UNIVERSIDADE DE SOROCABA
PRÓ-REITORIA ACADÊMICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO PROFISSIONAL EM PROCESSOS TECNOLÓGICOS E AMBIENTAIS

Neusa Valentim da Silva

CONTROLE DE SUSPENSÃO ATIVA AUTOMOTIVA POR LÓGICA DIFUSA (“FUZZY LOGIC”)

Sorocaba/SP
2017

Neusa Valentim da Silva

CONTROLE DE SUSPENSÃO ATIVA AUTOMOTIVA POR LÓGICA DIFUSA (“FUZZY LOGIC”)

Dissertação de Mestrado, apresentada à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação Profissional em Processos Tecnológicos e Ambientais, da Universidade de Sorocaba, como exigência para obtenção do título de Mestre em Processos Tecnológicos e Ambientais.

Orientador: Prof. Dr. Waldemar Bonventi Jr.

Sorocaba/SP
2017

Ficha Catalográfica

Silva, Neusa Valentim da

S581c Controle de suspensão ativa automotiva por lógica difusa (“fuzzy logic”) / Neusa Valentim da Silva. – 2017.

138 f. : il.

Orientador: Prof. Dr. Waldemar Bonventi Junior

Dissertação (Mestrado em Processos Tecnológicos e Ambientais) – Universidade de Sorocaba, Sorocaba, SP, 2017.

1. Sistemas de controle inteligente. 2. Sistemas difusos. 3. Lógica difusa. 4. Automóveis - Suspensão. I. Bonventi Junior, Waldemar, orient. II. Universidade de Sorocaba. III. Título.

Neusa Valentim da Silva

CONTROLE DE SUSPENSÃO ATIVA AUTOMOTIVA POR LÓGICA DIFUSA (“FUZZY LOGIC”)

Dissertação de Mestrado, apresentada à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação Profissional em Processos Tecnológicos e Ambientais, da Universidade de Sorocaba, como exigência para obtenção do título de Mestre em Processos Tecnológicos e Ambientais.

Aprovado em:_____/_____/_____

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Waldemar Bonventi Junior - Presidente
Universidade de Sorocaba

Prof. Dr. José Luiz Antunes de Almeida
Faculdade de Tecnologia de Sorocaba

Prof. Dr. Marcello Bellodi
Universidade de Sorocaba

Prof. Dr. Norberto Aranha - Suplente
Universidade de Sorocaba

Dedico esta dissertação ao meu esposo amado e parceiro Reinaldo Insaurralde pela paciência muitas vezes colocada às margens dos testes das dúvidas perante a vida que me fizeram e fazem ser uma pessoa melhor sempre, e à minha doce mãe Maria José símbolo de fé e força inabaláveis.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Nosso Pai Celestial por me ouvir sempre, por me dizer através do Espírito com voz doce e mansa de que eu poderia ser capaz. E ao meu orientador que nunca desistiu de mim, que mesmo acompanhando todos os meus problemas e dificuldades sempre me olhava nos olhos e dizia que eu não estava só, e por isso se tornou meu amigo. Agradeço também aos amigos e parceiros de profissão que me apoiaram e ajudaram da melhor forma possível com suas teorias, experiências e indicações literárias para o andamento desta obra.

“Os ventos movem as coisas e pessoas do lugar, mas não transplantam nossos corações das paixões vividas neste mundo”.

(Neusa Valentim da Silva)

RESUMO

Ao pesquisar sobre a Lógica *Fuzzy* e estudando os modelos na área de controle convencional pergunta-se: é possível comparar sistemas convencionais com sistemas *Fuzzy* obtendo respostas similares ou com aproximações? Para obter resposta de tal pergunta foi desenvolvido nesse trabalho o controle de suspensão ativa automotiva com o controlador *Fuzzy* que seguiu uma linha de pesquisa voltada para desenvolvimento e controle de processos produtivos, com o objetivo de analisar alguns métodos de controle usando métodos tradicionais e um equivalente em lógica difusa, comparando assim seus modelos de controle. Este trabalho iniciou-se por uma revisão de literatura que abordou temas voltados para conhecimento da Lógica *Fuzzy*, de tal forma que seguiu com uma pesquisa exploratória com o intuito de entender e desenvolver sistemas utilizando essa lógica, sendo assim, desenvolvendo pesquisas bibliográficas e simulações em softwares específicos como o Simulink e *Fuzzy* do Matlab. Esse trabalho procurou-se obter respostas próximas entre um sistema de controle modelado de maneira convencional e um sistema de controle modelado com Lógica *Fuzzy*, partindo de um sistema massa-mola-amortecido até chegar a um sistema de suspensão ativa, quando esse sistema é designado a um modelo de uma das quatro rodas de um ônibus. Em ambos os casos as respostas ficaram próximas sendo que para o sistema massa-mola-amortecido foi mais favorecido utilizando a Lógica *Fuzzy*. Já para o sistema de suspensão ativa, o controle convencional se demostrou mais favorável, porém ambos os controles para a suspensão ativa atingiram o objetivo de controlar o sistema antes dos 5 segundos e com sobressinal menor que 5%. As diferenças entre esses controles estão na forma de ajuste dos seus parâmetros, o que torna suas repostas próximas e confirmando que ambos os controles são capazes de obter resultados satisfatórios.

Palavras-chave: Controlador PD, Controlador FuzzyPD e Suspensão ativa.

ABSTRACT

When researching on a Fuzzy Logic and studying the models in the conventional control area, one asks: is it possible to visualize conventional systems with Fuzzy systems obtaining similar answers or with approximations? For more information on the development of active suspension control, with the Fuzzy controller that followed a research line focused on the development and control of productive processes, with the objective of analyzing some control methods using traditional methods and a fuzzy logic equivalent, comparing their control models. This work was initiated, by a literature review that approached themes focused on Fuzzy Logic knowledge, in such a way and followed with an exploratory research, with the intention of understanding and developing systems using this logic, thus, developing bibliographical researches and simulations in specific software such as Simulink and Fuzzy from Matlab. This work sought to obtain close answers between a control system model in a conventional way and a control system modeled with Fuzzy Logic, part of a massive-spring-damped system until an active suspension system, when this system is designated to model of one wheel of a bus. In both cases, as answers were close to the mass-spring-damped system was more favored, using a Fuzzy Logic. As for the active suspension system, the conventional control was more favorable, as well as the controls for the active suspension, the control objective, the system before 5 seconds and with a projection of less than 5%. The differences between these controls are in the form of adjustment of their parameters, which makes their answers close and confirming that both controls are able to obtain satisfactory results

Keywords: PID Control, Fuzzy Logic, Active Suspension.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Suspensão passiva e semiativa 21
Figura 2 - Suspensão ativa no carro 22
Figura 3 - Suspensão ativa 22
Figura 4 - Sistema mecatrônico 23
Figura 5 - Circuitos análogos 25
Figura 6 - Suspensão ativa de baixa frequência 26
Figura 7 - Diagrama de controle da suspensão ativa mecânica 27
Figura 8 - Diagrama do controle de uma suspensão eletromagnética ativa 29
Figura 9 - Classificação das suspensões automotivas 30
Figura 10 - Modelo "quarto de veículo" 33
Figura 11 - Modelo baseado na 2ª Lei de Newton 35
Figura 12 - Polos e zeros do modelo "quarto veículo" 42
Figura 13 - Sistema subamortecido 43
Figura 14 - Polos e zeros do modelo "quarto veículo" para $G_1(2)$ 44
Figura 15 - Sistema subamortecido - $G_2(s)$ 45
Figura 16 - Polos e zeros da F(s) 47
Figura 17 - Diagrama de blocos de um controlador PD 47
Figura 18 - Diagrama de blocos com Kp e Kd 48
Figura 19 - Sistema com ganho K_p 49
Figura 20 - Sistema com ganho K_p e K_d 51
Figura 21 - Funções de pertinência para a faixa de temperatura 20 - 100ºC 57
Figura 22 - Funções de pertinência para a velocidade do ventilador 57
Figura 23 - esquema do processo de decisão 58
Figura 24 - Universo das alturas consideradas e suas respectivas funções de pertinência. 62
Figura 25 - Pertinências resultantes das operações básicas entre conjuntos: a) união, b) intersecção, c) negação. 63
Figura 26 – Exemplo das leis da não contradição (esq.) e terceiro excluído (dir.) 64
Figura 27 - Partições dos universos de discursos das variáveis envolvidas no sistema e respectivos conjuntos difusos. 65
Figura 28 - exemplo de "fuzificação" e aplicação da regra de inferência difusa citada. 66

