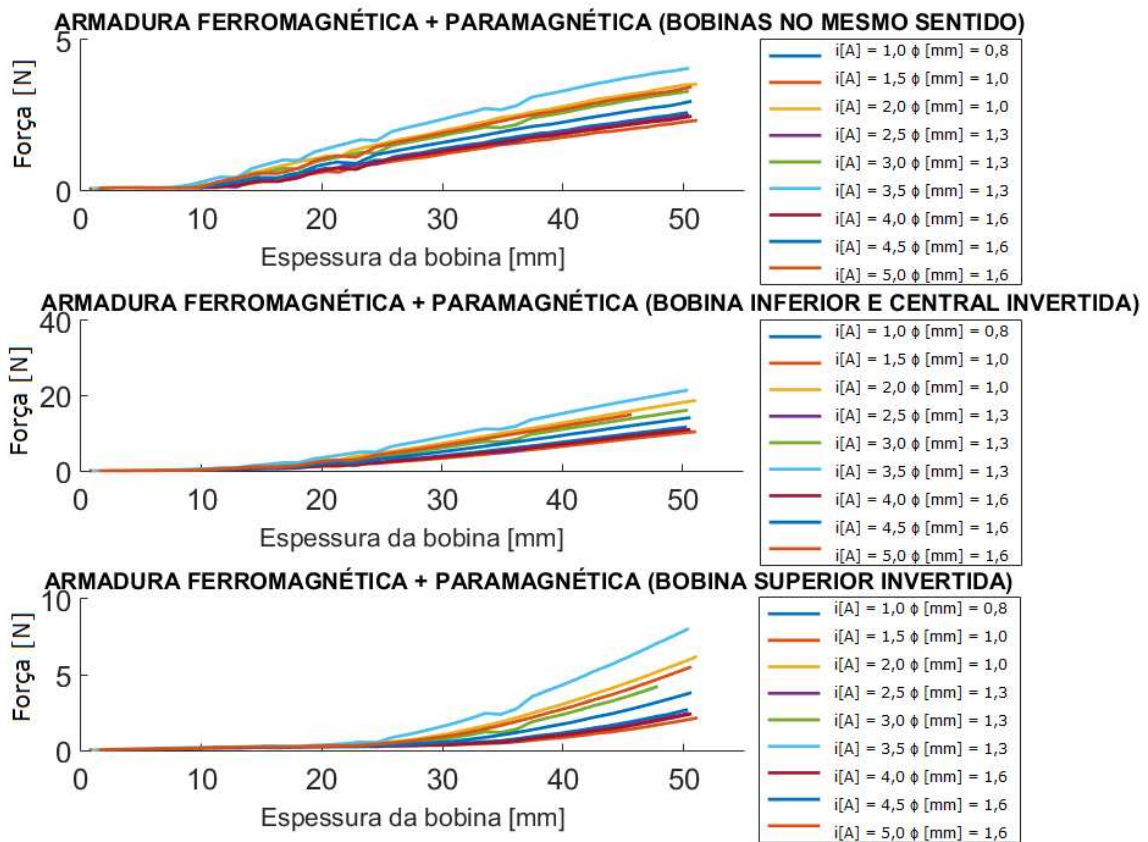
Realizaram-se algumas simulações alterando os sentidos dos enrolamentos, para determinar qual a melhor combinação para a estrutura. Os materiais utilizados nas armaduras para as simulações foram ferromagnético e também com a combinação de material ferromagnético mais paramagnético. Conforme representado nas Figuras 32 e 33, para cada gráfico há diversas curvas de corrente.

Figura 32: Simulação da força [N] em função da espessura da bobina [mm]; armadura ferromagnética.



A primeira análise avalia a força produzida pelo atuador em função da espessura das bobinas. A força resultante aumenta conforme aumenta a espessura da bobina e a corrente, conforme se observa nas Figuras 32 e 33. No entanto, esta análise não é suficiente como critério de decisão, pois ao aumentar a espessura da bobina indefinidamente as perdas no cobre também aumentam e, portanto, o rendimento do sistema tende a diminuir.

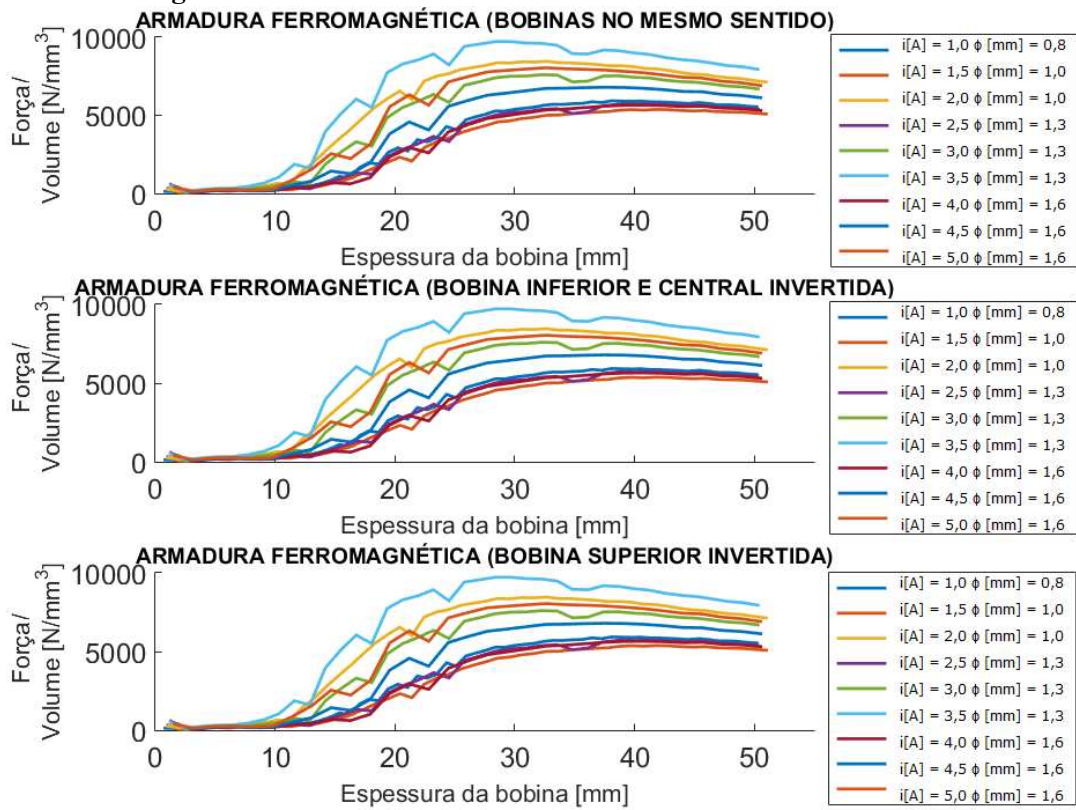
Figura 33: Simulação da força [N] em função da espessura da bobina [mm]; armadura ferromagnética + paramagnética.



Outra análise relevante é determinar a densidade máxima de força por volume útil. O volume útil é o volume dos elementos que realmente fazem força no sentido do movimento, ou seja, o volume dos ímãs somado ao volume das bobinas (ECKERT, 2012). As Figuras 34 e 35 mostram o comportamento da força por volume $[N/mm^3]$ em relação a espessura [mm]. Nota-se que para todas as curvas de corrente há um ponto máximo, em que é possível determinar em cada gráfico qual a corrente que obteve a maior densidade de força e, conseqüentemente determina-se qual espessura é a mais adequada. Com a espessura determinada, tem-se o volume da bobina. A determinação do volume permite encontrar quantos enrolamentos serão necessários, pois há tanto a seção do condutor quanto a área que ocupa.

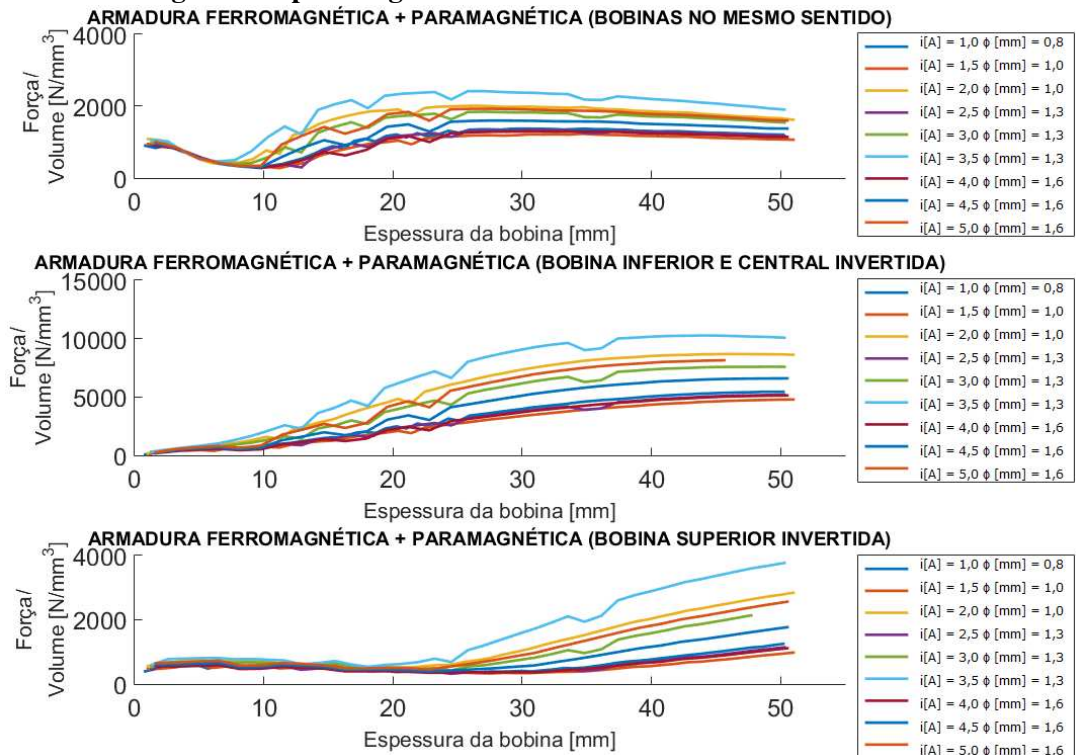
A partir destas análises, determinou-se, para cada topologia, qual a corrente e o número de enrolamentos das bobinas. A Tabela 2 apresenta os valores obtidos a partir das simulações. Para todas as topologias, a corrente de intensidade 3,5 A obteve a maior densidade de força.

Figura 34: Simulação da força por volume $[N/mm^3]$ em função da espessura da bobina $[mm]$; armadura ferromagnética.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 35: Simulação da força por volume $[N/mm^3]$ em função da espessura da bobina $[mm]$; armadura ferromagnética + paramagnética.



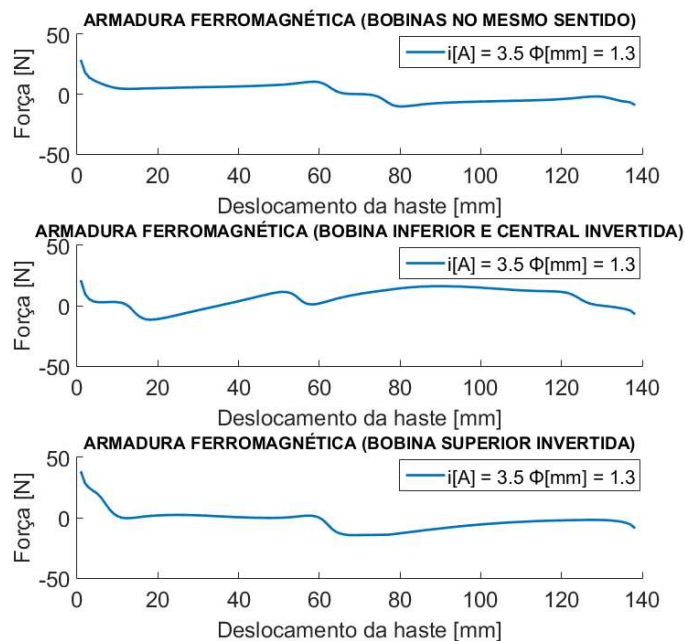
Fonte: Elaborada pelos autores.

Tabela 2: Resultados obtidos a partir da densidade máxima de força por volume.

Topologia	Corrente	Condutor AWG	Número de espiras		
			Bobina superior	Bobina central	Bobina inferior
armadura ferromagnética (bobinas no mesmo sentido)	3, 5	16	748	1012	748
armadura ferromagnética + paramagnética (bobinas no mesmo sentido)	3, 5	16	680	920	680
armadura ferromagnética (bobina inferior e central invertida)	3, 5	16	748	1012	748
armadura ferromagnética + paramagnética (bobina inferior e central invertida)	3, 5	16	1156	1564	1156
armadura ferromagnética (bobina superior invertida)	3, 5	16	748	1012	748
armadura ferromagnética + paramagnética (bobina superior invertida)	3, 5	16	1326	1794	1326

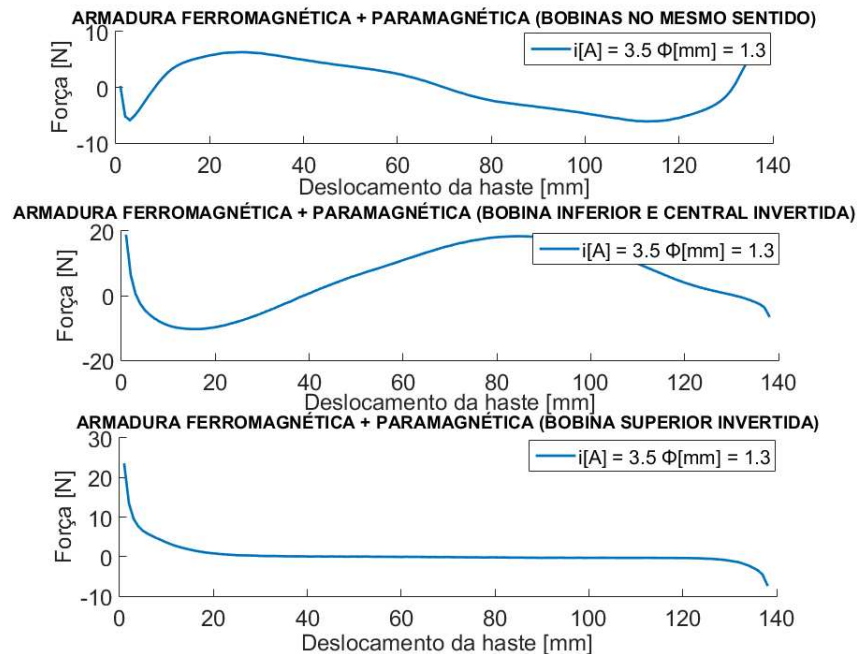
Fonte: Elaborada pelos autores.

Antes de se definir quais destas topologias atendem aos requisitos do projeto, há uma última análise, que é relacionada à força resultante da atuação dos ímãs e das bobinas ao longo do deslocamento da haste. Para tanto, realizou-se a simulação com os valores previamente encontrados de corrente e número de espiras, com passos discretos de 1 mm. Nas Figuras 36 e 37 têm-se a força em relação ao deslocamento da haste, em que a posição 0 mm se refere a posição inferior da haste, enquanto que, a posição superior da haste indica o final do deslocamento com 140 mm.

Figura 36: Simulação da força resultante do amortecedor em função do deslocamento; armadura ferromagnética.

Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 37: Simulação da força resultante do amortecedor em função do deslocamento; armadura ferromagnética + paramagnética.