Figura 29 - resultado da aplicação das regras na variável de saída 67
Figura 30 - Defuzificação pelo Centro da Área.....70
Figura 31 - Defuzificação pelo Centro da Área modificado 71
Figura 32 - Defuzificação pelo Centro das Somas 71
Figura 33 - Defuzificação pelo Centro dos Máximos 72
Figura 34 - Defuzificação pela média dos máximos 73
Figura 35 - Diagrama de blocos de um controlador difuso 75
Figura 36 - Deslocamento da massa.....78
Figura 37 - Deslocamento da mola 78
Figura 38 - Deslocamento do amortecedor 79
Figura 39 - Sistema mecânico vibratório 80
Figura 40 - Diagrama de bloco simples com uma FT dita como $G_c(s)$ 81
Figura 41 - Diagrama de blocos de malha fechada com realimentação unitária 81
Figura 42 - Diagrama de blocos de malha fechada.....82
Figura 43 - Identificações das nomenclaturas utilizadas no digrama de blocos 82
Figura 44 - Diagrama de blocos com ramos direto, alimentação e realimentação 83
Figura 45 - Álgebra de diagrama de blocos 84
Figura 46 - Sistema com realimentação negativa 84
Figura 47 - Diagrama de blocos com a função de transferência do modelo do sistema mecânico vibratório 85
Figura 48 - Resultado da simulação do modelo do sistema mecâncio vibratório 86
Figura 49 - Representação dos polos da FT do sistema vibratório 87
Figura 50 - Resultado da simulação do modelo do sistema mecânico vibratório 89
Figura 51 - Resultado da G(s) com o ganho K_p.....90
Figura 52 - Resultado do controlador PD 91
Figura 53 - Sistema sem controle.....91
Figura 54 - Sistema controlado 92
Figura 55 - Sistema com overshoot melhorado.....93
Figura 56 -Diagrama de blocos do sistema vibratório com FT e a componente K_p...93
Figura 57 - Saída sistema 94
Figura 58 - Diagrama de blocos do sistema vibratório com FT e as componentes K_p e K_d 94
Figura 59 - Sistema vibratório com FT com controladores K_p e K_d.....95
Figura 60 - Sistema com controle PD.....96

Figura 61 - Componente K_p no sistema vibratório 96
Figura 62 - Diagrama de blocos do sistema vibratório com FT e a componente Kp=0 98
Figura 63 - Sistema vibratório com FT sem controle e com controle K_p.....98
Figura 64 - Diagrama de blocos do sistema viratório com FT e as componentes K_p=0 e K_d =100 100
Figura 65 - Sistema vibratório com FT com K_p=0 e K_d =100 100
Figura 66 - Sistema vibratório com FT e controladores K_p=1 e K_d=100 101
Figura 67 – Diagrama de bloco com K_p=2e K_d=100 101
Figura 68 - Sistema vibratório com K_p=2 e K_d=100 102
Figura 69 - Sistema vibratório Kp =-1 e Kd = 100 102
Figura 70 - Variáveis do controlador Fuzzy 104
Figura 71 - Diagrama de blocos da FT do sistema vibratório sem o ajuste do fuzzy 104
Figura 72 - Variáveis do controlador fuzzy 105
Figura 73 - Variável de entrada error 106
Figura 74 - Variável de entrada derror 107
Figura 75 - Variável de saída deslocamento 107
Figura 76 - Combinação das 3 variações totalizando 9 regras.....108
Figura 77 - Design of Fuzzy Logic Controller for Temperature Control 108
Figura 78 - Posições das variáveis error e derror.....109
Figura 79 –Caso1: error e derror = zero 109
Figura 80 - Caso2: error=zero e derror =negativo 110
Figura 81 - Caso3: error=zero e derror=positivo 110
Figura 82 - Caso4: error=zero e derror=positivo 111
Figura 83 - Caso5: error=zero e derror=positivo 111
Figura 84 - Caso6: error=zero e derror=positivo 112
Figura 85 - Caso7: error=zero e derror=positivo 112
Figura 86 - Caso8: error=zero e derror=positivo 113
Figura 87 - Controlador Fuzzy: Fusimples4 113
Figura 88 – Saída do sistema vibratório 114
Figura 89 - Ganhos do controlador *Fuzzy*PD 115
Figura 90 -Diagrama de blocos com saída do controlador GU =1 116
Figura 91 - Sistema vibratório com controlador FPD.....117

Figura 92 - Diagrama de blocos com saída do controlador Gu= 2.5 117
Figura 93 - Sistema vibratório com controlador FPD, após sintonização 118
Figura 94 –Modelo de suspensão ativa do ônibus(1/4) 120
Figura 95 - Diagrama de blocos do sistema de suspensão ativa do ônibus(¼) 124
Figura 96 - Gráfico do sistema de suspensão ativa do ônibus (1/4) sem controle ..124
Figura 97 - Diagrama de bloco do sistema de suspensão ativa do ônibus (1/4) 126
Figura 98 - Gráfico do sistema de suspensão ativa do ônibus (1/4).....127
Figura 99 - Saídas do sistema controlado 128
Figura 100 - DB do controlador *Fuzzy*PD com superbloco 129
Figura 101 - Saídas do sistema com melhor controle 129
Figura 102 - Controlador *Fuzzy*PD 130
Figura 103 - Controlador Convencional (PD) 131

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comparações entre tipos de suspensões automotivas 31
Tabela 2 - Regra de sintonia de Zigler-Nichols baseada na resposta ao degrau da planta (primeiro método) 52
Tabela 3 - Regra de sintonia de Ziegler-Nichols baseada no ganho crítico K_{cr} e no período crítico P_{cr} (segundo método) 52
Tabela 4 - Regra de sintonia de Ziegler Nichols baseada no ganho crítico Kcr e no período crítico Pcr (segundo método) 99
Tabela 5 - Valores de Kp encontrados experimentalmente para melhor controle da FT 103
Tabela 6 - Regras de controle com 9 regras 105
Tabela 7 - Relação entre os ganhos fuzzy e PID 114
Tabela 8 - Comparação entre os controles PD e FPD 119
Tabela 9 - Parâmetros do sistema 120

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 - Função de transferência do sistema de suspensão ativa do “quarto de veículo”.....40
Quadro 2 - Verificação da estabilidade do sistema para $G_1(s)$.....41
Quadro 3 - Identificação do tipo de sistema para $G_1(s)$.....43
Quadro 4 - Verificação da estabilidade do sistema para $G_2(s)$.....44
Quadro 5 - Verificação do tipo de sistema para $G_2(s)$.....45
Quadro 6 - Função de transferência total do sistema.....46
Quadro 7 - Sistema Proporcional e Derivativo 50
Quadro 8 - FT G(S) do sistema vibratório 86
Quadro 9 – FT do sistema e com ganho K_p 89
Quadro 10 - Contrador K_p e K_d.....90

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

DB – Diagrama de blocos

FPD – Controlador Fuzzy Proporcional e Derivativo

FT – Função de Transferência

FTMA – Função de Transferência de Malha Aberta

FTMF – Função de Transferência de Malha Fechada

GCE – Ganho Derivativo para FPD

GE – Ganho Proporcional para FPD

GU – Saída do controlador para FPD

K_{cr} – Ganho crítico

K_d – Ganho Derivativo para PD ou Componente Derivativa

K_p – Ganho Proporcional para PD ou Componente Proporcional

NM – Negativo Médio

NS – Negativo Pequeno

P_{cr} – Período Critico

PD – Controlador Proporcional e Derivativo

PM – Positivo Médio

PS – Positivo Pequeno

T_d – Tempo Derivativo

U – Saída do Controlador para PD

ZE - Zero

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 20
1.1 Tipos de suspensões automotivas 20
1.1.1 Controle convencional 23
1.1.2 Controle difuso (*fuzzy control*) 24
1.2 Tecnologias abordadas e estado atual 24
1.2.1 Atuação mecânica 26
1.2.2 Atuação eletromagnética 28
1.2.3 Comparações 31
1.3 Objetivos 32
1.3.1 Principal 32
1.3.2 Secundários 32
1.4 Justificativa 32
2 MODELO DE SUSPENSÃO AUTOMOTIVA 33
2.1 Desenvolvimento do modelo 38
2.1.1 Requisitos de estabilidade 40
2.2 Controle convencional PD 47
2.2.1 Parâmetros de ajuste 49
2.2.2 Sintonia do controlador 51
3 LÓGICA DIFUSA APLICADA AO CONTROLE DE SISTEMAS 54
3.1 Introdução 54
3.2 Justificativa 55
3.3 Formalismo da lógica difusa 59
3.3.1 Antecedentes 59
3.4 Conjuntos clássicos e conjuntos difusos 61
3.5 Operações entre conjuntos no mesmo universo de discurso 62
3.6 Operações entre conjuntos de universos de discursos diferentes 64
3.6.1 Defuzificação 67
3.7 Controle por lógica difusa 74
4 METODOLOGIA DE SIMULAÇÃO 77
4.1 Controlador PD 88
4.1.1 Ajuste dos parâmetros 95
4.2 Controlador difuso 103
4.2.1 Ajuste dos parâmetros 114
4.3 Implementação do simulador 117
5 RESULTADOS 119