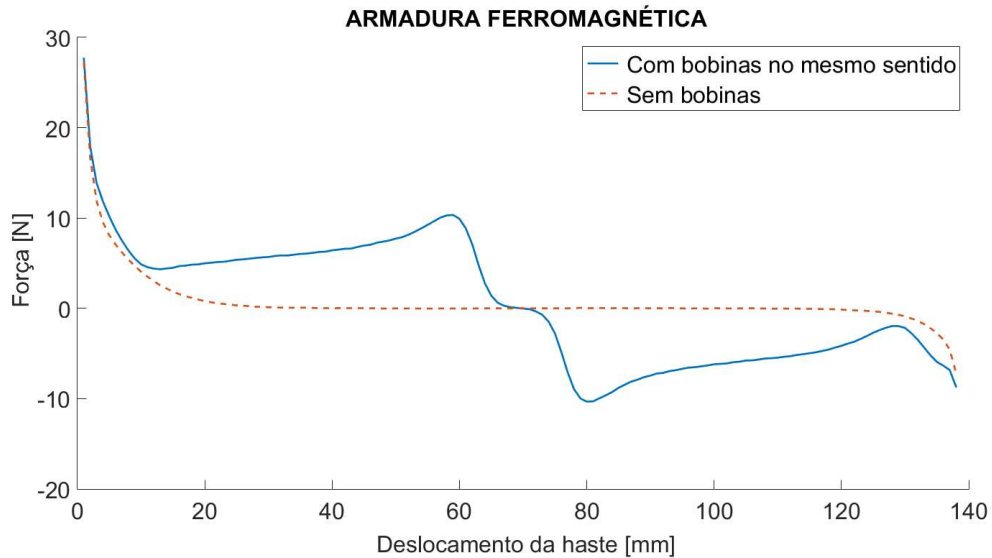


Fonte: Elaborada pelos autores.

Observando as curvas de resposta das simulações, chegou-se à conclusão que a topologia que melhor se adapta ao projeto proposto é a estrutura com armadura ferromagnética com as três bobinas no mesmo sentido do enrolamento, conforme representado a primeira curva da Figura 36. A característica da estrutura escolhida tem a curva de força que segue a seguinte lógica: nas extremidades do amortecedor, há as forças de repulsão para evitar colisão, enquanto que ao longo do deslocamento, a força se opõe ao movimento. Esta estrutura escolhida é representado na Figura 38 e tem a característica de centralizar a haste do amortecedor, ou seja, o sentido das forças de amortecimento são sempre em direção ao centro, por este motivo, o acionamento do amortecedor, durante as oscilações, deve ser feito apenas quando os ímãs estão se afastando do centro da armadura.

A estrutura do amortecedor foi definida como sendo uma estrutura composta de uma armadura ferromagnética, com três bobinas ligadas em série e com os enrolamentos no mesmo sentido. As definições de número de espiras, corrente e fio condutor já foram obtidos anteriormente. Portanto, com base nos resultados obtidos, a bobina superior e a inferior terão 748 espiras e a bobina central 1012 espiras, enroladas com um condutor de cobre AWG 16 com uma corrente eficaz de 3,5 A.

Figura 38: Simulação da força resultante do amortecedor em função do deslocamento; armadura ferromagnética com bobinas no mesmo sentido e sem bobinas.



Fonte: Elaborada pelos autores.

6.2 DIMENSIONAMENTO DO ATUADOR

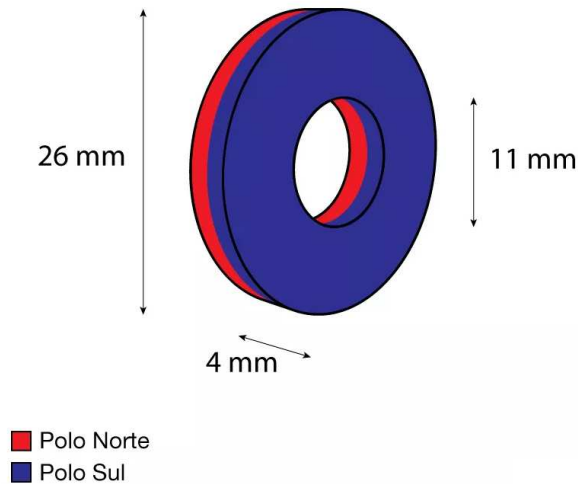
Com a armadura e as bobinas dimensionadas, iniciou-se outra etapa do projeto, em que este capítulo aborda a terceira etapa do fluxograma. Por meio dos dados obtidos e apresentados na tabela 2, bem como uma análise das dimensões dos materiais disponíveis comercialmente, é possível realizar o dimensionamento de todos os componentes mecânicos do atuador do amortecedor.

6.2.1 Ímãs

Determinar as dimensões, tipos e quantidades de ímãs a serem utilizados no projeto é crucial para definir diversas dimensões e localização das componentes mecânicas, como, o diâmetro interno da armadura, o diâmetro da haste e os locais de fixação dos ímãs de fim de curso. O projeto como um todo apresenta quatorze ímãs permanentes em seu interior, sendo doze deles de NdFeB e os últimos dois ferromagnéticos. Todos os ímãs de neodímio apresentam formato de anel, suas dimensões e polaridade são apresentadas na Figura 39.

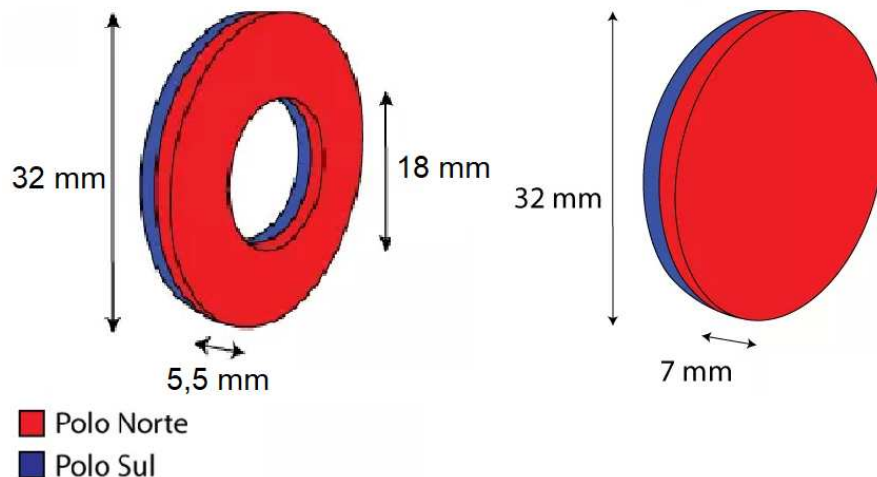
Os ímãs de material ferromagnético foram utilizados em dois formatos, sendo um deles anel e o outro um disco, suas dimensões e polaridades são apresentadas na figura 40.

Figura 39: Dimensões e polaridade dos anéis de NdFeB.



Fonte: Adaptada de (IMASHOP, 2019).

Figura 40: Dimensões e polaridade do anel e do disco ferromagnético.

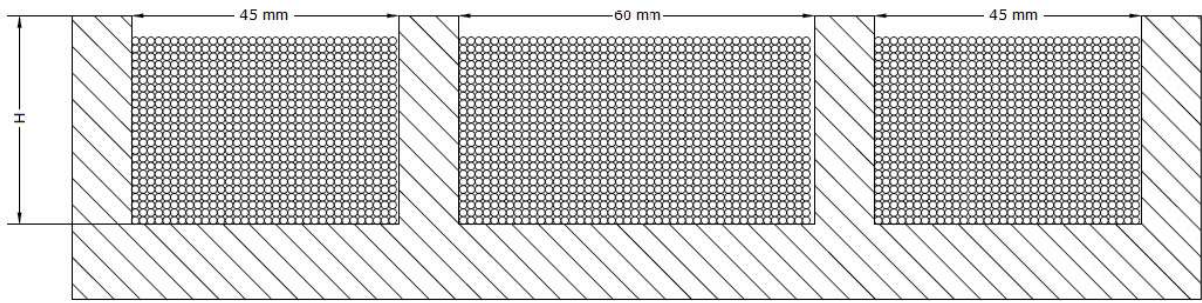


Fonte: Adaptada de (IMASHOP, 2019).

6.2.2 Armadura

Com base nos resultados obtidos nas simulações dos circuitos eletromagnéticos, optou-se pela utilização de aço para o projeto da armadura do amortecedor. O diâmetro interno foi definido por meio do diâmetro dos ímãs de neodímio e ferromagnético escolhido, os locais de fixação dos ímãs de fim de curso foram projetados para acomodar os ímãs de ferrites apresentados anteriormente. O comprimento da armadura foi projetado para que o curso máximo da haste seja de 140 mm. O diâmetro interno da armadura foi definido em 27 mm. O diâmetro externo da armadura foi definido conforme cálculo abaixo, considerando a largura dos locais de acomodamento das bobinas e a disposição das espiras conforme Figura 41.

Figura 41: Largura, altura e disposição das espiras na armadura.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Para o cálculo da altura H primeiramente temos que definir a altura aproximada das bobinas. O número de espiras que podem ser acomodadas horizontalmente em cada região da armadura é dado pela divisão da largura desta região pelo diâmetro do fio:

$$N_{h1} = \frac{L_1}{d} = \frac{45}{1,3} \approx 35, \quad (26)$$

$$N_{h2} = \frac{L_2}{d} = \frac{60}{1,3} \approx 47, \quad (27)$$

em que $d \approx 1,3$ mm é o diâmetro do fio AWG 16, $L_1 = 45$ mm é a largura da bobina das extremidades, $L_2 = 60$ mm é a largura da bobina central, N_{h1} e N_{h1} são o número de fios que podem ser acomodados horizontalmente nas regiões estreitas e larga, respectivamente.

A altura das bobinas é dada pela divisão do número total de espiras de cada enrolamento pelo número de espiras acomodadas horizontalmente vezes o diâmetro do fio, assim temos:

$$h_{b1} = \frac{N_{esp1}}{N_{h1}} d = \frac{748}{35} 1,3 \approx 28. \quad (28)$$

$$h_{b2} = \frac{N_{esp2}}{N_{h2}} 1,3 = \frac{1012}{47} 1,3 \approx 28. \quad (29)$$

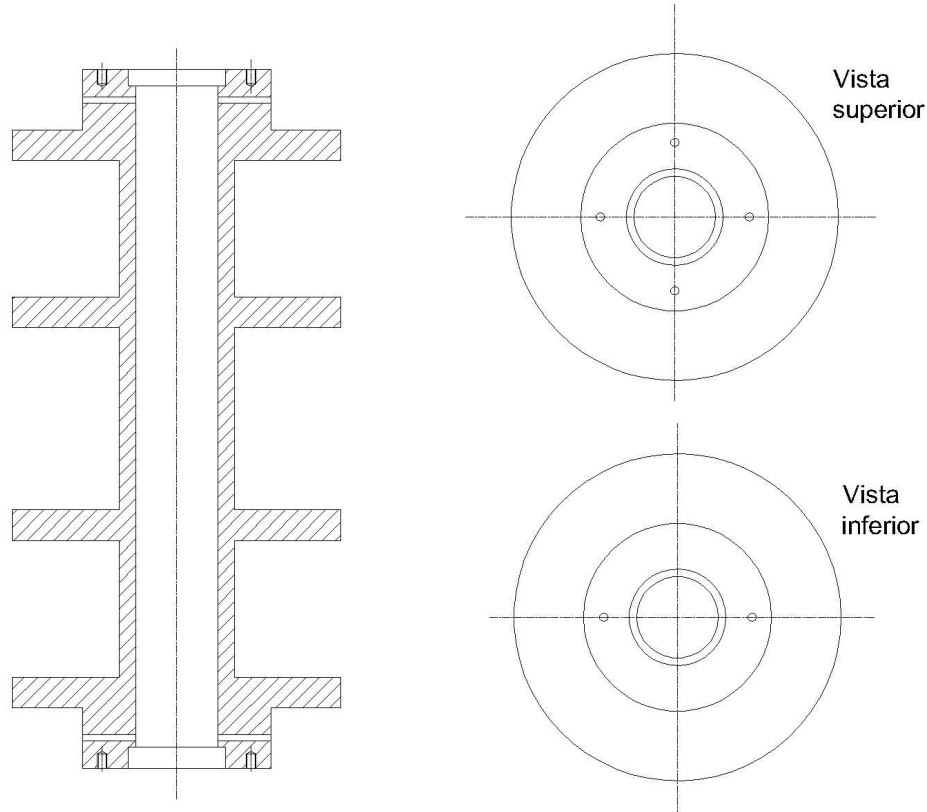
em que h_{b1} e h_{b2} são, respectivamente, as alturas das bobinas menores e maior, e N_{esp1} e N_{esp2} são, respectivamente, o número total de enrolamentos das bobinas menores e maior,

Para determinar a altura H da armadura, basta dividir a altura de uma das bobinas pelo coeficiente de ocupação, co , dos fios, definido para esse projeto como 0,8. Assim temos que a altura H da armadura é $H = \frac{h_{b2}}{co} = \frac{28}{0,8} = 35$ mm.

Com base nos cálculos e dimensões fornecidas por fabricantes, temos que o projeto para a armadura está representado na Figura 42.

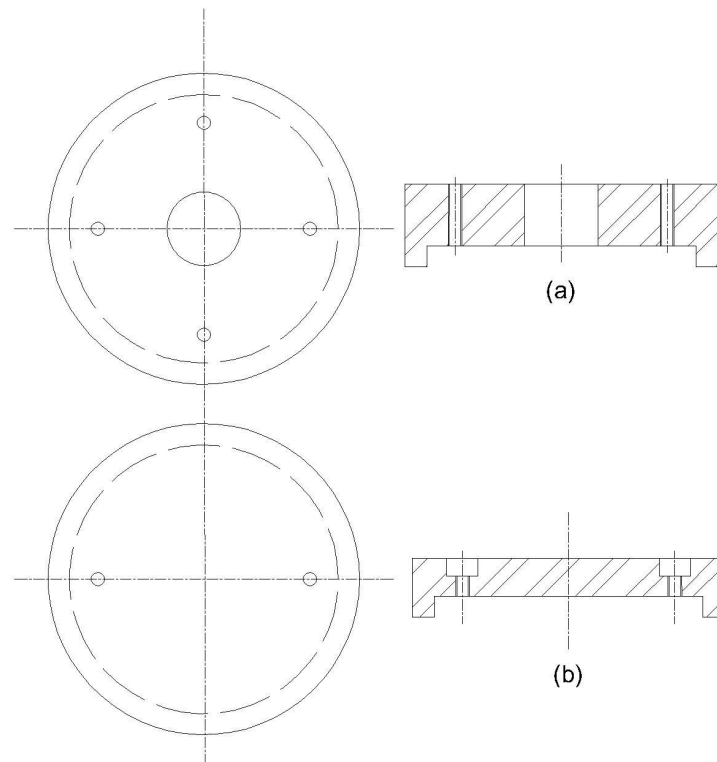
Para a fixação dos componentes foram projetadas duas tampas, ambas em aço, a tampa superior, de maior espessura, é responsável por guiar a haste interna do atuador, enquanto a tampa inferior tem como objetivo servir de fim de curso para esta mesma haste. Os parafusos utilizados para fixação das tampas na armadura são do tipo M3. As dimensões do projeto das tampas foram definidas para melhor acomodação e fixação das mesmas nas extremidades da armadura e seus projetos estão ilustrados na Figura 43.

Figura 42: Desenho da armadura.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 43: Tampa superior (a) e inferior (b).



Fonte: Elaborada pelos autores.

6.2.3 Haste

A parte móvel do atuador é composta por uma haste de material paramagnético, bronze. O perfil da haste pode ser dividido em duas partes, uma de suas extremidades apresenta diâmetro reduzido, onde são fixados todos os doze ímãs de neodímio, além disso, nesta extremidade foi projetada uma rosca para parafusos do tipo M2.

A outra parte, de maior diâmetro, tem como objetivo guiar o curso dos ímãs no interior da armadura através do furo na tampa superior. O projeto da haste, é ilustrado na Figura 44.

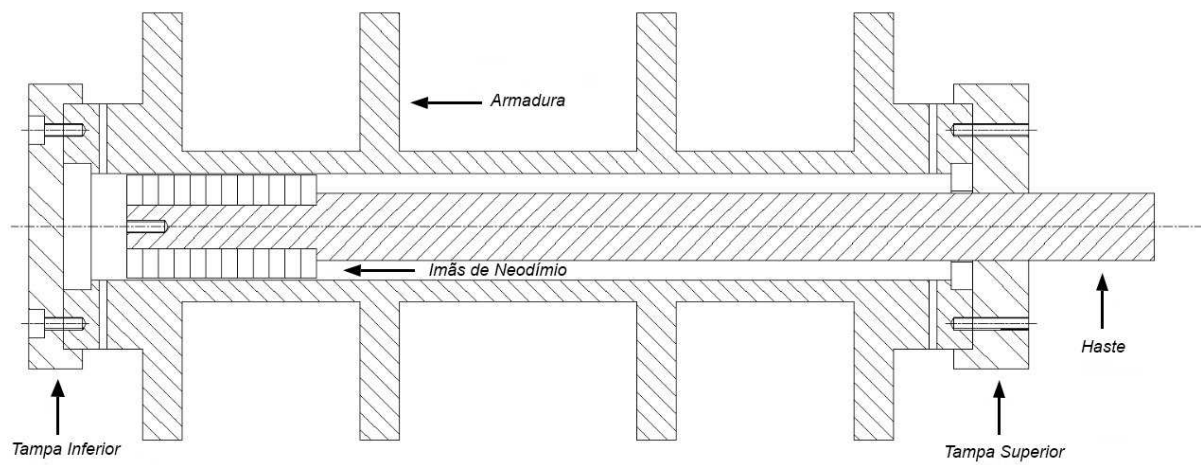
Figura 44: Haste central.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Os desenhos e dimensões de todos os componentes descritos anteriormente estão mais bem representados no anexo 1 ao final deste trabalho. A montagem de todos os componentes da parte mecânica do projeto podem ser vistas na Figura 45.

Figura 45: Montagem da parte mecânica.



Fonte: Elaborada pelos autores.

7 SIMULAÇÕES DA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Depois de dimensionado o atuador, inicia-se a quarta etapa do fluxograma, no qual é apresentado o projeto e simulações do conversor eletrônico utilizado para o acionamento das bobinas do amortecedor. Esse projeto é feito com base nos valores de corrente especificados na tabela 2 presente no capítulo 6 deste texto.

7.1 CÁLCULO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR *BUCK*

Para o cálculo dos componentes eletrônicos, é necessário ter os requisitos do conversor. A carga do *Buck* é determinada a partir da resistência das bobinas, sabe-se que a resistência do fio AWG 16, $R_{fio} = 12,9 \Omega/\text{km}$, conforme a tabela de fios (NOVACON, 2019), portanto é necessário encontrar o comprimento médio do fio, C_{med} , para determinar a resistência. O valor do comprimento dos enrolamentos é obtido a partir do perímetro médio, P_{med} , dos enrolamentos e o número de voltas, N_{voltas} .

Raio médio das bobinas:

$$r_{med} = \frac{r_{interno} + r_{externo}}{2} = \frac{0,019 + 0,054}{2} = 0,0365 \text{ m.} \quad (30)$$

Perímetro médio das bobinas:

$$P_{med} = 2\pi r_{med} = 2 \pi 0,0365 \approx 0,2293 \text{ m.} \quad (31)$$

Comprimento médio total das bobinas:

$$C_{med} = P_{med} N_{voltas} = (0,2293) (2508) \approx 575,1753 \text{ m.} \quad (32)$$

Resistência das bobinas (carga):

$$R_o = R_{fio} C_{med} = \left(\frac{12,9}{1000} \right) 575,1753 \approx 7,4198 \Omega. \quad (33)$$

Outro requisito do projeto é que a corrente máxima na carga seja de 3,5 A, conforme definido na seção eletromagnética. Portanto, a tensão de saída, V_{out} , é definida como:

$$V_{out} = R_o I_{out} = (7,4198) (3,5) \approx 25,9692 \text{ V.} \quad (34)$$

A frequência do conversor, f , definiu-se igual a 50 kHz, com base nas referências apresentadas por Barbi (2000), sendo assim, o período de chaveamento, T_s , é definido pela seguinte relação:

$$T_s = \frac{1}{f} = \frac{1}{50000} = 20 \mu\text{s.} \quad (35)$$

A tensão de entrada do *Buck* é uma tensão CA retificada, no qual se utiliza um transformador com uma ponte retificadora de onda completa e filtro capacitivo. O transformador utilizado nas análises é o de 127 V – 48 V, assim a tensão máxima de entrada, $V_{in_{max}}$, do conversor é o pico da tensão senoidal, ou seja, $V_{in_{max}} = 48 \sqrt{2} \approx 67,8823 \text{ V}$. Para efeito de cálculo foi desconsiderado a oscilação da tensão de entrada, pois o filtro capacitivo reduz significativamente as oscilações da entrada, sendo assim, a tensão de entrada retificada, $V_{in} = V_{in_{max}}$.

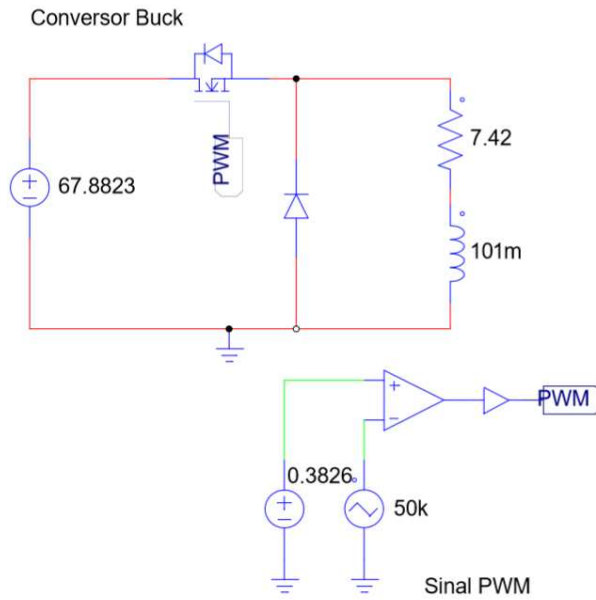
A razão cíclica, D , é definida como a razão da tensão de saída pela tensão de entrada. Portanto, tem-se:

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{25,9692}{67,8823} \approx 0,3826. \quad (36)$$

A determinação da indutância foi obtida por meio do FEMM, que resultou em 101 mH. Uma vez definidos os componentes, realizaram-se simulações do comportamento do conversor *Buck* com carga RL. A Figura 46 apresenta a configuração do circuito no PSIM e a Figura 47 apresenta a resposta do conversor com este *software*. As simulações do PSIM refletem um ambiente ideal, sem perdas, sendo assim, as respostas obtidas na simulação condizem com os valores previamente calculados, mantendo a corrente média em 3,5A.

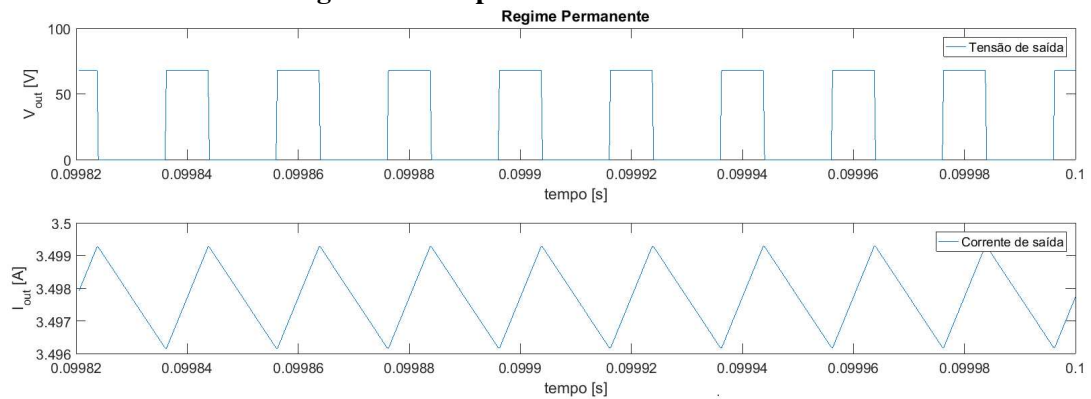
Em outra simulação realizada no MATLAB, a Figura 48 mostra a configuração do circuito *Buck* com carga RL e a Figura 49, a resposta do conversor com este segundo *software*. Comparando com a simulação do PSIM, nota-se uma diferença quanto a resposta do conversor, pois o MATLAB considera os componentes não ideais. Observa-se na Figura 49 que a corrente média não está próxima da requerida, 3,5A, ficando com um erro de estado estacionário, portanto, é necessário a utilização de um controle para compensar este erro.

Figura 46: Conversor Buck com carga RL - PSIM.



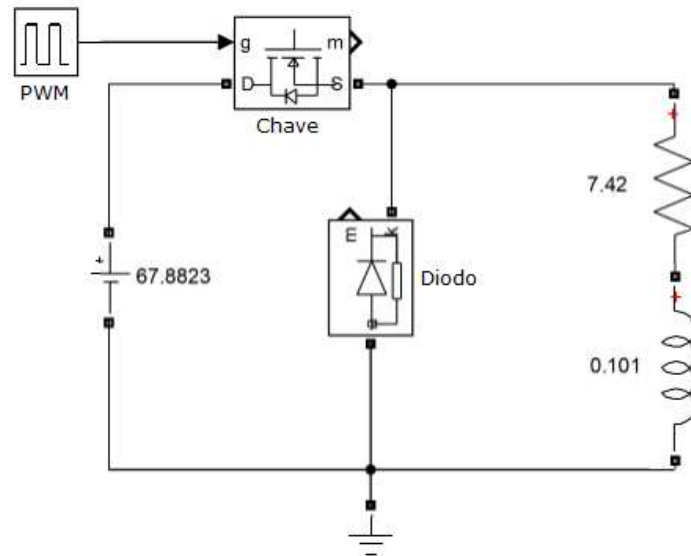
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 47: Resposta do conversor - PSIM.



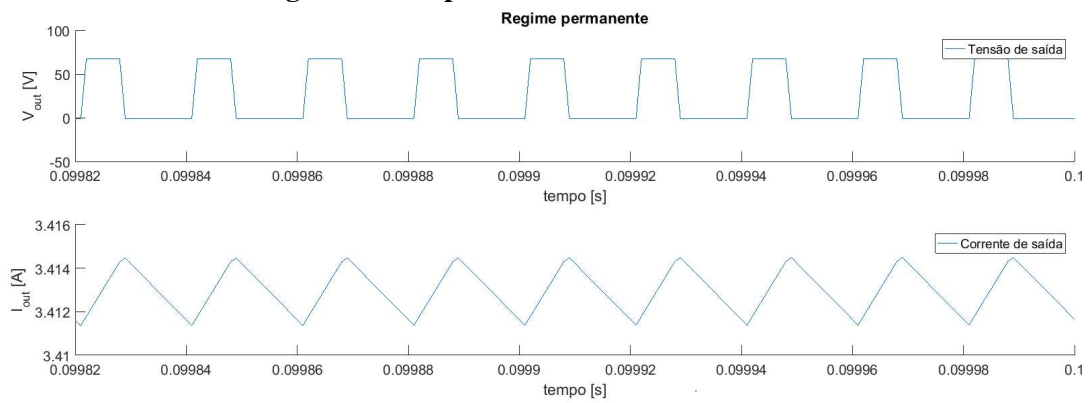
Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 48: Conversor *Buck* com carga RL - MATLAB.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 49: Resposta do conversor - MATLAB.



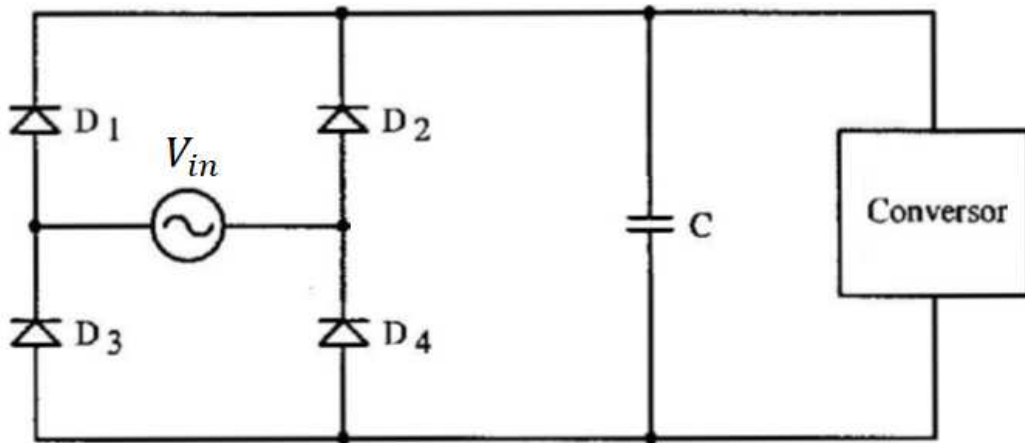
Fonte: Elaborada pelos autores.

7.2 CONTROLE PID NO CONVERSOR *BUCK*

Para simulação do controle do conversor *Buck* foi utilizado o *software* MATLAB, em que se pode implementar o controle em componentes não ideais, ou seja, com suas não linearidades condizendo mais com um sistema real. A análise da Seção 7.1 desprezou a ondulação da tensão de entrada, porém nesta seção a abordagem levará em consideração da ondulação da tensão de entrada, de modo a avaliar a resposta do sistema mais fielmente.

Na Figura 50, tem-se a representação do retificador de onda completa com filtro capacitivo e o conversor. O capacitor a ser utilizado no retificador é calculado conforme a equação (37) (BARBI, 2001).

Figura 50: Retificador de onda completa com filtro capacitivo.



Fonte: Adaptado de (BARBI, 2001)

$$C = \frac{P_{in}}{f(V_{in_{max}}^2 - V_{in_{min}}^2)}, \quad (37)$$

sendo D_1, \dots, D_4 os diodos, C o capacitor, P_{in} a potência de entrada do conversor, f a frequência da tensão retificada, $V_{in_{max}}$ a tensão máxima na entrada do conversor e $V_{in_{min}}$ a tensão mínima admitida no capacitor.

Em que:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{V_{out}I_{out}}{\eta}. \quad (38)$$

sendo P_{out} a potência de saída do conversor, η o rendimento, V_{out} a tensão de saída do conversor e I_{out} a corrente de saída do conversor.

A relação entre $V_{in_{max}}$ e $V_{in_{min}}$ é dado por:

$$\frac{V_{in_{min}}}{V_{in_{max}}} = (1 - \Delta V_{in}), \quad (39)$$

$$V_{in_{min}} = V_{in_{max}}(1 - \Delta V_{in}), \quad (40)$$

em que ΔV_{in} - ondulação da tensão de entrada retificada.

Normalmente o conversor possui rendimento acima de 90% (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). Portanto, considerando um rendimento de 90%, tem-se:

$$P_{in} = \frac{V_{out}I_{out}}{\eta} = \frac{25,9692.3,5}{0,90} \approx 100,9912 \text{ W.}$$

O parâmetro ΔV_{in} foi delimitado em 2%, resultando no seguinte $V_{in_{min}}$

$$V_{in_{min}} = 67,8823(1 - 0,02) \approx 66,5246$$

V.