5.1 Suspensão sem controle.....119
5.2 Sintonia do controlador 125
5.2.1 Controle convencional PD 126
5.2.2 Controle por lógica difusa.....127
5.3 Suspensão sob controle 130
6 DISCUSSÃO.....132
7 CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS.....134
7.1 Trabalhos futuros 134
REFERÊNCIAS.....136

1 INTRODUÇÃO

O sistema de suspensão automotiva é um dos mais importantes em um veículo, que isola o corpo de choques contra irregularidades do piso e vibrações, os quais seriam transferidos para os passageiros e para a carga. Em geral, um sistema de suspensão consiste em um sistema de amortecimento e restauração em cada roda, ou seja, um sistema massa-mola-amortecido. (HALLIDAY, 2002)

Os objetivos de uma suspensão veicular são: (a) carregar o peso da carroçaria do veículo e proporcionar passeios confortáveis e seguros em vários tipos de superfícies rodoviárias; (b) isolar o corpo do veículo de distúrbios externos provenientes de superfícies irregulares e distúrbios internos criados por curvas, aceleração ou desaceleração, para proporcionar conforto na condução; (c) reagir a variações de carga, geradas por mudanças no número de passageiros e bagagem, ou de distúrbios internos; (d) manter um contato firme entre a estrada e os pneus, garantindo que as rodas sigam o perfil rodoviário para ter um bom desempenho de segurança na condução. A pesquisa e o desenvolvimento sobre o sistema de suspensão de veículos devem estar centralizados no desempenho para atender aos requisitos de qualidade de passeio e segurança de condução.

1.1 Tipos de suspensões automotivas

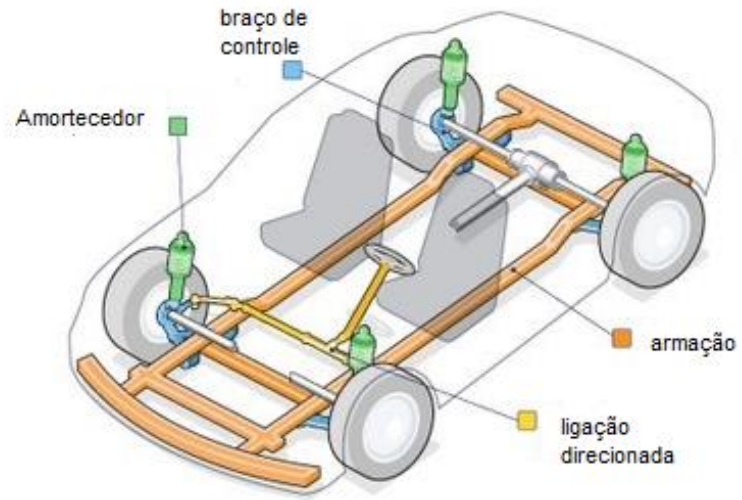
As suspensões automotivas são classificadas em três tipos: *passivas*, *semiativas* e *ativas*, de acordo com os seus elementos constituintes e o nível de desempenho que eles fornecem.

Uma suspensão passiva é um sistema mecânico de molas e amortecedores, não controlados. Ambos os componentes funcionam mecanicamente em paralelo e são fixados entre a estrutura de suporte da roda (massa não suspensa) e o corpo do veículo (massa suspensa). A constante da mola e os valores dos coeficientes de amortecimento são fixos (conforme a aplicação).

Uma suspensão semiativa é idêntica à suspensão passiva, com apenas um coeficiente de amortecimento variável e uma constante de mola sem fontes de força ativa. Assim, o *layout* mecânico de uma suspensão semiativa é idêntico à passiva, conforme ilustra Figura 1. No entanto, um certo controle do coeficiente de amortecimento pode ser obtido alterando-se as características dos amortecedores.

Uma suspensão semiativa pode ser remotamente modificada para suavizar ou endurecer a suspensão. O coeficiente de amortecimento pode ser alterado de forma contínua ou descontínua. Não há sensores recebendo sinais de estímulo da via para que o sistema de controle realize essa alteração. Do ponto de vista da automação, é um sistema de *malha aberta*. (OGATA, 2010).

Figura 1 - Suspensão passiva e semiativa



Fonte: Disponível em: <https://auto.howstuffworks.com/car-suspension.htm>. Acesso em: 18.out.2017

Uma suspensão ativa como mostram as Figura 2 e Figura 3, inclui um atuador que pode fornecer força ativa, de modo a compensar os deslocamentos e vibrações da via. Essa é regulada por um algoritmo de controle usando dados de sensores conectados ao veículo. Também é composta por um atuador e uma mola mecânica, ou por um atuador, uma mola mecânica e um amortecedor. A mola suporta a carga estática da massa suspensa e o atuador de força fornece a força reativa necessária para minimizar ou absorver a deformação causada por irregularidades na estrada. O atuador pode ser hidráulico, pneumático ou eletromagnético, ou ainda uma solução híbrida. (MULLA; UNAUNE, 2013).

Figura 2 - Suspensão ativa no carro

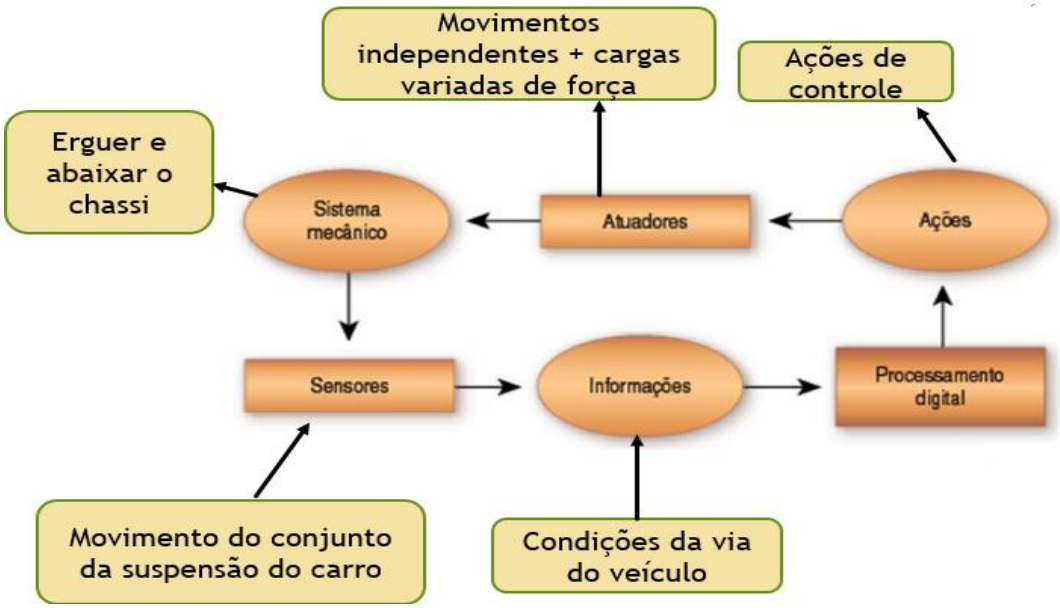
Fonte: Disponível em: <https://auto.howstuffworks.com/car-suspension.htm>. Acesso em 18.out.2017

Figura 3 - Suspensão ativa

Fonte: Disponível em: <https://www.flatout.com.br/o-que-era-e-que-fim-levou-a-misteriosa-suspensao-ativa-da-bose/> Acesso em: 18.out.2017

Neste trabalho considerou-se o desenvolvimento de uma solução de controle para esse último tipo, ou seja, suspensão ativa. Esse controle é descrito como sendo de *malha fechada* (DORF; BISHOP, 2009), como mostra a Figura 4, devido à presença de sensores de deslocamento da posição relativa entre a carroçaria e as rodas, que transmitem os dados ao controlador e que por sua vez atua no sistema mantendo essa posição nos limites definidos no projeto.

Figura 4 - Sistema mecatrônico



Fonte: Adaptado de: <https://www.slideshare.net/duducardeal/apostila-rob-tica10092009>. Acesso em: 18.out.2017

Os sistemas de controle da suspensão automotiva mais utilizados são aqueles baseados em controladores PID (Proporcional, Integral e Derivativo) convencionais, devido à natureza do sistema em malha fechada (OGATA, 2010), (DORF, 2009). Mais recentemente, estudos com controladores difusos têm se ampliado, demonstrando sua viabilidade e equivalência com os controladores convencionais (PONTELLI, 2012), (CRIVELLARO, 2008).

1.1.1 Controle convencional

Os sistemas de suspensão automotiva podem ser modelados como um sistema massa-mola amortecido e, por meio de programas de simulação adequados, pode-se obter a previsão de seu comportamento nos mais diversos regimes de funcionamento (POPOVIC; JANKOVIC; VASIC, 2000). Com um controlador PID (Proporcional, Integral e Derivativo) atuando entre a suspensão e a carroçaria, Popovic obteve, para os casos de um automóvel e um ônibus, um sobressinal de cerca de 5%, e tempo de estabilização de aproximadamente 2,5 segundos (s), sendo a frequência natural do sistema cerca de 1 Hertz (Hz).

1.1.2 Controle difuso (*fuzzy control*)

Pontelli estudou o controle das oscilações da barra que sustenta os bicos pulverizadores de um equipamento agrícola, com simulações em que a frequência imposta pelas oscilações do terreno variou de 0,1 a 2,0 Hertz (Hz). Foram utilizadas duas estratégias de controle: PID e difuso, com oscilações tipo degrau, harmônica e randômica, não havendo grandes diferenças entre elas, exceto na oscilação randômica. Nessa, o controlador difuso apresentou um desempenho melhor (PONTELLI, 2012).

1.2 Tecnologias abordadas e estado atual

Neste item, o estudo concentra-se nos elementos mecânicos e elétricos empregados nos sistemas de suspensão ativa. É feita uma comparação entre as abordagens utilizadas em relação aos atuadores, que podem ser mecânicos (hidráulicos ou pneumáticos) ou eletromagnéticos. Também, algumas aplicações industriais são comentadas (XUE, et al., 2011).

Nos elementos mecânicos e elétricos emprega-se o uso do modelamento matemático de sistemas mecânicos, baseados na segunda Lei de Newton e das Leis de Kirchhoff aplicadas no modelamento matemático dos sistemas elétricos (OGATA, 2010). E com isso os sistemas mecânicos e elétricos podem algumas vezes serem chamados de sistemas análogos, por existirem analogias entre os seus componentes (NISE, 2012). O que significa que os sistemas elétricos contêm um sistema mecânico correspondente de forma a possuir funções de transferências semelhantes. (OGATA, 1982).

Nota-se que a Figura 5 representa um circuito elétrico RC e um sistema mecânico mola amortecido. Pode-se então representar estes sistemas pelo modelamento matemático em que as FT’s serão representadas nas equações 1 e 2.

Para o circuito elétrico:

$$R.I(s) + I(s) / Cs = E_i(s)$$

$$I(s) / Cs = E_0(s)$$

Em que:
R = resistor
C = Capacitor
E_i= tensão de entrada
E_0 = Tensão de saída
I = corrente

A FT do sistema elétrico é:

$$\frac{E0(s)}{Ei(s)} = \frac{1}{RCs + 1} \quad (1)$$

Para o sistema mecânico:

$b.x'_0 + k.(x_0 - x_i) = 0$

$b.x'_0 + k.x_0 = k.x_i$

$[bs + k].X_0(s) = k.X_i(s)$

$[(bs + k) / k].X_0(s) = X_i(s)$

Em que:
*b = amortecedor
k = mola
X_i= deslocamento de entrada
X_0 = deslocamento de saída

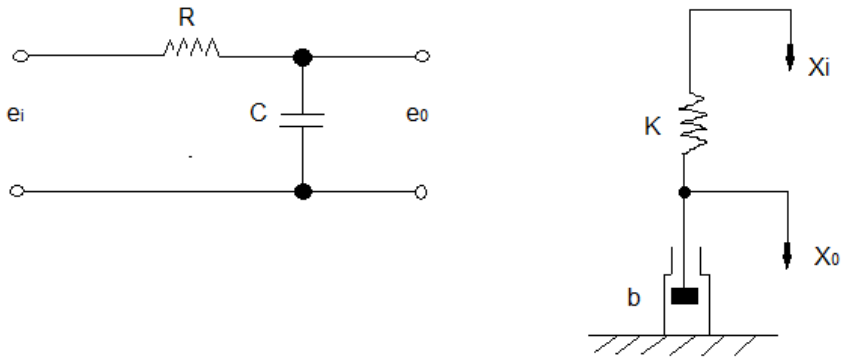
*no texto original o b = f

A FT do sistema mecânico é :

$$\frac{X0(s)}{Xi(s)} = 1/[(\frac{bs}{K}) + 1] \quad (2)$$

Como se nota, os componentes são semelhantes no comportamento, resultando funções de transferência análogas. Observa-se que ambas possuem o numerador 1 e, no denominador, ambas são caracterizadas por dois componentes em função de s(Laplace) somado a um termo comum unitário.

Figura 5 - Circuitos análogos



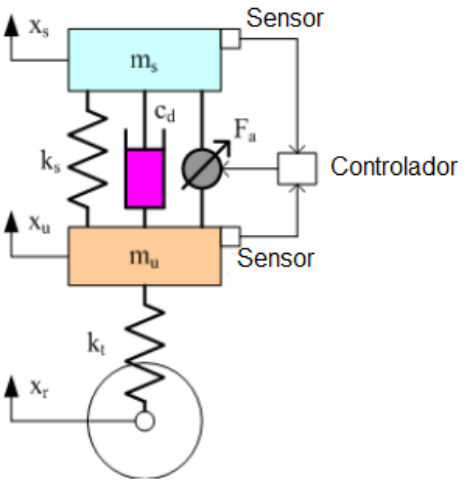
Fonte: Ogata K., Engenharia de controle Moderno. PHB (1982)

1.2.1 Atuação mecânica

No sistema de suspensão ativa com atuador hidráulico ou pneumático controlado por acionamento elétrico, a energia elétrica é fornecida a partir da bateria ou do próprio mecanismo convencional. (GYSEN; PAULIDES; JANSSEN; LOMONOVA, 2008). Devido à sua alta concentração de força, facilidade de projeto, maturidade da tecnologia e disponibilidade comercial das várias peças, os sistemas hidráulicos são comumente usados em sistemas de controle da carroçaria.

Em geral, as suspensões ativas hidráulicas ou pneumáticas são adequadas para aplicações de baixa largura de banda (de frações a poucos Hz). O modelo típico das suspensões ativas hidráulicas ou pneumáticas está na Figura 6 (quarter-car model, ou modelo de um quarto do automável, referindo-se apenas a uma roda). Nessa figura, m_s representa a massa da carroçaria sobre a roda indicada, m_u a massa do conjunto roda e suspensão, k_s a mola e sua constante elástica, k_t o pneu e sua constante elástica, C_d o amortecedor. F_a representa a força do atuador para restringir a distância de oscilação entre a carroçaria e a suspensão, medida por X_s–X_u. A distância X_u–X_r está relacionada à deformação do pneu e, nesse modelo, pode ser desprezada. Sensores enviam dados ao sistema de controle sobre as posições X_s e X_u.