Dessa forma, a capacitância é dada por:

$$C = \frac{P_{in}}{f(V_{in_{max}}^2 - V_{in_{min}}^2)} = \frac{100,9912}{120(67,8823^2 - 66,5246^2)} \approx 4612$$

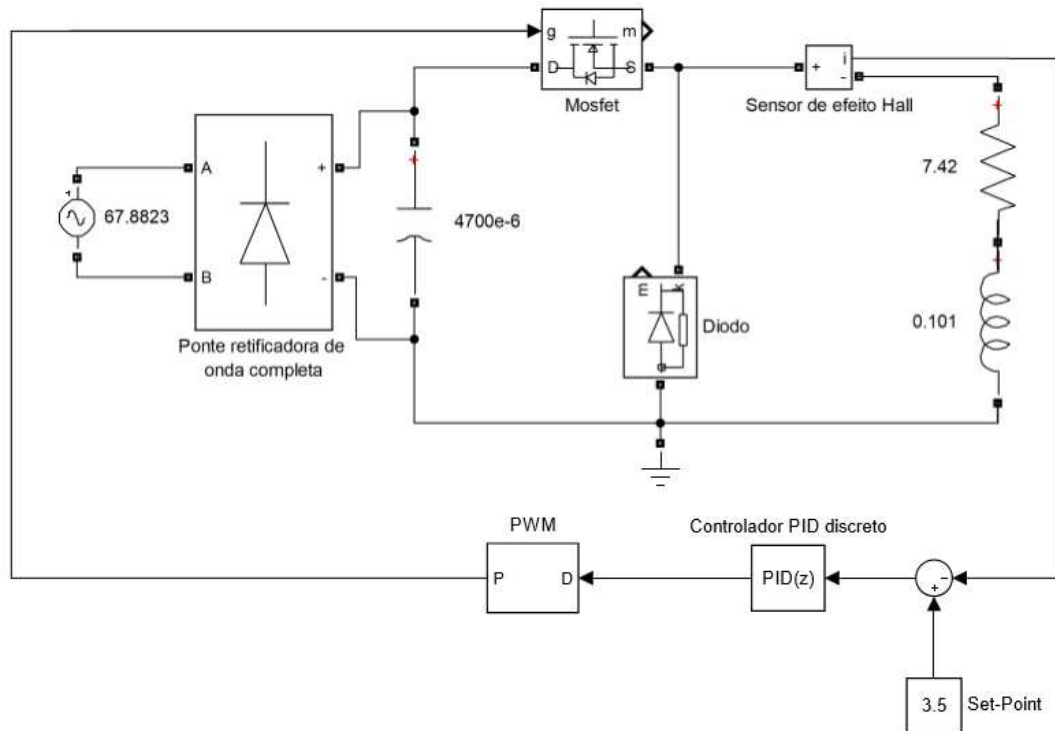
uH.

Comercialmente o capacitor que atende ao requisito é o capacitor de 4700 uH, portanto, este será utilizado nas simulações. O circuito simulado no MATLAB é exposto na Figura 51.

O controle do conversor é realizado por meio da medição da corrente, utilizando o sensor de efeito *Hall*, que posteriormente comparado ao *set-point* de corrente desejado, gera um erro, e este é aplicado a entrada do PID discreto. A saída do PID determina o *duty-cycle* que é aplicado ao PWM, e a saída do PWM é aplicada a chave.

O MATLAB tem implementado em suas bibliotecas o PID discreto, assim, é necessário sintonizá-lo, definindo os ganhos; proporcional, P ; integrativo, I ; derivativo, D . Utilizando um período de amostragem de 10 μs e utilizando o *autotuning* do *software*, chegou-se no seguintes ganhos, $P = 98,562$, $I = 10,5895$, $D = 0$.

Figura 51: Conversor *Buck* com retificador de onda completa com filtro capacitivo e controle PID.

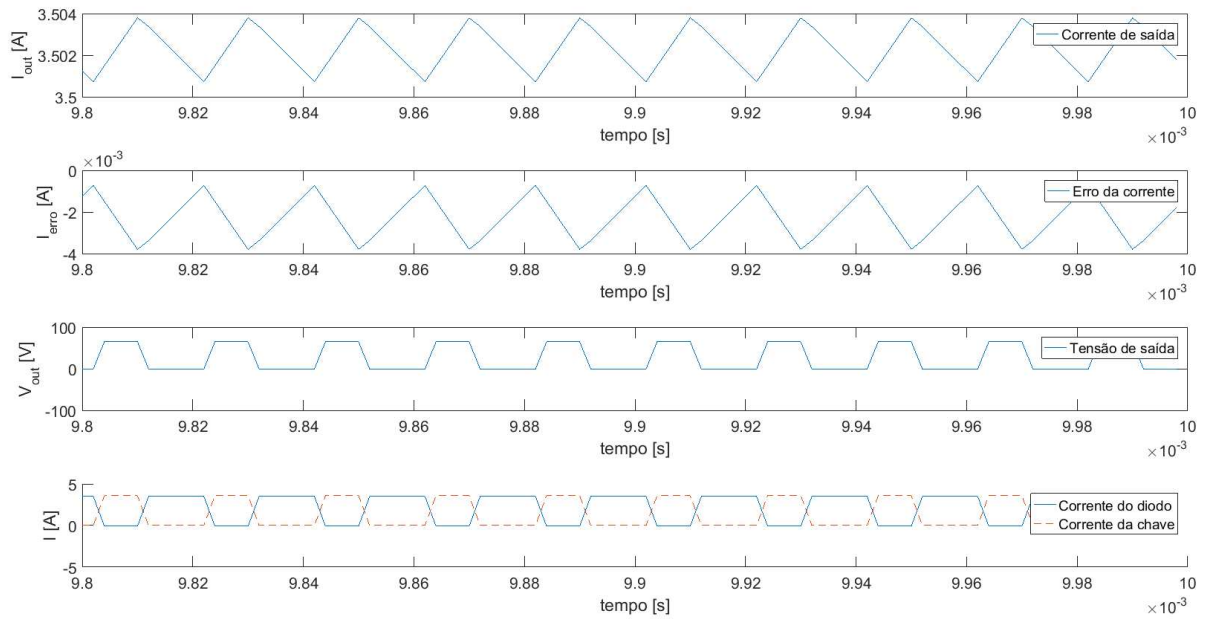


Fonte: Elaborada pelos autores.

A resposta do sistema a um *set-point* de corrente igual a 3,5 A é mostrado na Figura 52. O erro de estado estacionário ficou em torno de 0,06%, enquanto que com o *set-point* de corrente igual a 1,0 A, representado na Figura 53, o erro de estado estacionário de 0,1%.

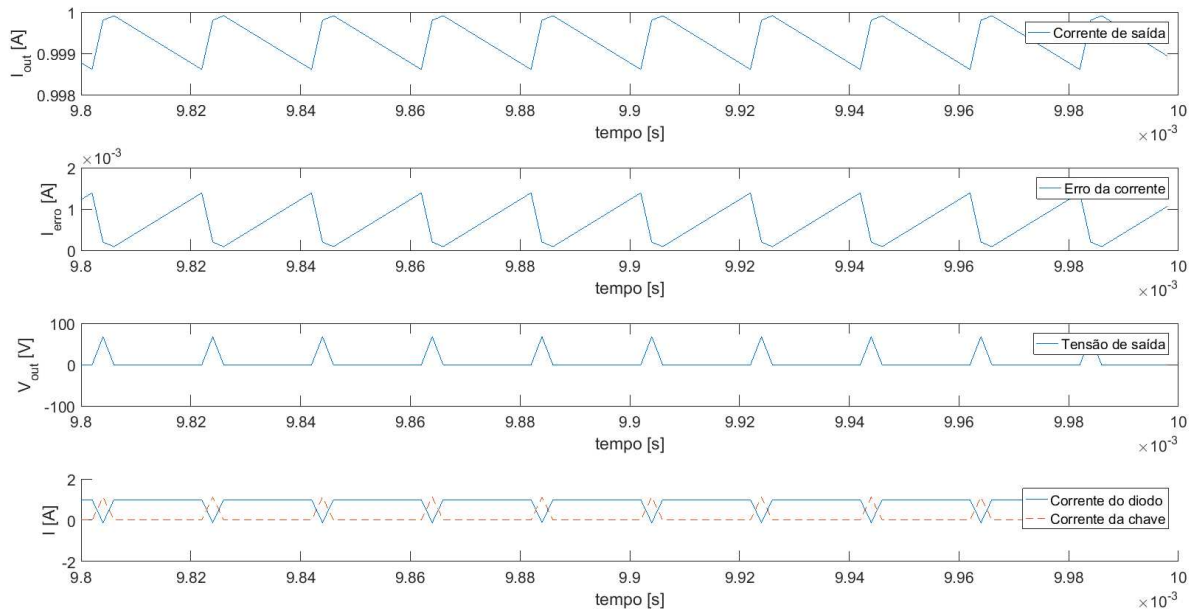
Conforme se observa nas simulações, o controle do conversor a partir do controlador PID garante um correto funcionamento do sistema eletrônico, não necessitando de um controle mais sofisticado, pois este atende aos requisitos.

Figura 52: Resposta do conversor em malha fechada - set-point de 3,5 A - MATLAB.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 53: Resposta do conversor em malha fechada- set-point de 1 A - MATLAB.



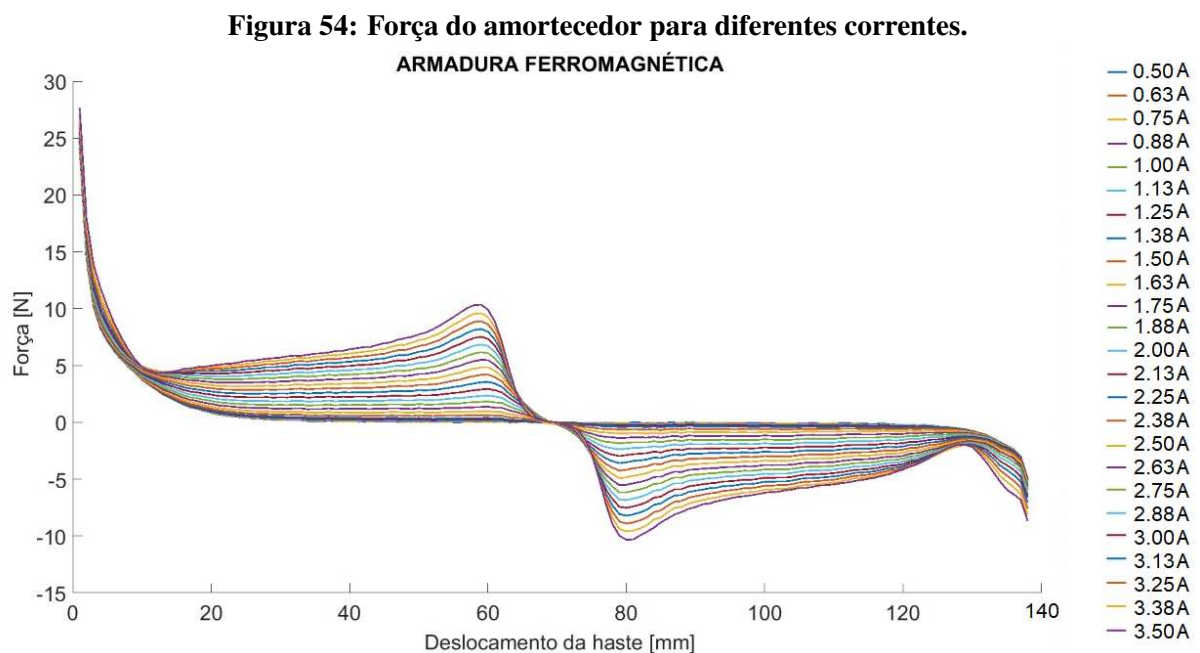
Fonte: Elaborada pelos autores.

8 CONTROLE

Neste Capítulo temos as duas últimas etapas do fluxograma, em que são feitas simulações da suspensão com o amortecedor eletromagnético com as duas técnicas de controle escolhidas. Porém, antes de iniciar as simulações da suspensão, é necessário criar um diagrama que possa calcular a força do amortecedor a ser aplicada no sistema massa, mola e amortecedor.

8.1 FORÇA DO AMORTECEDOR ELETROMAGNÉTICO

Para realizar a etapa cinco do projeto, realizou-se uma análise das forças geradas pelo amortecedor. Conforme observado na Figura 37 do Capítulo 2, por meio do método de elementos finitos, é possível calcular a força gerada pelo amortecedor em todo seu curso para um determinada corrente. Dessa mesma maneira calculou-se a força do amortecedor para diferentes correntes. A Figura 54 apresenta os resultados das simulações, na qual cada cor representa um nível de corrente diferente, variando de 0 a 3,5 A.

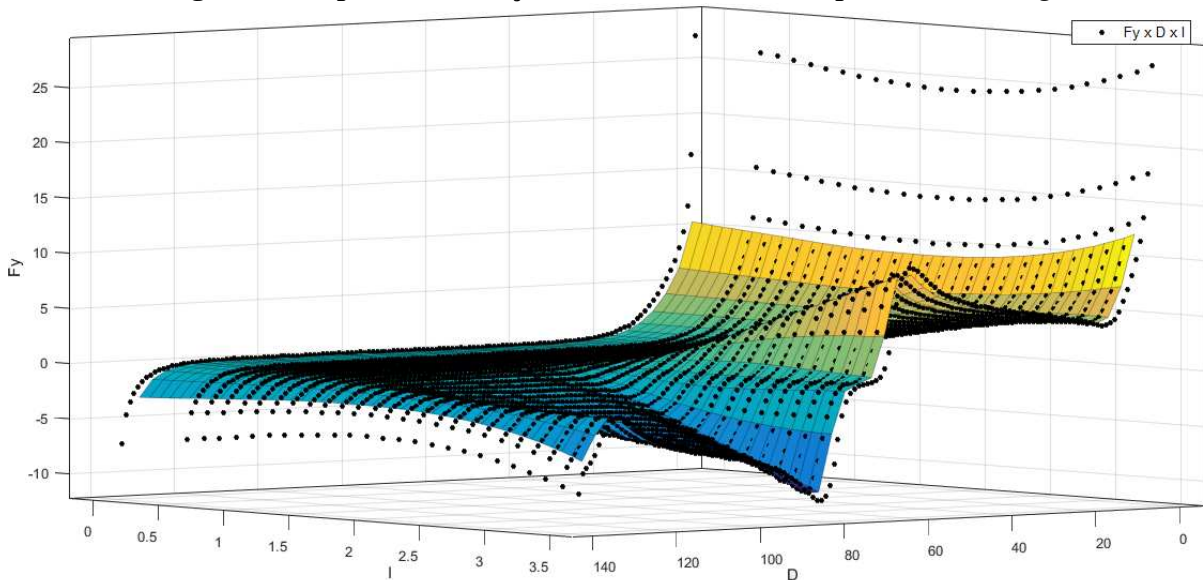


Fonte: Elaborada pelos autores.

Estes dados permitiram criar uma superfície que representa a força gerada pelo amortecedor em função da corrente nas bobinas e da posição dos ímãs no seu interior da

armadura, conforme a Figura 55. Como pode ser observado nessa figura, a resposta de força do amortecedor eletromagnético é não linear, visto que a posição, umas das variáveis para o cálculo da força, não é constante durante as oscilações. Essas características do sistema podem implicar em dificuldades na sintonia de controladores mais simples, como os PIDs.

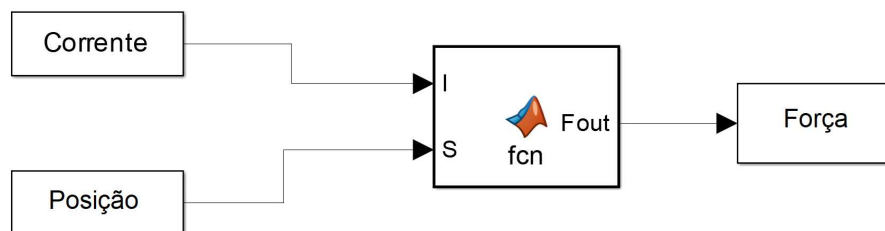
Figura 55: Superfície de força do amortecedor criada pelo *Curve Fitting*.



Fonte: Elaborada pelos autores.

O cálculo da força do amortecedor segue o fluxo representado do diagrama de blocos mostrado na Figura 56.

Figura 56: Representação do *Function Block* criado para calcular a força do amortecedor.



Fonte: Elaborada pelos autores.

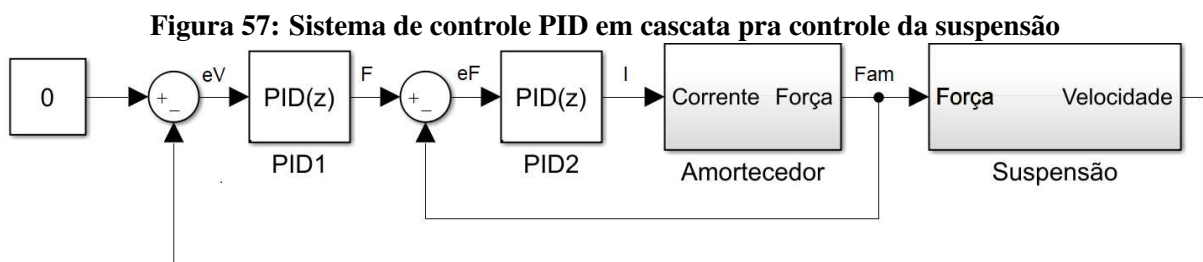
Dentro do bloco elaborou-se um programa que é responsável por determinar a força do sistema de amortecimento por meio dos valores de corrente, posição e da superfície criada anteriormente.

8.2 CONTROLE DA SUSPENSÃO

Essa parte do texto refere-se a última etapa do fluxograma, no qual são descritos os controladores projetados e sintonizados para o sistema. As sintonias dos controladores foram feitas com o objetivo de obter um tempo de estabilização normalizado para os dois tipos de controle. Este tempo foi definido como o tempo em que a suspensão leva para diminuir a amplitude de oscilação de velocidade para 1% da velocidade inicial da suspensão. Para esta normalização foi, então, definido um tempo de estabilização de 4 s e, para as variáveis da suspensão, um distúrbio de força de 30 N, massa de 1 kg e constante elástica da mola de 20 N/m. A comparação entre o desempenho da suspensão com ambos os controladores será feita por meio de três critérios, conforto, eficiência energética e força eficaz do amortecedor.

8.2.1 Controle PID

O controle PID suspensão parte do princípio de dois controladores do mesmo tipo trabalhando em cascata, na Figura 57 temos um representação geral da malha de controle. Como pode ser observado, o controlador denominado PID1 tem como objetivo controlar velocidade da suspensão, gerando um *setpoint* de força, F , em função do erro, eV , entre a velocidade do sistema e a referência zero.

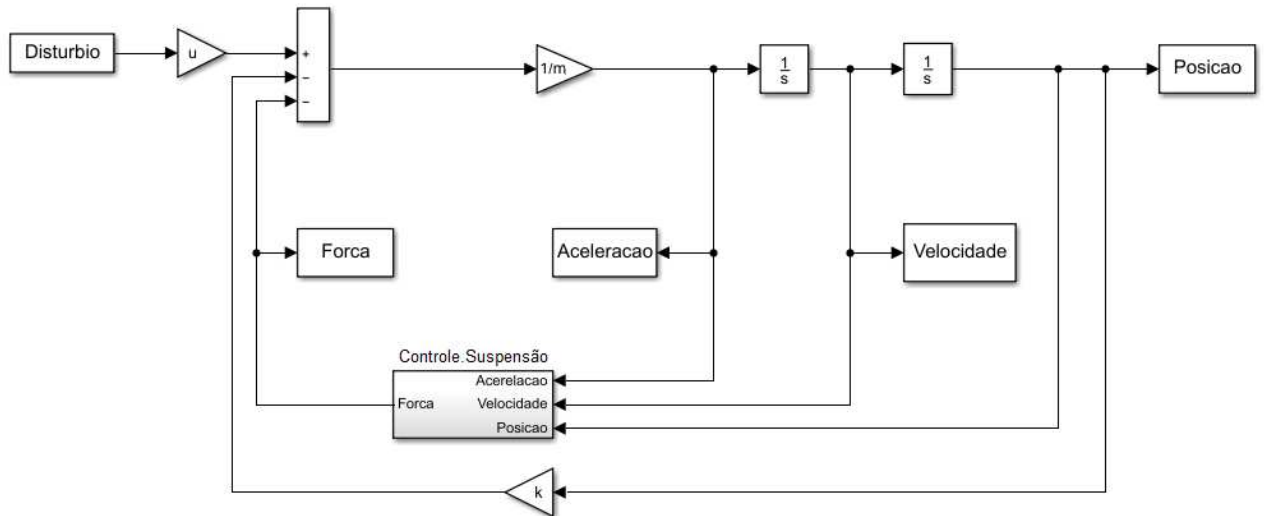


Fonte: Elaborada pelos autores.

O segundo PID, tem como objetivo controlar a força do amortecedor, F_{am} . Este controlador tem a função de gerar um *setpoint* de corrente, I , para o conversor eletrônico, por meio do erro entre o *setpoint* e força e a força do amortecedor.

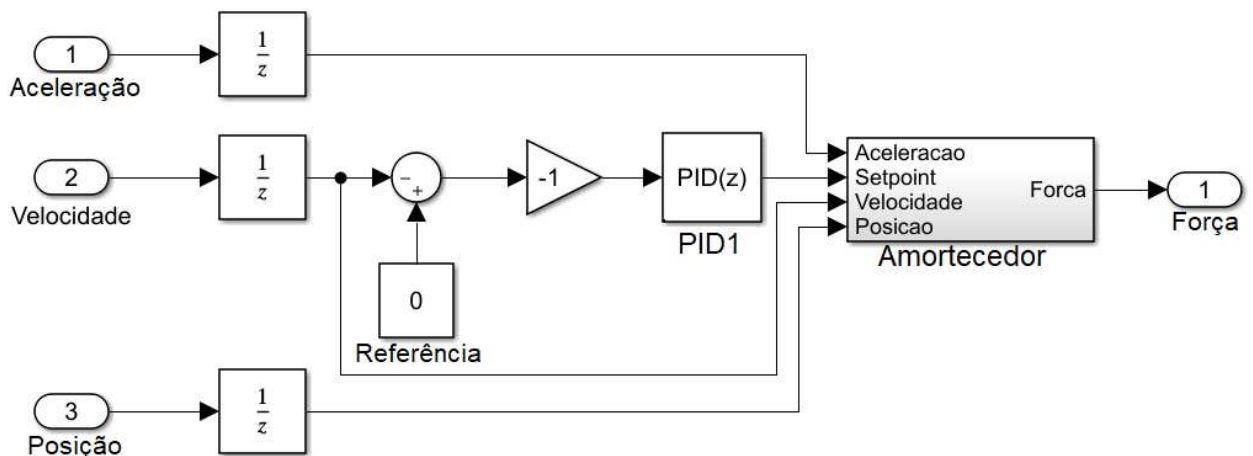
Na Figura 58 temos como a suspensão com o amortecedor eletromagnético foi montada em diagrama de blocos. Como pode ser observado, o bloco de ganho da constante de amortecimento, b , do amortecedor, como na Figura 19 apresentada no Capítulo 4, foi substituído por um subsistema, denominado de Controle.Suspensão, no qual é posicionado o primeiro controlador da cascata, como na Figura 59.

Figura 58: Diagrama de blocos para a simulação da suspensão com o amortecedor ativo.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 59: Diagrama de blocos do controlador PID da suspensão.

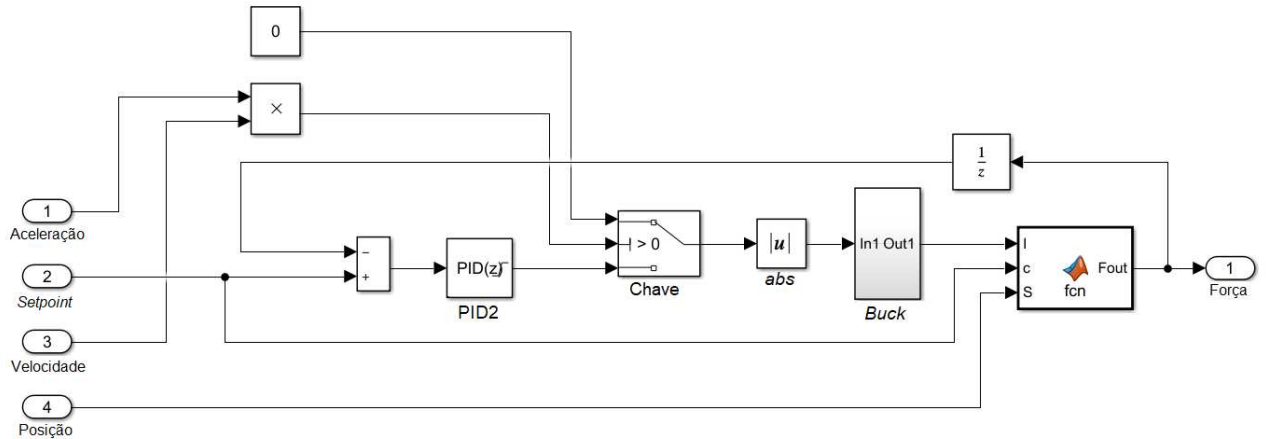


Fonte: Elaborada pelos autores.

Dentro do `Controle.Suspensao` criou-se um segundo subsistema, `Amortecedor`. Neste segundo subsistema está representado o diagrama de blocos do amortecedor em si. Este diagrama está representado na Figura 60, nele é feito o controle da força da suspensão, por meio do PID2 da cascata, bem como o cálculo desta mesma força.

Como dito anteriormente, no Capítulo 6, as forças geradas pelo amortecedor são sempre em sentido ao centro da armadura, por este motivo foi implementado um sistema que a torna a descontínua. O sinal da multiplicação da aceleração pela velocidade é responsável por determinar o sentido do movimento, este sinal é aplicado em uma chave gerando a descontinuidade na força de amortecimento.

Figura 60: Subsistema Amortecedor criado no diagrama de blocos.



Fonte: Elaborada pelos autores.

O bloco *abs* tem como objetivo transformar os valores negativos da saída do PID2 em *setpoints* positivos para o conversor eletrônico. A entrada *c* do function block tem como objetivo ajustar o sinal da força gerada pelo amortecedor devido à normalização adotada na superfície.

Os ganhos dos controladores foram definidos para uma oscilação de 4 s, padrão adotado e dito anteriormente. A sintonia dos controladores foram feitas com base na biblioteca de *Autotuning* do *MatLab*. No caso do primeiro PID, os valores da sintonia são mostrados na Tabela 3. O segundo PID apresentou dificuldades em sua sintonia devido as não linearidades das respostas do amortecedor, por este motivo, os resultados encontrados com o *Autotuning* não foram satisfatórios, porém, os valores obtidos serviram como ponto de partida para a sintonia, após alguns ajustes manuais, a sintonia de PID2 apresentou os valores da Tabela 4. O tempo de amostragem do PID1 e PID2 foram definidos, respectivamente, em 10 ms e 1 ms.

Tabela 3: Parâmetros do PID1 da suspensão.

	Ganhos
P	30,3245
I	0,3558
D	$4,58 \cdot 10^{-5}$

Fonte: Elaborada pelos autores.

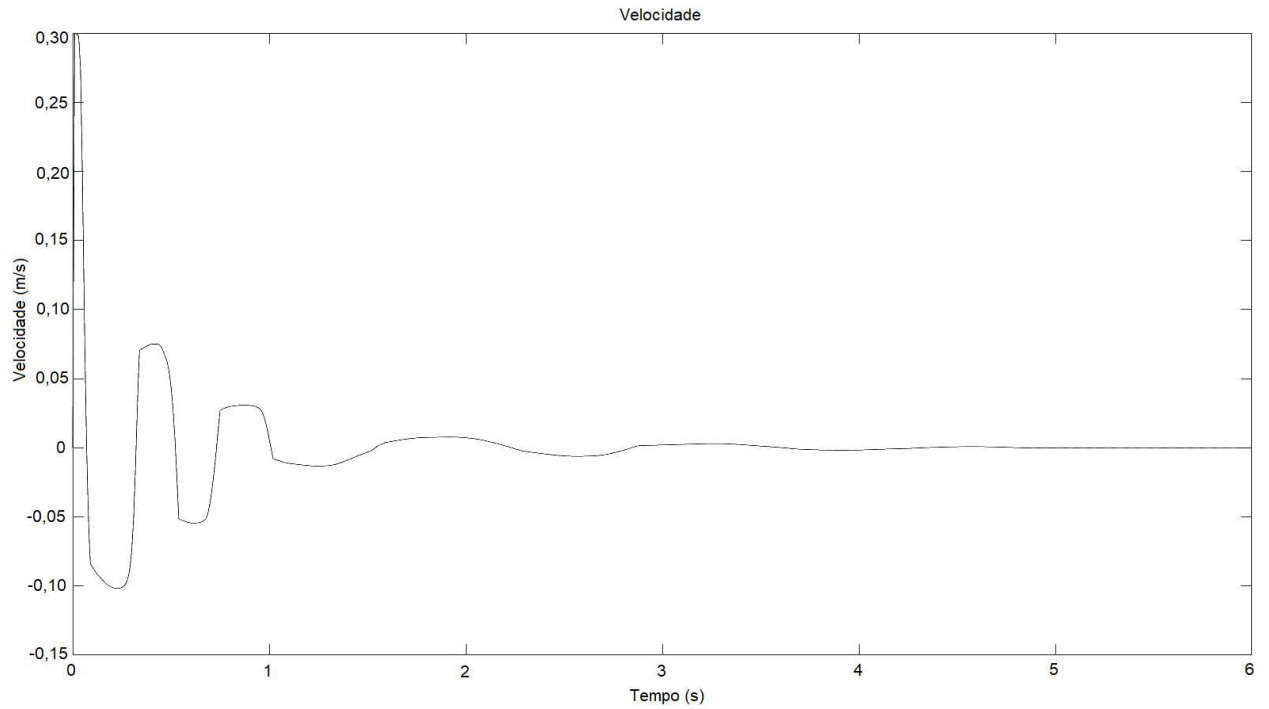
Tabela 4: Parâmetros do PID de controle do amortecedor.

	Ganhos
P	$3,162 \cdot 10^{-3}$
I	$20,324 \cdot 10^{-3}$
D	0

Fonte: Elaborada pelos autores.

Com os ganhos dos controladores definidos foi possível simular a suspensão com este tipo de controle. A resposta de velocidade obtida para a suspensão pode ser observada na Figura 61, a seguir.

Figura 61: Resposta velocidade para o tempo de estabilização de 5 s com controle PID.

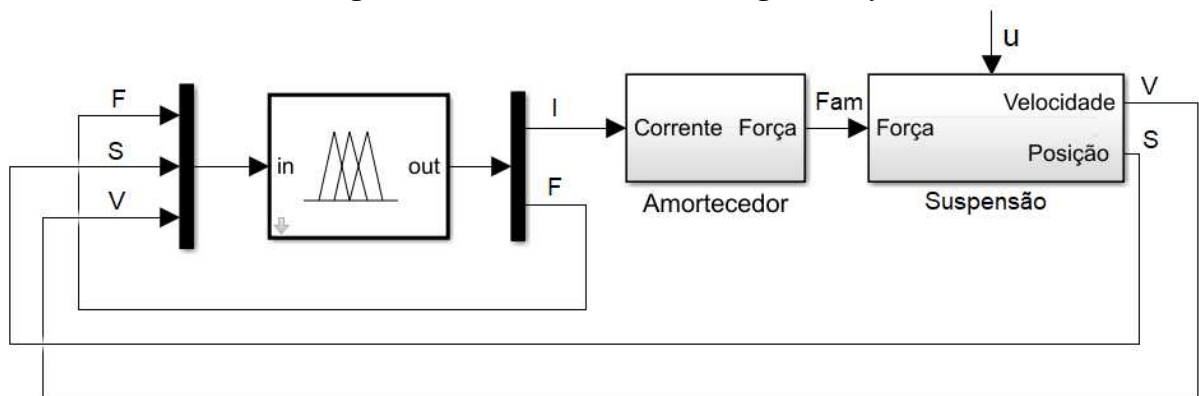


Fonte: Elaborada pelos autores.