Figura 6 - Suspensão ativa de baixa frequência

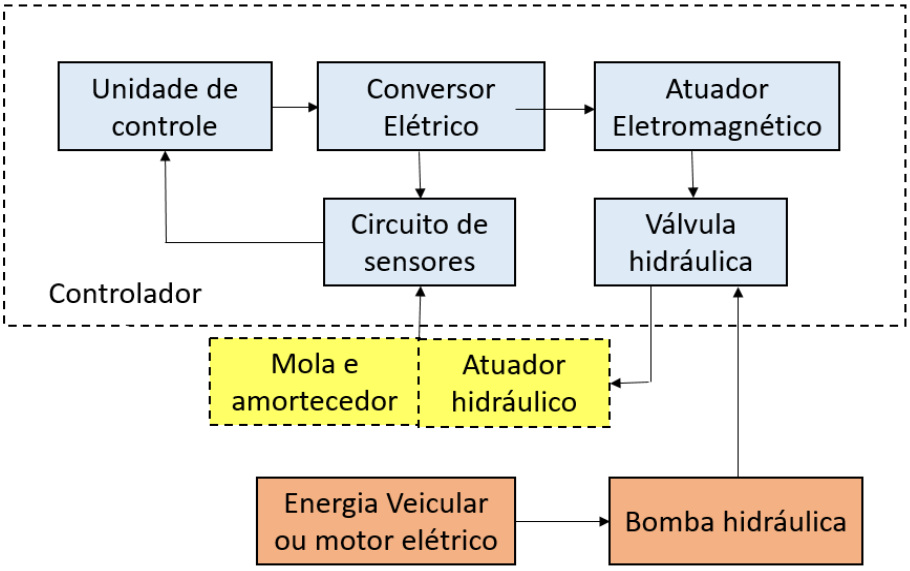


Fonte: elaboração própria

Em uma suspensão ativa hidráulica ou pneumática, o cilindro hidráulico recebe energia hidráulica ou pneumática de uma bomba movida pelo motor veicular ou motor elétrico. Um controlador eletrônico regula a força do atuador (MARTINS; ESTEVES; SILVA; VERDELHO, 1999). A Figura 7 mostra o diagrama de blocos do controlador eletrônico deste tipo de suspensão ativa.

O motor do veículo ou o motor elétrico aciona uma bomba hidráulica ou pneumática para fornecer a energia ao atuador envolvido, o que cria forças de amortecimento de oscilação entre a massa suspensa (carroçaria) e a massa não suspensa (conjunto suspensão e pneu). Uma válvula (hidráulica ou pneumática) é acionada por um atuador eletromagnético de baixa potência, governado pela unidade de controle, para regular a força do atuador (WILLIAMS; BEST, 1994).

Figura 7 - Diagrama de controle da suspensão ativa mecânica



Fonte: Xue, et al., 2011

Corriga e colaboradores (CORRIGA; SANNA; USAI, 1991) estudaram a otimização da constante elástica da mola e do coeficiente do amortecedor na suspensão hidráulica ativa para minimizar a potência necessária para sua operação. Strassberger e Guldner (2004) descreveram o sistema de barra estabilizadora ativa desenvolvido pela BMW, incorporado à suspensão hidráulica ativa. O sistema consiste em uma bomba hidráulica com reservatório de óleo, sensor de aceleração lateral, unidade de controle eletrônico, válvula hidráulica e duas barras estabilizadoras ativas

com atuadores hidráulicos rotativos. Suas funções são (a) reduzir significativamente o ângulo do *rolo* durante as curvas; (B) ajustar dinamicamente as características da direção em função da velocidade do veículo e das condições de condução, resultando em uma melhor dirigibilidade, agilidade e precisão de direção; (c) eliminar efeitos colaterais negativos das barras estabilizadoras passivas (STRASSBERGER; GULDNER, 2004). Outro exemplo comercial é dado pelo sistema de controle de corpo ativo (ABC – *Active Body Control*) da Mercedes-Benz. Esse sistema inclui o suporte hidráulico de mola de aço, acumulador de alta pressão, bomba hidráulica, amortecedores, sensores e unidade de controle eletrônico. Com o ABC, os suportes de suspensão estão posicionados entre as rodas e o corpo do veículo. O sistema hidráulico é controlado por uma unidade eletrônica que analisa vários sinais dos sensores enquanto o veículo está em movimento. O sistema ABS controla o fluxo de óleo nos suportes de mola em cada roda independentemente. O movimento dos atuadores hidráulicos compensa a irregularidade da estrada e, portanto, o movimento do corpo é amplamente reduzido. Além disso, o sistema ABC abaixa lentamente o veículo a velocidades mais altas (DAIMLER, 2016).

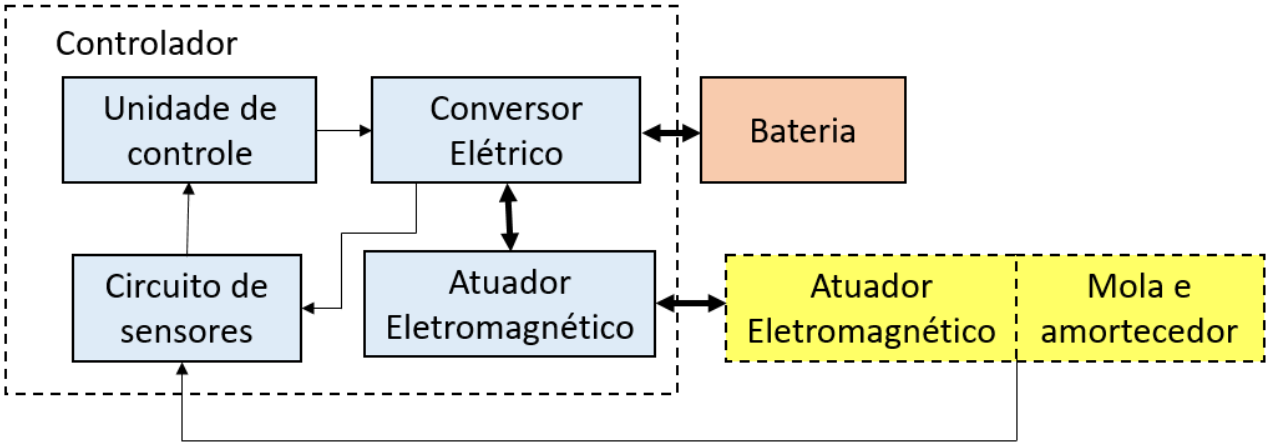
1.2.2 Atuação eletromagnética

O sistema de suspensão com atuador eletromagnético consiste em mola e o atuador dispostos em combinação paralela entre a massa suspensa e a não suspensa. Esse atuador opera com alimentação elétrica fornecida por sistemas de controle embarcados. Produz uma força controlada ativa para absorver rapidamente os choques rodoviários, melhorando a segurança e o conforto. O atuador eletromagnético também funciona como gerador e reduz o consumo de energia elétrica em relação ao atuador hidráulico. Um sistema de suspensão eletromagnética pode superar as desvantagens de um sistema hidráulico em que não há necessidade de energia contínua, há a facilidade de controle e ausência de fluidos. O movimento linear pode ser conseguido por meio de um motor rotativo elétrico com um parafuso sem fim ou outros transdutores para transformar o movimento rotativo em translação linear. No entanto, o mecanismo necessário para fazer essa conversão apresenta complicações significativas para o sistema. Essas complicações incluem a folga e a maior massa da parte móvel devido a transdutores de conexão ou engrenagens que convertem movimento rotativo em movimento linear e, mais importante, introduzem

inércia infinita e, portanto, é preferível uma suspensão em série, por exemplo, em que a atuação eletromagnética é representada por um motor rotativo conectado a um parafuso de esfera. Esses sistemas eletromagnéticos de transmissão direta são mais adequados para uma suspensão paralela, em que a inércia do atuador é minimizada. (GYSEN; PAULIDES; JANSSEN; LOMONOVA, 2008). Além disso, outro mérito das suspensões eletromagnéticas ativas é que o atuador eletromagnético pode funcionar como gerador. Essa característica permite a recuperação de energia da suspensão, quando o atuador produz a força de amortecimento. Assim, o consumo de energia dos veículos diminui (MARTINS; ESTEVES; SILVA; VERDELHO, 1999).