8.2.2 Controle *Fuzzy*

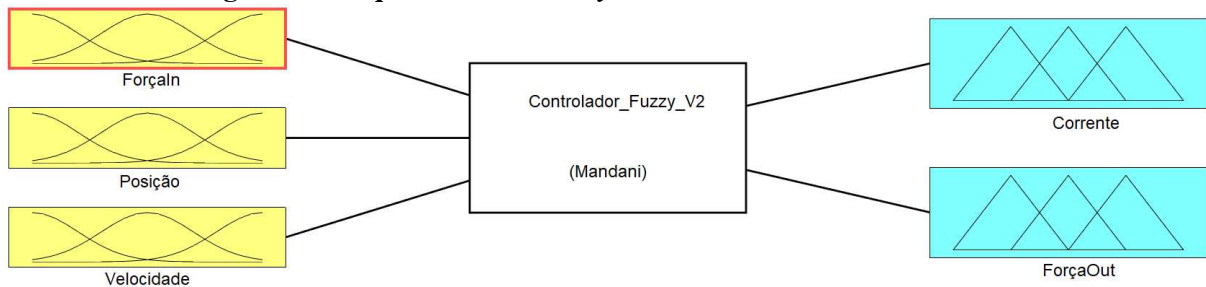
O segundo controlador utilizado para o controle da suspensão foi elaborado por meio da lógica *Fuzzy*. Esta lógica, devido à possibilidade da criação de diferentes entradas e saídas, permite a elaboração de um controlador capaz de desempenhar diferentes funções, substituindo, assim, os dois controladores PIDs apresentados anteriormente. Por ser mais versátil, este tipo de controlador foi implementado na tentativa de melhorar o controle de sistemas não lineares, como no caso do amortecedor.

Figura 62: Malha de controle da lógica *Fuzzy*



Fonte: Elaborada pelos autores.

Figura 63: Esquemático do *Fuzzy* com três entradas e duas saídas.



Fonte: Elaborada pelos autores.

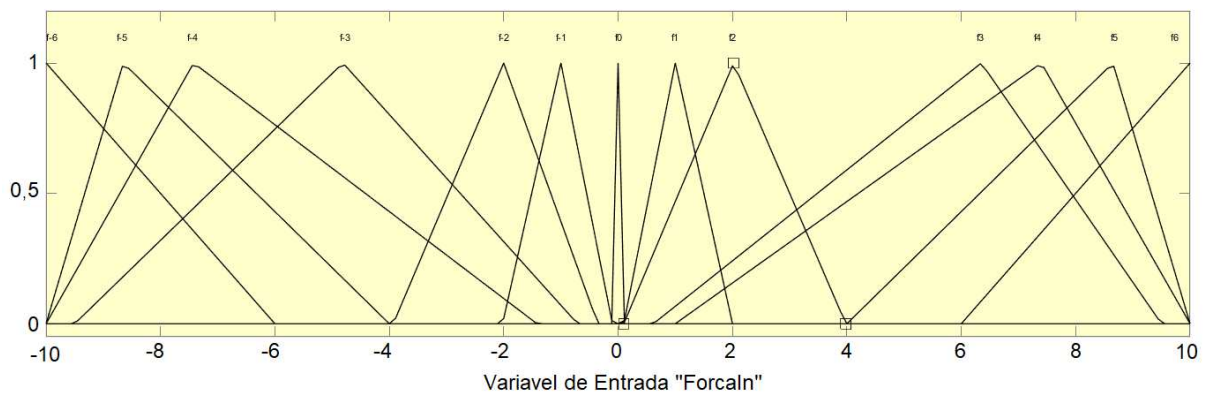
A Figura 62 ilustra o novo diagrama de blocos da malha de controle da suspensão. A lógica criada apresenta três entradas e duas saídas, conforme a Figura 63. Diferentemente do controle PID, o controlador *Fuzzy* permite realizar um mapeamento da posição da suspensão, permitindo melhorar a resposta amortecedor durante as oscilações.

O distúrbio de força, u , ao ser aplicado a suspensão, gera uma velocidade inicial no sistema. As três entradas tem como função mapear, respectivamente, o *setpoint* de força do amortecedor, F , a posição da suspensão, S , e a velocidade do sistema mecânico, V . As saídas da lógica são responsáveis por definir, no caso da primeira, a corrente do conversor eletrônico,

I , e para a segunda, o *setpoint* de força do amortecedor. A quantidade de regras de pertinência, seus formatos e as funções da lógica foram definidos empiricamente para um amortecimento de 4 s.

As funções de pertinência da primeira entrada podem ser observadas na Figura 64. A escala horizontal é ajustada de acordo com a escala de força das funções de pertinência da saída de força do controlador.

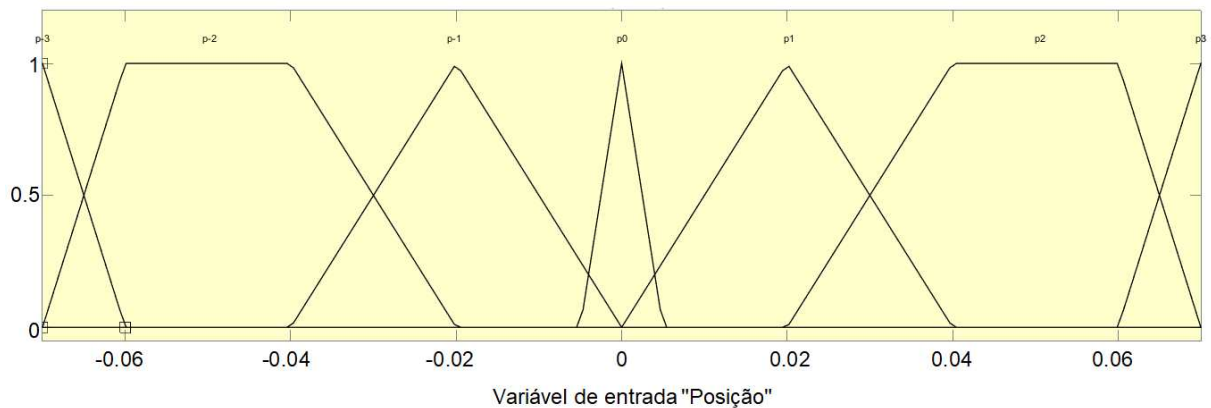
Figura 64: Regras de pertinência para a entrada de força do controlador *Fuzzy*.



Fonte: Elaborada pelos autores.

A segunda entrada, responsável pela posição da suspensão, apresenta as funções de pertinência da Figura 65. Como pode ser observado, a escala horizontal das funções foram ajustadas de acordo com o comprimento do curso do amortecedor, com a escala em metros e centrada em zero.

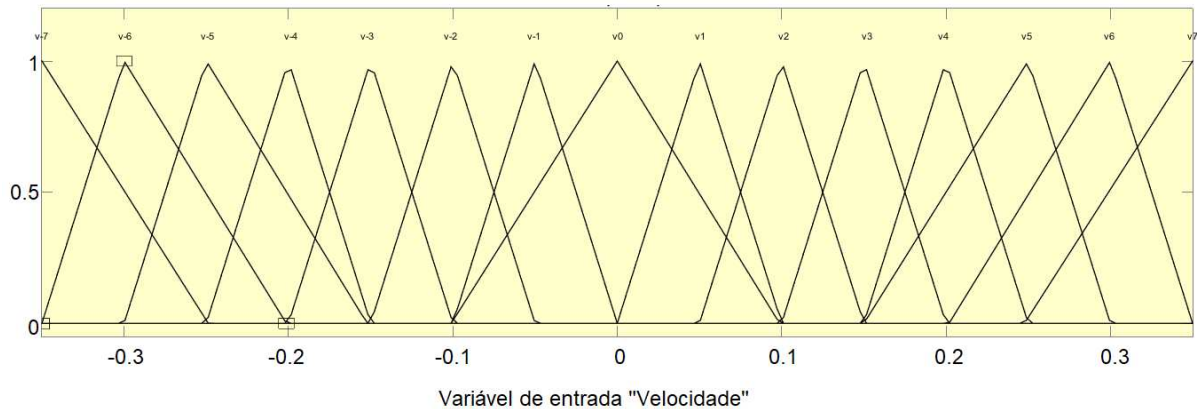
Figura 65: Regras de pertinência para a entrada de posição do controlador *Fuzzy*.



Fonte: Elaborada pelos autores.

A terceira e última entrada, de velocidade, apresenta as funções da Figura 66, neste caso, a escala horizontal de velocidade das funções foi definida levando em consideração a velocidade inicial da massa.

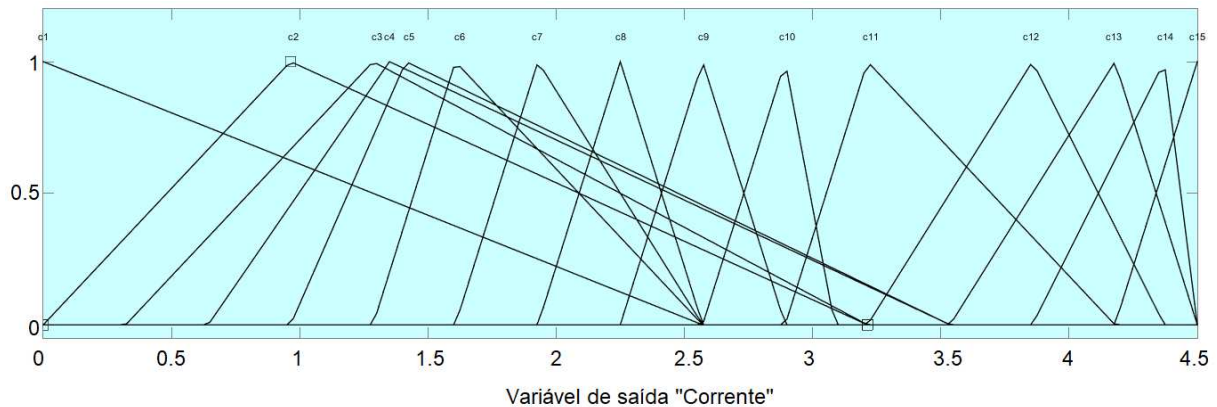
Figura 66: Regras de pertinência da entrada de velocidade do controlador *Fuzzy*.



Fonte: Elaborada pelos autores.

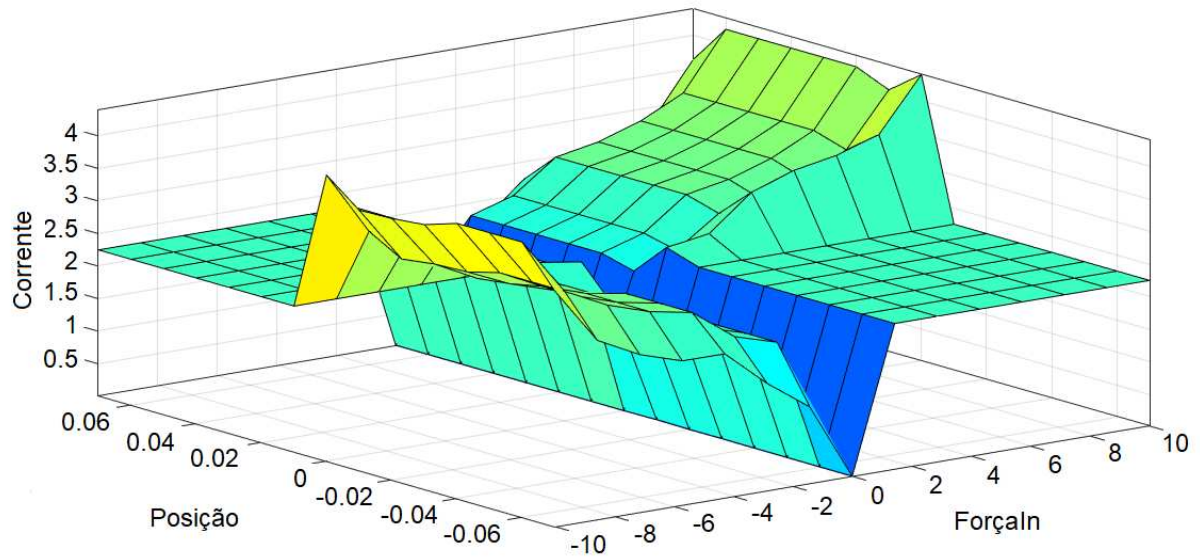
A primeira saída do controlador é responsável por estabelecer o *setpoint* de corrente na entrada do conversor. As funções e amplitudes usadas para definir os valores de corrente foram ajustados empiricamente com o intuito de melhorar o desempenho da resposta do amortecedor e podem ser observados na Figura 67. Os valores desta saída são definidos por meio das regras que interligam a entrada de força e posição com esta saída e a superfície que representa esta relação é apresentada na Figura 68.

Figura 67: Regras de pertinência para a saída de corrente do controlador *Fuzzy*.



Fonte: Elaborada pelos autores.

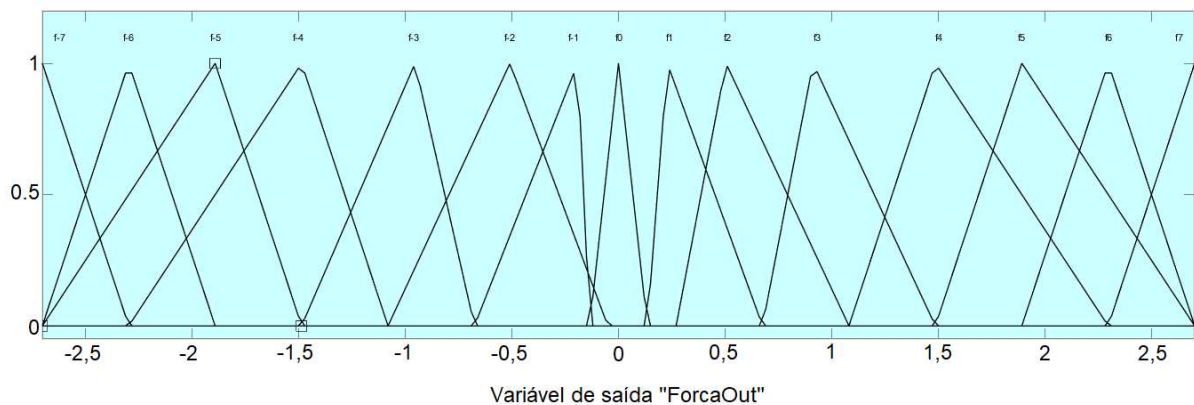
Figura 68: Superfície de relação entre entradas e saídas.



Fonte: Elaborada pelos autores.

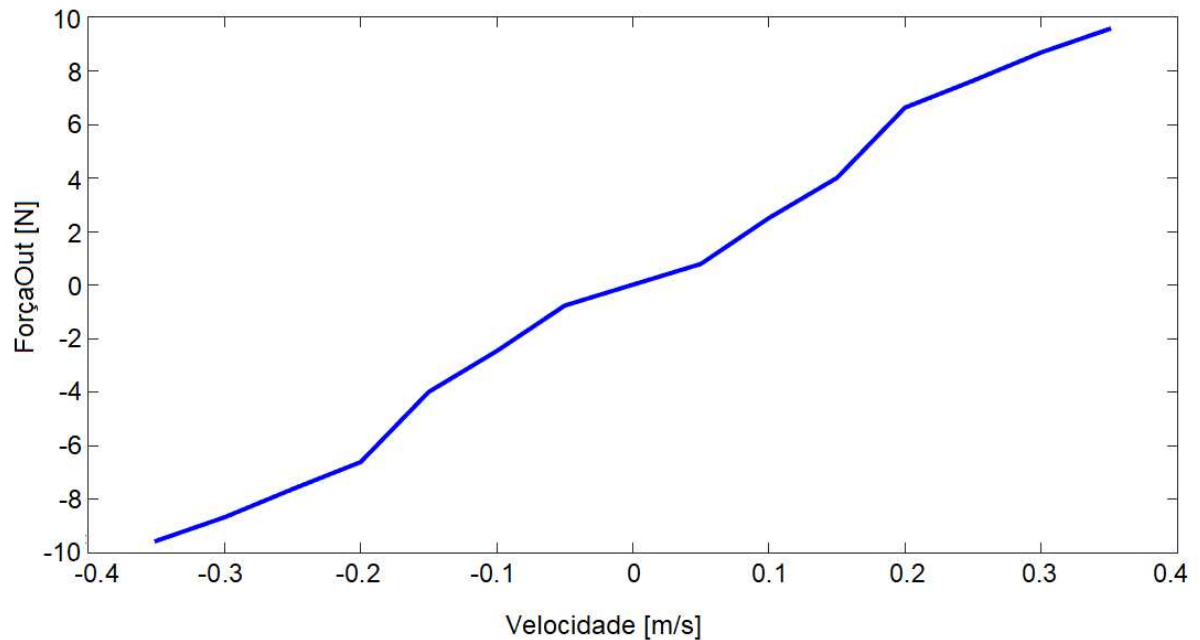
A segunda saída do controlador é responsável por definir o *setpoint* de força do amortecedor e suas funções de pertinência são demonstradas na Figura 69. A saída de força é diretamente relacionada à entrada de velocidade do controlador, dessa forma, as funções elaboradas permitem que os valores na saída de força da lógica sejam aproximadamente proporcionais aos dados de velocidade da terceira entrada, como pode ser observado na Figura 70. As escalas horizontais das regras dependem dos níveis de amortecimento desejado.

Figura 69: Saída de força do controlador *Fuzzy*.



Fonte: Elaborada pelos autores.

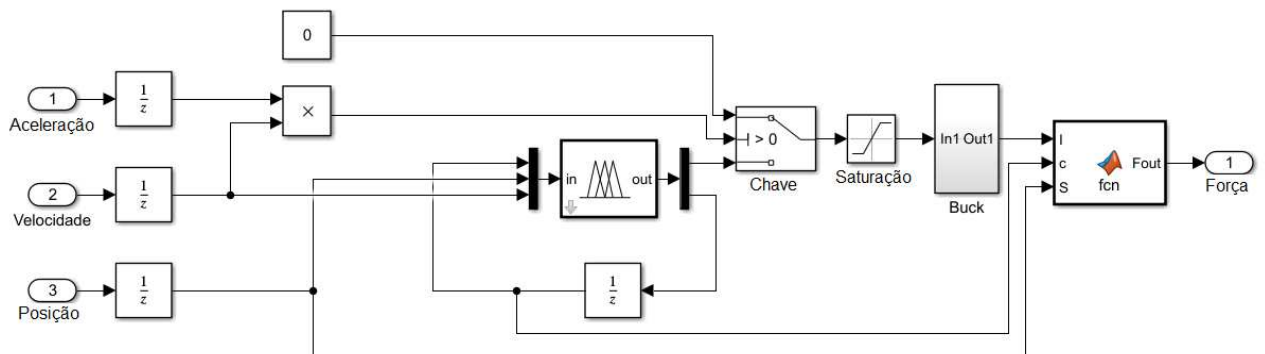
Figura 70: Curva de relação entre entrada de velocidade e saída de força do controlador *Fuzzy*.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Assim como no controle PID, a constante de amortecimento b foi substituída por um subsistema, idêntico ao da Figura 58. Dentro desse subsistema a lógica *Fuzzy* foi então implementada em um bloco de controlador no *simulink* e conectado conforme Figura 71. A chave presente no diagrama tem a mesma função da anterior, tornar a força de amortecimento descontínua. O bloco de saturação tem o objetivo de limitar o *setpoint* de corrente em 3,5 A.

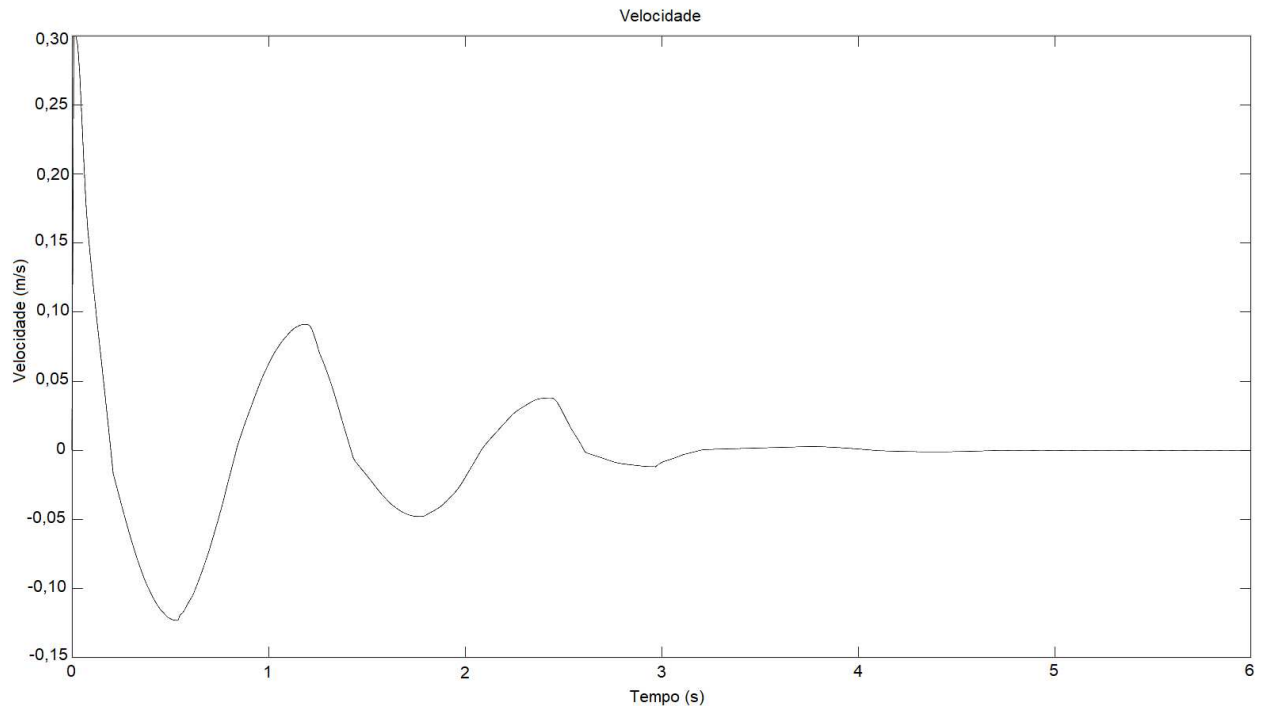
Figura 71: Esquemático do controlador *Fuzzy* em *simulink*.



Fonte: Elaborada pelos autores.

Com as funções de pertinência ajustadas, foi possível simular a suspensão com o novo controlador, obtendo uma resposta com um tempo de estabilização de 4 s, conforme Figura 72.

Figura 72: Esquemático do controlador *Fuzzy* em simulink.



Fonte: Elaborada pelos autores.

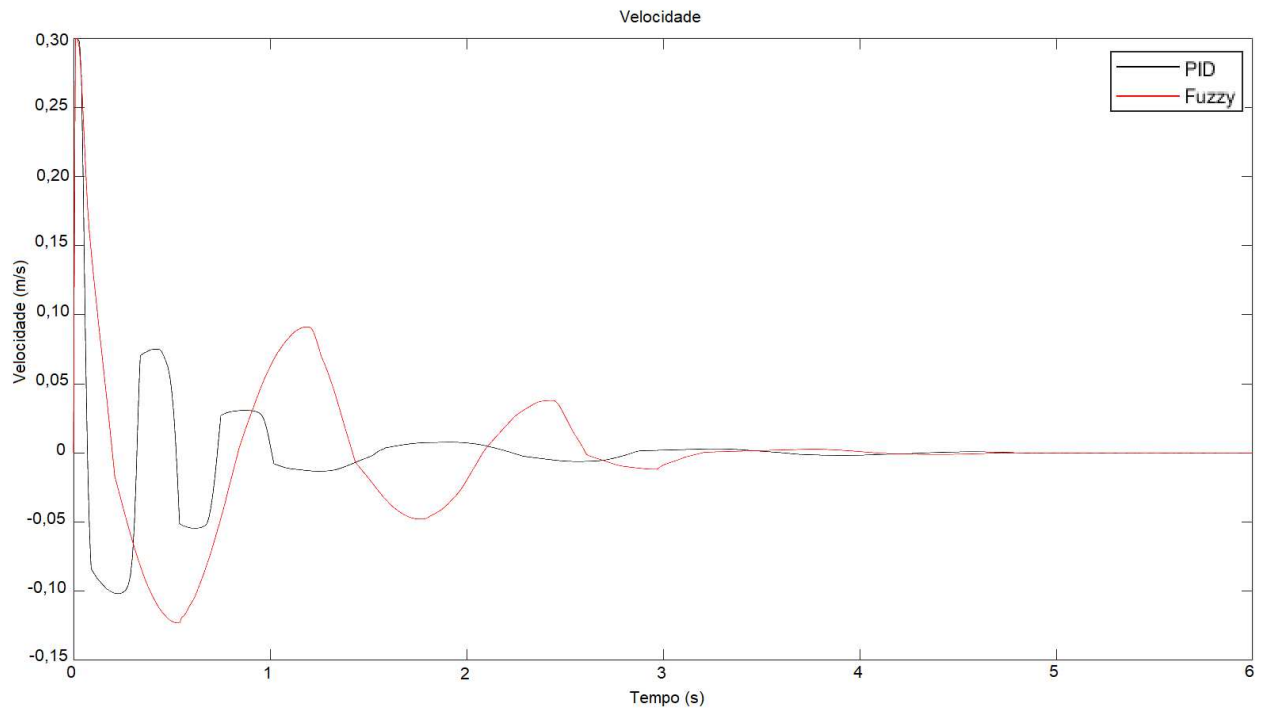
8.2.3 Desempenho

A suspensão com ambos os controladores apresentaram resultados satisfatórios e estabilizaram o sistema no tempo desejado. Na Figura 73 tem-se a comparação gráfica da reposta de velocidade do sistema para ambos os controladores.

A análise de desempenho da suspensão com os dois controladores é feita por meio de três critérios, primeiramente o conforto, o qual pode ser analisado por meio da aceleração eficaz, RMS, da suspensão durante a oscilação. De acordo com o descrito anteriormente, valores menores de RMS para esse variável implicam em maior conforto para o passageiro.

O segundo critério utilizado é a corrente eficaz nas bobinas durante as oscilações. Como o sistema eletromagnético para ambos os controladores é o mesmo, valores mais baixos de corrente eficaz significam menor gasto energético e melhor aproveitamento de energia.

O terceiro e último critério escolhido é a força eficaz aplicada exclusivamente pelo amortecedor durante a oscilação. Como a força do sistema de amortecimento não é linear a corrente nas bobinas, não é possível analisar o desempenho desta força por meio da variável eletrônica. Por este motivo o RMS da força do amortecedor deve ser analisado separadamente. Esse critério é utilizado para analisar os esforços feitos pelo amortecedor, no qual, valores mais

Figura 73: Comparação de velocidade com controle PID e *Fuzzy*.

Fonte: Elaborada pelos autores.

baixos resultam em melhor aproveitamento das forças.

Os valores eficazes das três variáveis, com os dois tipos de controle e para as oscilações de 4 s, são descritos na Tabela 5 a seguir.

Tabela 5: Valores eficazes de aceleração, força de suspensão e força do amortecedor.

Controle	Aceleração (m/s^2)	Corrente (A)	Força do amortecedor (N)
PID	1,4365	0,7922	0,7718
<i>Fuzzy</i>	1,2783	0,64	0,2652

Fonte: Elaborada pelos autores.

Como observado na Tabela 5, a suspensão controlada por meio da lógica *Fuzzy* apresentou um desempenho melhor, em todos os critérios, quando comparada ao controle PID. Quanto à aceleração eficaz do sistema, houve uma redução de aproximadamente 11% no valor RMS, melhorando o conforto do passageiro. Quanto ao RMS de corrente nas bobinas e da força do amortecedor, houve reduções de, aproximadamente, 19% e 76%, respectivamente.

Essa melhora no desempenho com o segundo controlador deve-se, principalmente, à melhoria da resposta da força do amortecedor durante as oscilações, sendo este controle melhor indicado para o sistema não linear. A redução da corrente eficaz e da força do amortecedor resulta em um melhor aproveitamento da energia no sistema, dissipando a energia da suspensão de maneira mais eficaz, exigindo menos do conversor eletrônico e do sistema de amortecimento.

9 CONCLUSÃO

O presente texto possibilitou o estudo e simulação do amortecedor mecânico ativo baseado em princípios eletromagnéticos e de controle de sistemas. Por meio de um estudo bibliográfico, foi possível determinar sua topologia. Os estudos e simulações feitas por meio da técnica de elementos finitos possibilitaram determinar que o melhor material para a confecção da armadura é de um material ferromagnético, devido ao comportamento desejado do campo em diferentes posições da armadura, assim como, o cálculo das forças para as diferentes configurações das bobinas possibilitou a determinação do tipo do condutor a ser utilizado, bem como o número de espiras e o tamanho das bobinas do circuito eletromagnético e a corrente de acionamento.

Por meio dos resultados obtidos com o circuito eletromagnético elaborou-se o projeto e o dimensionamento dos componentes mecânicos do amortecedor, como a armadura, haste e tampas. Com base na corrente e força desejada e nos estudos na área de eletrônica de potência, foi apresentado um projeto de um conversor *Buck* para o acionamento das bobinas e, por meio das simulações, verificar seu comportamento.

Mediante estudo da dinâmica de uma suspensão, realizaram-se simulações do amortecedor sendo empregado em uma suspensão. Uma revisão bibliográfica sobre o desempenho deste tipo de sistema possibilitou a abordagem sobre diferentes tipos de critérios utilizados para a análise dos resultados encontrados durante as simulações.

Para o controle da suspensão, com amortecedor proposto, foram propostos dois tipos de controladores, primeiramente o PID e em seguida um controle com a lógica *Fuzzy*. O controle por meio de PID iniciou-se pela elaboração de um sistema em cascata, no qual apresentou dois controladores. O primeiro é responsável por controlar a velocidade da suspensão, por meio do erro entre essa variável e a referência zero, gerando um *setpoint* de força para o amortecedor. O segundo PID teve como objetivo controlar o amortecedor eletromagnético, controlando a corrente do conversor eletrônico em função do erro entre o *setpoint* e a força do amortecedor. A sintonia dos controladores foi feita por meio de *software*, sendo que, no caso do segundo PID, foi necessário realizar ajustes manuais na sintonia devido as não linearidades sistema.

Quanto à lógica *Fuzzy*, foi possível controlar a suspensão utilizando apenas um controlador. Esta lógica permite a elaboração de diferentes entradas e saídas sendo possível criar uma lógica capaz de desempenhar várias funções, eliminando a necessidade de dois controladores. A adição de uma entrada de posição no controlador melhorou a dinâmica de controle, atenuando os efeitos das não linearidades do amortecedor.