O diagrama de blocos do controlador eletrônico da suspensão ativa eletromagnética é representado na Figura 8. O atuador eletromagnético é acionado pelo conversor elétrico e controlado pela unidade de controle com base nos sinais adquiridos e nos algoritmos de controle. A energia do atuador é fornecida pela bateria, que pode ser alimentada pelo gerador elétrico acionado pelo motor veicular. Assim, a bateria agora substitui os componentes hidráulicos complexos e caros. Ao mesmo tempo, a energia armazenada na suspensão eletromagnética ativa pode ser alimentada de volta à bateria pelo do conversor elétrico quando o atuador eletromagnético funcionar na etapa de geração.

Figura 8 - Diagrama do controle de uma suspensão eletromagnética ativa



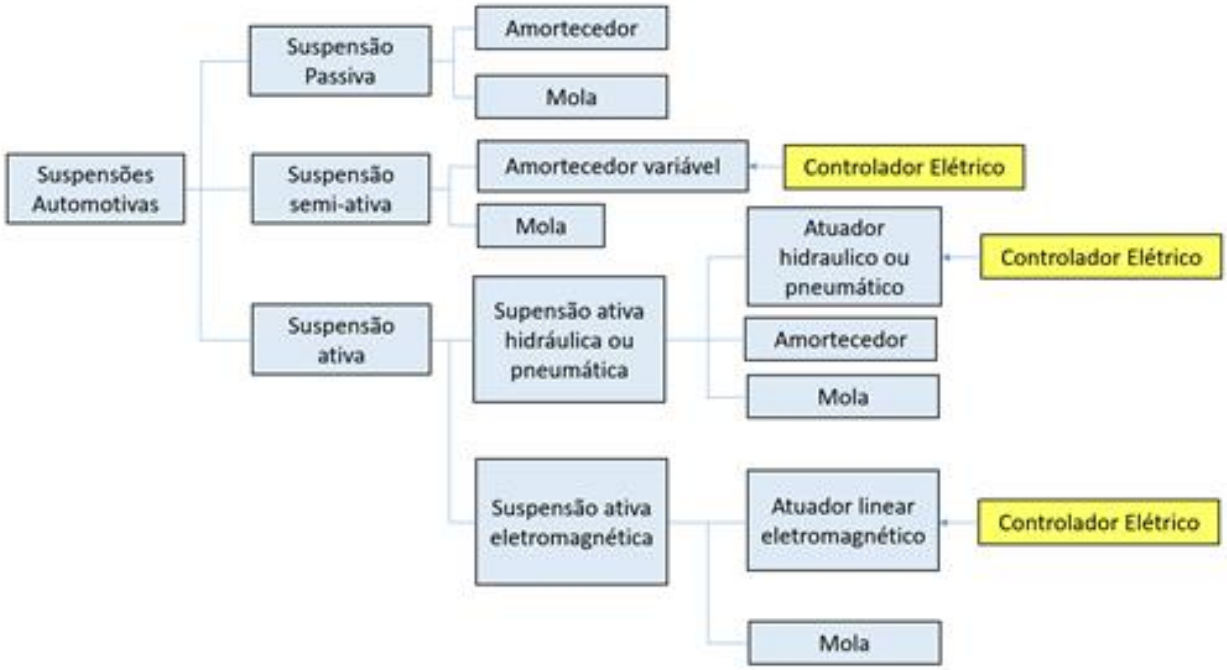
Fonte: Xue, et al., 2011

Uma série de publicações relataram estudos e investigações sobre suspensões eletromagnéticas ativas. A suspensão eletromagnética ativa apresentada em (MARTINS; ESTEVES; SILVA; VERDELHO, 1999) inclui um atuador linear de ímã

permanente, um amortecedor e uma mola mecânica, que funcionam em paralelo. A análise e os resultados experimentais mostram que o atuador linear eletromagnético é adequado para aplicação na suspensão eletromagnética ativa, que é composta pelo atuador linear do ímã permanente e a mola. Em (HSU, 1996), a característica de recuperação de energia da suspensão eletromagnética ativa foi estudada com base na análise de densidade espectral de potência e em simulações computacionais. A recuperação e gestão de energia em sistemas de suspensão ativa eletromagnética foram investigados em (STRIBRSK; HYNIOV; HONCU; KRUCZEK, 2007). O controle modificado do *lead-lag* (avanço e atraso de fase), o servo controle linear-quadrático com um filtro *Kalman* e metodologias de controle difuso foram implementados para controles de suspensão ativa eletromagnética em (LEE; KIM, 2010). Em (SOLEYMANI, 2010), a regeneração de energia do sistema de suspensão ativa eletromagnética foi investigada em veículos elétricos híbridos com base nos algoritmos de simulação desenvolvidos.

Com base na descrição acima, a classificação das suspensões automotivas e as comparações entre várias suspensões veiculares estão apresentadas na Figura 9, que ilustra a classificação das suspensões automotivas e as comparações abrangentes entre várias suspensões automotivas estão descritas na Tabela 1.

Figura 9 - Classificação das suspensões automotivas



Fonte: Xue, et al., 2011

1.2.3 Comparações

Essa revisão resumida das tecnologias de suspensão ativa mostra que, independentemente da solução encontrada para os elementos passivos e ativos, sejam mecânicos ou eletromagnéticos, o esquema apresentado na Figura 6 é abrangente e suficiente para os objetivos deste trabalho, cujo tema se concentra no controlador e nos métodos de controle estudados. A Tabela 1 apresenta algumas comparações básicas entre esses tipos de supensão deste a estrutura até passando por conforto de passeio, confiabilidade e desempenho dinâmico até maturidade comercial.

Tabela 1 - Comparações entre tipos de suspensões automotivas

Parâmetros	Suspensões passivas	Suspensões semi-ativas	Suspensões ativas mecânicas	Suspensões ativas eletromagnéticas
Estrutura	Mais simples	Complexa	Mais complexa	Simples
Peso ou volume	Menor	Baixo	Alto	Maior
Custo	Menor	Baixo	Mais alto	Alto
Conforto do passeio	Mau	Médio	Bom	Melhor
Desempenho de manipulação	Mau	Médio	Bom	Melhor
Confiabilidade	Maior	Alto	Médio	Alto
Desempenho dinâmico	Passivo	Passivo	Médio	Bom
Regeneração energética	Não	Não	Não	Sim
Maturidade comercial	Sim	Sim	Sim	Não

Fonte: Xue, et, al., 2011

1.3 Objetivos

1.3.1 Principal

Estudar e simular um sistema de controle ativo para suspensão automotiva usando lógica difusa (*fuzzy logic*), comparando-o com o controlador convencional PD (proporcional e derivativo).

1.3.2 Secundários

1. Estudar, desenvolver e simular um processo de controle por lógica difusa em um sistema massa-mola, representando uma suspensão automotiva.
2. Estudar, desenvolver e simular um processo de controle PD em um sistema massa-mola, representando uma suspensão automotiva.
3. Realizar a comparação entre os dois métodos de controle e discutir o processo de sintonia de ambos.

1.4 Justificativa

Os controladores baseados em lógica difusa têm tido sucesso nas aplicações em sistemas mais complexos, em que um modelo matemático se torna mais difícil de obter, ou as características internas do sistema não são suficientemente conhecidas (“caixa preta”). Além disso, é necessário que um operador humano experiente possa transmitir o comportamento do sistema a ser controlado de forma vaga ou imprecisa, utilizando regras descritas com adjetivos linguísticos (ver cap. 3).

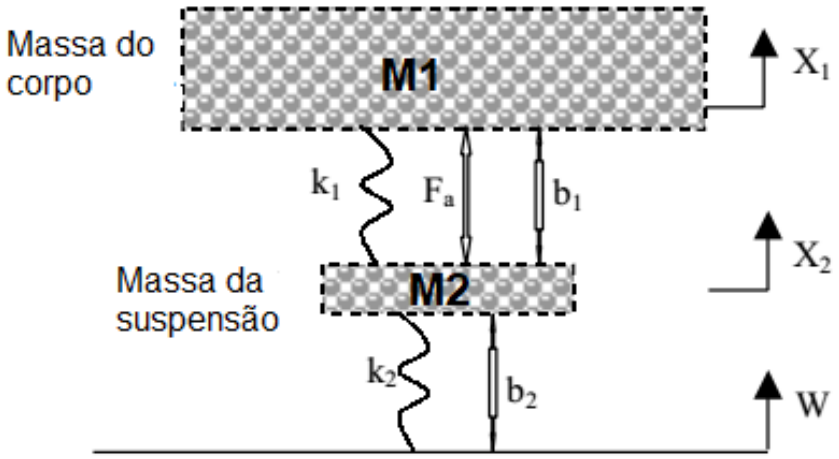
No caso de um sistema massa-mola, um sistema de controle convencional PD ou PID é bem conhecido (DORF; BISHOP, 2009), (OGATA, 2010), no entanto, algumas particularidades desse modelo de sistema aplicado à suspensão automotiva devem ser incluídas. Adiantando, a mais significativa delas é considerar o conjunto pneu-roda como um segundo sistema massa-mola, dadas as características elásticas e também amortecedoras dos próprios pneus. Neste trabalho, esse modelo foi desenvolvido em detalhes e simulado com as duas abordagens de controle, convencional e difusa.