A análise de desempenho da suspensão levou em consideração três critérios diferentes, conforto, eficiência energética e força eficaz do amortecedor. Para essa análise, primeiramente, foi realizada a sintonia de ambos os controladores para um tempo de estabilização da suspensão de 4 s, normalização adotada para este texto. Com as sintonias realizadas, foi possível comparar o desempenho da suspensão com ambos os controladores. Embora ambas as técnicas de controle apresentem resultados satisfatórios, as simulações feitas com o controlador *Fuzzy* apresentaram resultados melhores em todos os critérios. A adição de uma entrada de posição no sistema de controle melhorou o controle da força do amortecedor, conseqüentemente, o conforto da suspensão, a eficiência energética e, principalmente, diminuindo significativamente os esforços feitos pelo amortecedor.

Os resultados obtidos nas simulações fornecem uma noção para uma eventual implementação prática sobre a estrutura e seu funcionamento conforme o proposto, porém, seus resultados podem não refletir o seu funcionamento na prática, tendo em vista diversas particularidades a serem consideradas em uma estrutura mecânica. Para futuros trabalhos sugere-se a realização da prototipagem do sistema massa, mola e amortecedor, juntamente com um melhor estudo sobre a mecânica do projeto, para evitar possíveis falhas do sistema, como excesso de atrito, folgas entre os componentes, grande dispersão do campo eletromagnético e travamentos. No caso do protótipo há também a necessidade de um sistema que possibilite realizar experimentos com repetibilidade em diferentes condições para validação dos resultados obtidos. Por fim sugere-se um estudo dos custos envolvidos na fabricação do protótipo, evitando gastos excessivos e desnecessários para a fabricação do sistema.

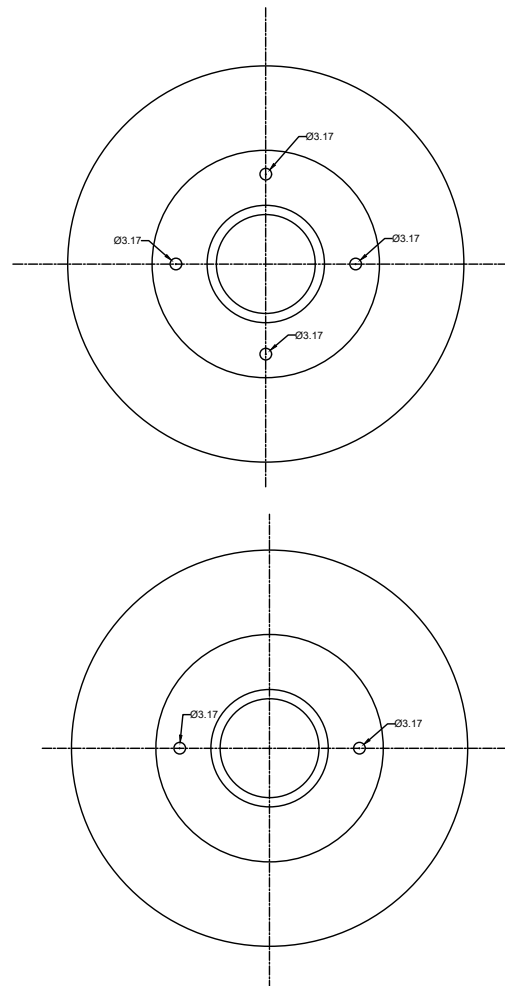
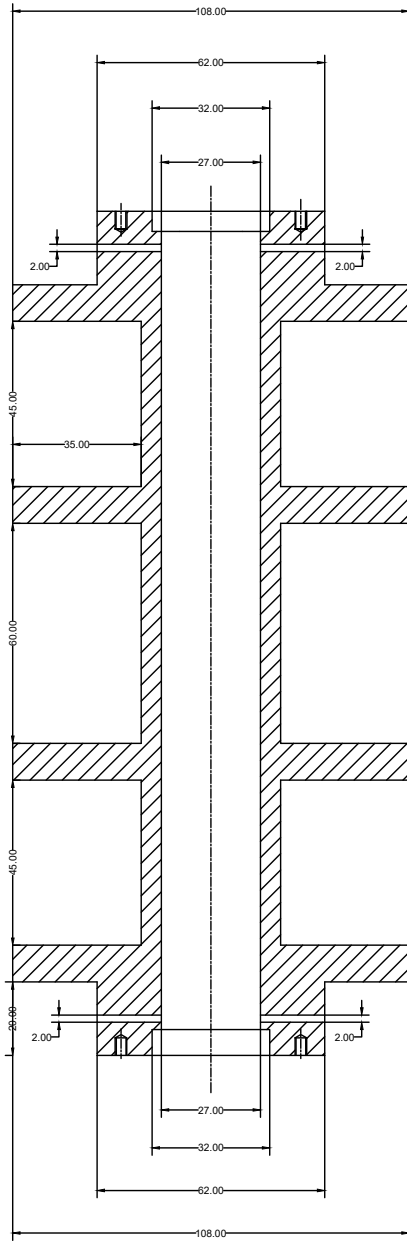
REFERÊNCIAS

- ANDRADE, M.; JAQUES, M. A. P. Estudo comparativo de controladores de mamdani e sugeno para controle de tráfego em interseções isoladas. **TRANSPORTES**, v. 16, n. 2, 2008.
- ANDRICH, R.; NOGUEIRA, A. F. L.; COUTO, E. H.; NIED, A.; OLIVEIRA, J. de. Cálculo de força em atuadores lineares pelos métodos do trabalho virtual e tensor de maxwell. 2012.
- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **Advanced PID control**. ISA-The Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006.
- BAKER, A. Lotus' active suspension. **Automotive Engineer**, v. 9, p. 56–7, 1984.
- BARBI, I. Eletrônica de potência: Projeto de fontes chaveadas. 1ª edição. **Florianópolis: Edição do Autor**, 2001.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. Conversores cc-cc básicos não isolados. **Edição dos autores. Florianópolis**, 2000.
- BRAINKART. **Important Short Questions and Answers - Electromechanical Energy Conversion and Concepts in Rotating Machines**. 2019. Disponível em: https://www.brainkart.com/article/Important-Short-Questions-and-Answers%e2%80%94Electromechanical-Energy-Conversion-and-Concepts-in-Rotating-Machines_2163.
- CHEN, G.; PHAM, T. T. **Introduction to fuzzy sets, fuzzy logic, and fuzzy control systems**. CRC press, 2000.
- COPPIN, B. **Inteligência artificial**. Grupo Gen-LTC, 2010.
- DENT, P. C. Rare earth elements and permanent magnets. **Journal of applied physics**, AIP, v. 111, n. 7, p. 07A721, 2012.
- DO, A.-L.; SENAME, O.; DUGARD, L. An lqv control approach for semi-active suspension control with actuator constraints. In: IEEE. **American Control Conference (ACC), 2010**. 2010. p. 4653–4658.
- ECKERT, P. R. Estudo e desenvolvimento de um atuador linear para suspensão eletromagnética ativa. 2012.
- ELBEHEIRY, E. M.; KARNOPP, D. C.; ELARABY, M. E.; ABDELRAAOUF, A. M. Advanced ground vehicle suspension systems-a classified bibliography. **Vehicle system dynamics**, Taylor & Francis, v. 24, n. 3, p. 231–258, 1995.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. Springer Science & Business Media, 2007.
- FILHO, A. A. Análise de sistemas dinâmicos. **São José dos Campos: ITA**, 2003.

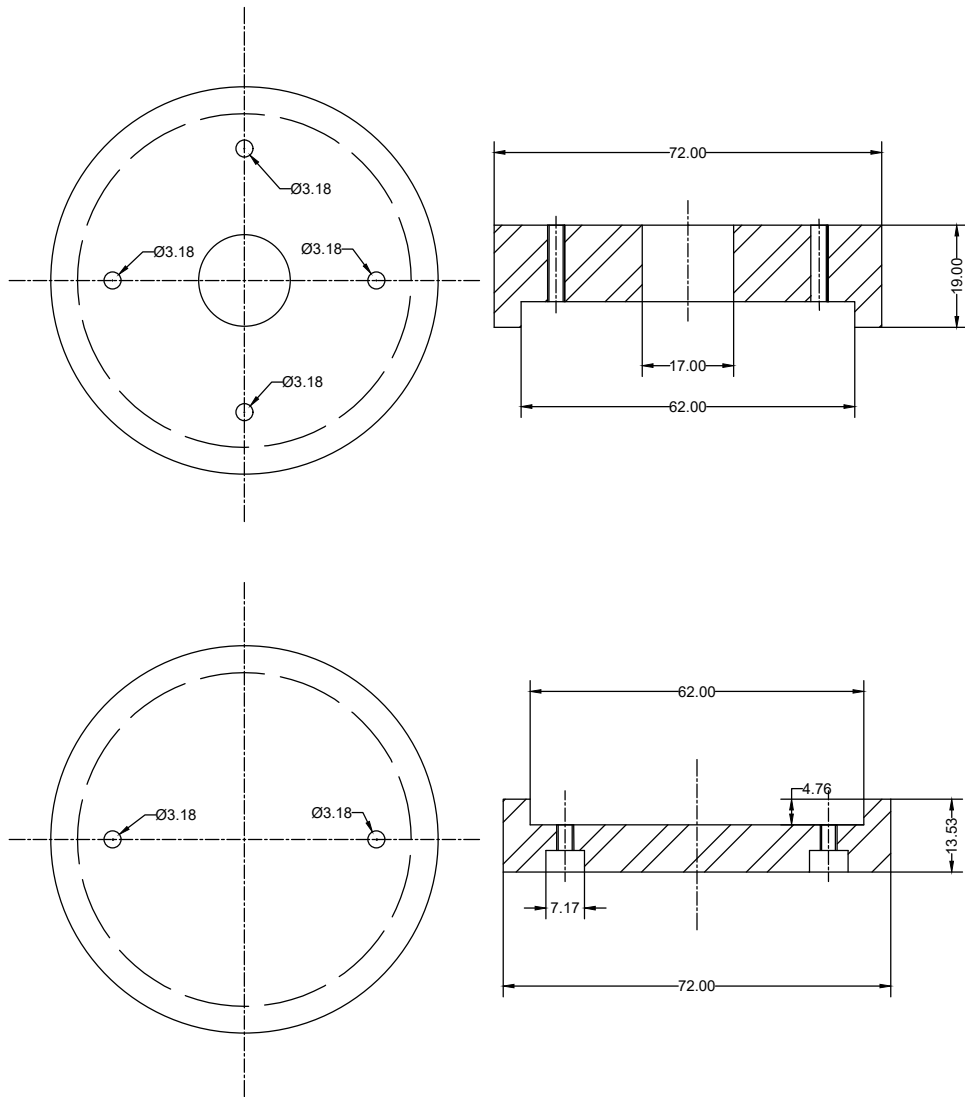
- FISCHER, D.; ISERMANN, R. Mechatronic semi-active and active vehicle suspensions. **Control engineering practice**, Elsevier, v. 12, n. 11, p. 1353–1367, 2004.
- GUGLIELMINO, E.; SIRETEANU, T.; STAMMERS, C. W.; GHITA, G.; GIUCLEA, M. **Semi-active suspension control: improved vehicle ride and road friendliness**. Springer Science & Business Media, 2008.
- GYSEN, B. L.; PAULIDES, J. J.; JANSSEN, J. L.; LOMONOVA, E. A. Active electromagnetic suspension system for improved vehicle dynamics. **Vehicular Technology, IEEE Transactions on**, IEEE, v. 59, n. 3, p. 1156–1163, 2010.
- HALBACH, K. Design of permanent multipole magnets with oriented rare earth cobalt material. **Nuclear instruments and methods**, Elsevier, v. 169, n. 1, p. 1–10, 1980.
- IMASHOP. **Super Ímã de Neodímio Anel 26x11x4 mm - IMaShop - ImaShop**. 2019. Disponível em: <<https://www.imashop.com.br/ima-neodimio-n35-anel-26x11x4-mm-forca-aprox-6-1kg-a261104p/p>>.
- ISERMANN, R. Mechatronic systems. **Fundamentals**, Springer, 2005.
- KASTER, M.; CUNHA, G.; BURGARDT, I.; NASCIMENTO, C. Análise do uso de controle pid não linear aplicado a conversor buck. In: **10 Conferência Brasileira de Dinâmica, Controle e Aplicações**. 2011.
- KUMARAVELU, U. D.; YAKUB, S. M. Simulation of outer rotor permanent magnet brushless dc motor using finite element method for torque improvement. **Modelling and Simulation in Engineering**, Hindawi Publishing Corp., v. 2012, p. 17, 2012.
- LEQUESNE, B. Permanent magnet linear motors for short strokes. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 32, n. 1, p. 161–168, 1996.
- LICARIÃO-NOGUEIRA, A. F.; JUNIOR, D. C. B. P. Surface integration and energy-based approaches to calculate global forces in magnetic actuators. In: **Proc. of the 7th Brazilian Congress of Electromagnetism (MOMAG)**. 2006.
- LIMA, S. d. et al. Estudo de um mecanismo de suspensão magnética utilizando ímãs-permanentes. 2011.
- MAIORANA, J. Active suspension simulation through software interfacing. In: **Masters Abstracts International**. 2004. v. 46, n. 03.
- MARTINS, I.; ESTEVES, J.; MARQUES, G. D.; SILVA, F. P. D. Permanent-magnets linear actuators applicability in automobile active suspensions. **IEEE Transactions on vehicular technology**, IEEE, v. 55, n. 1, p. 86–94, 2006.
- MEEKER, D. Finite element method magnetics. 2015.
- MOZELLI, L. Controle fuzzy para sistemas takagi-sugeno: Condições aprimoradas e aplicações. **Diss. de mestrado. Universidade Federal de Minas Gerais**, 2008.
- NETO, C. M. Proposta de construção de um amortecedor de vibração ajustável, tva, utilizando fluido magnetoreológico. Universidade Estadual Paulista (UNESP), 2008.

- NOGUEIRA, A. F. L. The use of numerical simulation of electromagnetic fields as a teaching tool. **Revista Brasileira de Ensino de Física**, SciELO Brasil, v. 30, n. 4, p. 4306–1, 2008.
- NOGUEIRA, A. F. L. Analysis of magnetic force production in slider actuators combining analytical and finite element methods. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, SciELO Brasil, v. 10, n. 1, p. 243–250, 2011.
- NOGUEIRA, A. F. L. Calculation of global magnetic forces using analytical and finite element solutions. **IEEE Latin America Transactions**, IEEE, v. 14, n. 5, p. 2365–2371, 2016.
- NOVACON. **Tabela de fios AWG com tabela de conversão para medidas métricas**. 2019. Disponível em: <<http://www.novacon.com.br/audiotabawg.htm>>.
- RAO, M.; PRAHLAD, V. A tunable fuzzy logic controller for vehicle-active suspension systems. **Fuzzy sets and systems**, Elsevier, v. 85, n. 1, p. 11–21, 1997.
- SALDARRIAGA, M. R. V. **Atenuação de vibrações em máquinas rotativas flexíveis usando materiais viscoelásticos nos suportes**. 2007. Tese (Doutorado), 2007.
- SHOOK, D.; ROSCHKE, P.; OZBULUT, O. Superelastic semi-active damping of a base-isolated structure. **Structural Control and Health Monitoring**, Wiley Online Library, v. 15, n. 5, p. 746–768, 2008.
- SIMOES, M. G.; SHAW, I. S. Controle e modelagem fuzzy. **Blucher: FAPESP, São Paulo, BRA**, 2007.
- TEIXEIRA, R. L.; LÉPORE, F. P.; RIBEIRO, J. F. Comportamento dinâmico de um amortecedor ativo. **XIV Simpósio do Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica-POSMEC**, 2004.
- WANG. Tubular modular permanent-magnet machines equipped with quasi-halbach magnetized magnets-part i: magnetic field distribution, emf, and thrust force. **IEEE transactions on magnetics**, IEEE, v. 41, n. 9, p. 2470–2478, 2005.

Anexo 1A



Anexo 1B



Anexo 1C