2 MODELO DE SUSPENSÃO AUTOMOTIVA

O sistema de suspensão ativa apresenta como conceito central os atuadores que geram a força de oscilação desejada que contrabalança as irregularidades da via. O atuador substitui completamente as molas e amortecedores convencionais ou está em conexão paralela com a mola. Funciona com base no sinal da força necessária gerada, geralmente pelo microprocessador, com base na medição de aceleração e deslocamento relativo das rodas em relação ao corpo do veículo (GYSEN; PAULIDES; JANSSEN; LOMONOVA, 2008). Os atuadores, usados em veículos motorizados, são principalmente cilindros hidráulicos ou pneumáticos. As funções de controle ativo pelo qual pode-se melhorar o desempenho do sistema são: controle de marcha, controle de altura do veículo, controle de rolo (*roll*) e controle de mergulho (*pitch*) e agachamento (*bounce*) (GILLESPIE, 1992). Na concepção do sistema de suspensão, utilizou-se o modelo de um quarto (1/4) de veículo (Figura 10) para simplificar o problema para um sistema massa-mola acoplado. Ao analisar as oscilações do veículo, adotou-se os seguintes pontos de partida:

- O veículo está no movimento retilíneo a uma velocidade constante.
- As rodas estão sempre em contato com a estrada e esse é um contato de um ponto.
- A perturbação da estrada é a mesma na roda esquerda e direita e o carro é simétrico em relação ao eixo longitudinal.

Figura 10 - Modelo "quarto de veículo"



Fonte: elaboração própria

No modelo da Figura 10 o corpo 1 (M1) é a parte da carroçaria do veículo apoiada sobre uma roda e sua respectiva suspensão e o corpo 2 (M2) refere-se ao pneu e roda. Esse é um modelo de dois sistemas massa-mola em paralelo, acoplados em série, o que justamente o difere dos modelos didáticos, que é um sistema simples massa-mola em série com o amortecimento (OGATA, 2010).

Neste modelo, os elementos são:

m_1 a massa da carroçaria sobre a roda indicada,

m_2 a massa do conjunto roda e pneu,

k_1 a mola e sua constante elástica,

k_2 o pneu e sua constante elástica,

b_1 a constante do amortecedor,

b_2 a constante de amortecimento do pneu e

F_a representa a força do atuador para restringir a distância de oscilação entre a carroçaria e a suspensão, medida por X_1–X_2.

W o deslocamento imposto pelas irregularidades da via.

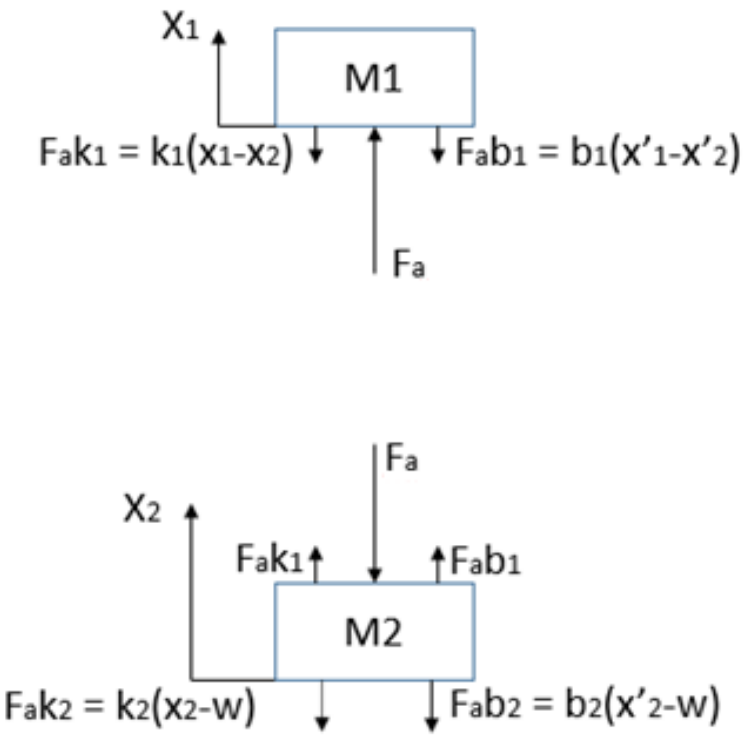
Sensores enviam dados ao sistema de controle sobre as posições X_1 e X_2.

Quando o veículo está recebendo qualquer perturbação W da via, o corpo 1 não deve ter grandes oscilações, e essas devem se dissipar rapidamente. Uma vez que a distância X_1–W é muito difícil de medir e a deformação do pneu X_2–W é desprezada, usou-se a distância X_1–X_2 em vez de X_1–W como resultado nesse problema. O distúrbio da via W normalmente é simulado por um sinal de entrada tipo degrau. Esse sinal poderia representar o veículo que sai de um buraco com borda aguda. O objetivo é projetar um controlador para que a saída X_1–X_2 tenha um sobressinal (*overshoot*) inferior a 5% e um tempo de acomodação (*settling time*) menor que 5 segundos. Por exemplo, quando o veículo sobe em um degrau de 10 cm de altura, o corpo oscilará dentro de uma faixa de ± 5 mm e retornará a um passeio suave dentro de 5 segundos.

A avaliação do comportamento do sistema de controle se resume a estimar o erro entre um valor determinado e o valor real da variável controlada. O conhecimento desse erro em qualquer ponto daria uma informação completa sobre os recursos do sistema observado. É melhor fazer uma estimativa das características relevantes do sistema sendo definido tanto no regime de trabalho estacionário quanto em transiente. O sistema representado na Figura 10 foi modelado com a soma das forças atuantes em ambas as massas (corpo e suspensão) como mostra a Figura 11 a seguir.

Na Figura 11 como fundamento a 2ª Lei de Newton, pode-se obter as equações que representam o modelo matemático do sistema dinâmico:

Figura 11 - Modelo baseado na 2ª Lei de Newton



Fonte: elaboração própria

A Figura 11 descreve bem o modelo matemático seguindo a segunda Lei de Newton, em que a força resultante que age em um corpo deve ser igual ao produto da massa desse corpo pela aceleração (FERRARO N. G., 1991). E assim obtendo as FT's do sistema (equações 7 e 8).

$$m_1.x''_1 + b_1.(x'_1 - x'_2) + K_1.(x_1 - x_2) = F_a$$

$$m_1.x''_1 + b_1.x'_1 - b_1.x'_2 + K_1.x_1 - k_1.x_2 = F_a$$

$$m_1.x''_1 + b_1.x'_1 + K_1.x_1 = F_a + b_1.x'_2 + k_1.x_2$$

$[m_1s^2 + b_1s + K_1].X_1(s) = F_a(s) + X_2(s).(b_1s + k_1)$ => Laplace

$$[m_1s^2 + b_1s + K_1].X_1(s) - (b_1s + k_1).X_2(s) = F_a(s) \quad (3)$$

$m_2.x''_2 + b_1.(x'_2 - x'_1) + K_1.(x_2 - x_1) + b_2.(x'_2 - w) + k_2(x_2 - w) + F_a = 0$

$m_2.x''_2 + b_1.x'_2 - b_1.x'_1 + K_1.x_2 - k_1.x_1 + b_2.x'_2 - b_2.w' + k_2.x_2 - k_2.w + F_a = 0$

$m_2.x''_2 + b_1.x'_2 + K_1.x_2 + b_2.x'_2 + k_2.x_2 = b_1.x'_1 + k_1.x_1 + b_2.w' + k_2.w = - F_a$

$[m_2.s^2 + b_1s + K_1 + b_2s + k_2].X_2(s) = [b_1s + k_1].X_1(s) + [b_2s + k_2].W(s) - F_a(s)$ => Laplace

$$- [b_1s + k_1].X_1(s) + [m_2s^2 + b_1s + K_1 + b_2s + k_2].X_2(s) = [b_2s + k_2].W(s) - F_a(s) \quad (4)$$

Utilizando as equações 3 e 4 é possível desenvolver o valor de Δ através da matriz A:

$$\begin{bmatrix} (m1s2 + b1s + K1) & -(b1s + k1) \\ -(b1s + k1) & (m2s2 + b1s + K1 + b2s + k2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Fa(s) \\ \mathrm{b2s + k2].W(s) - Fa(s)} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} (m1s^2 + b1s + K1) & -(b1s + k1) \\ -(b1s + k1) & (m2s^2 + b1s + K1 + b2s + k2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Fa(s) \\ \mathrm{b2s + k2].W(s) - Fa(s)} \end{bmatrix}$$

$$\Delta = \begin{bmatrix} [\mathrm{m1s^2 + b1s + K1}] & -(\mathrm{b1s + k1}) \\ -(\mathrm{b1s + k1}) & \mathrm{m2s^2 + (b1s + b2)s + (K1 + k2)} \end{bmatrix}$$

$\Delta = \{[(m_1s^2 + b_1s + K_1).(m_2s^2 + (b_1s + b_2s) + (K_1 + k_2))] - [-(b_1s + k_1).(-b_1s + k_1)]\}$

Encontrando o inverso da Matriz A e multiplicando pelas entradas Fa e W tem-se:

$$\begin{bmatrix} X1(s) \\ X2(s) \end{bmatrix} = 1/\Delta \begin{bmatrix} (\mathrm{m2s^2 + (b1s + b2s) + (K1 + k2))} & \mathrm{(b1s + k1)} \\ \mathrm{(b1s + k1)} & \mathrm{(m1s^2 + b1s + K1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Fa(s) \\ \mathrm{[b2s + k2]W(s) - Fa(s)} \end{bmatrix}$$

$[(m_2s^2 + (b_1s + b_2s) + (K_1 + k_2)).F_a(s)] + [((b_1s + k_1)(b_2s+k_2)W(s)) – F_a(s)]$

$m_2s.^2F_a(s) + b_1.F_a(s) + b_2s.F_a(s) + K_1.F_a(s) + K_2.F_a(s) – b_1.F_a(s) – k_1.F_a(s)$
$= m_2s^2 + b_2s + K_2$ (5)
$(b_1.b_2s^2).W(s) + (b_1.k_2s).W(s) + (k_1.b_2s).W(s) + (k_1+k_2).W(s) = (b_1.b_2s^2 + (b_1.K_2 + k_1.b_2)s + K_1.K_2)$

$(b_1s + k_1).F_a(s) + (m_1s^2 + b_1s + k_1) [(b_2s + k_2).W(s) – F_a(s)]$

$b_1s.F_a(s) + k_1.F_a(s) – m_1s^2.F_a(s) – b_1s.F_a(s) – k_1.F_a(s) = - m_1s^2$ (6)

$m_1s^2 + b_2s.W(s) + b_1s.b_2s.W(s)+k_1.b_2s.W(s) + m_1s^2.k_2.W(s) + b_1s.k_2.W(s) + k_1.k_2.W(s)$
$= m_1.b_2s^3 + (m_1.k_2+b_1.b_2)s^2 .(b_1.k_2 + k_1.b_2)s + K_1.K_2$

$$\begin{bmatrix} X1(s) \\ X2(s) \end{bmatrix} = 1/\Delta \begin{bmatrix} (\mathbf{m2s^2} + \mathbf{b2s} + \mathbf{K2}) & (\mathbf{b1b2s^2} + (\mathbf{b1K2} + \mathbf{k1b2})\mathbf{s} + \mathbf{K1K2}) \\ (-\mathbf{m1s^2}) & \boldsymbol{m1b2s^3} + (\boldsymbol{m1k2} + \boldsymbol{b1b2})\boldsymbol{s} + (\boldsymbol{b1k2} + \boldsymbol{k1b2})\boldsymbol{s} + \boldsymbol{K1K2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Fa(s) \\ W(s) \end{bmatrix}$$

Dessa forma encontrando os valores de $X_1(s)$ e $X_2(s)$ para encontrar então os valores das funções de transferências de cada parte do sistema. Ou seja, para $G_1(s)$ que representa a FT o corpo do sistema os valores de $X_1(s)$ e $X_2(s)$ são respectivamente:

$m_2s^2 + b_2s + K_2$ e $- m_1s^2$.

Para $G_2(s)$ que representa a FT do corpo da suspensão os valores de $X_1(s)$ e $X_2(s)$ são respectivamente:

$(b_1b_2s^2+(b_1K_2 + k_1b_2)s + K_1K_2)$ e $m_1b_2s^3 + (m_1k_2+b_1b_2)s^2 (b_1k_2 + k_1b_2)s + K_1K_2$.

A seção 2.1 mostrará com mais detalhes o desenvolvimento das funções de transferências $G_1(s)$ e $G_2(s)$.

2.1 Desenvolvimento do modelo

Para encontrar as funções de transferências do modelo de “quarto de veículo” foi necessário considerar apenas a entrada de controle $F_a(s)$, isto é W(s) = 0, em outras palavras W é uma perturbação externa (distúrbio) que é gerada fora do sistema e constitui uma entrada. É comum avaliar um determinado processo que tenha várias entradas sendo influenciado por um distúrbio qualquer (OGATA, 2010). E quando esse tipo de processo aparece para se calcular a saída do sistema é necessário fazer todas as entradas iguais a zero exceto uma, reduzir o diagrama de blocos para a entrada escolhida, calcular a resposta do sistema para essa entrada, depois zerar as demais entradas, uma por vez, reduzindo o DB dessas entradas e calculando as respostas delas e depois é necessário somar algebricamente todas as respostas para encontrar a saída do sistema.

$$\begin{bmatrix} X1(s) \\ X2(s) \end{bmatrix} = 1/\Delta \begin{bmatrix} (\mathbf{m2s^2 + b2s + K2}) & (\mathbf{b1b2s^2 + (b1K2 + k1b2)s + K1K2}) \\ (\mathbf{-m1s^2}) & \boldsymbol{m1b2s^3 + (m1k2 + b1b2)s + (b1k2 + k1b2)s + K1K2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Fa(s) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X1(s) \\ X2(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \mathrm{m2s^2 + b2s + K2} \\ -m1s^2 \end{bmatrix} [Fa(s)]$$

$G_1(s) = (X_1(s) – X_2(s)) / F_a(s) = [m_2s^2 + b_2s + K_2 – [- m_1s^2]] / \Delta = ((m_1 + m_2)s^2 + b_2s + k) / \Delta$

Logo:

$G_1(s) = ((m_1 + m_2)s^2 + b_2s + k / (m_1s^2 + b_1s + K_1).(m_2s^2 + (b_1s + b_2s) + (K_1 + k_2)) – [(b_1s + k_1).(b_1s + k_1)]$ (7)

Para encontrar FT de $G_2(s)$ necessário considerar apenas a entrada de controle W(s), isto é $F_a(s) = 0$

$$\begin{bmatrix} X1(s) \\ X2(s) \end{bmatrix} = 1/\Delta \begin{bmatrix} (\mathbf{m2s^2 + b2s + K2}) & (\mathbf{b1b2s^2 + (b1K2 + k1b2)s + K1K2}) \\ (\mathbf{-m1s^2}) & \boldsymbol{m1b2s^3 + (m1k2 + b1b2)s + (b1k2 + k1b2)s + K1K2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \mathrm{W(s)} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X1(s) \\ X2(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} (b1b2s^2 + (b1K2 + k1b2)s + K1K2) \\ m1b2s^3 + (m1k2 + b1b2)s^2 (b1k2 + k1b2)s + K1K2 \end{bmatrix}$$

$G_2(s) = (X_1(s) – X_2(s)) / W(s) = (b_1.b_2s^2+(b_1.K_2 + k_1.b_2)s + K_1.K_2) - m_1.b_2s^3 + (m_1.k_2+b_1.b_2)s^2 (b_1.k_2 + k_1.b_2)s + K_1.K_2/ \Delta$

$G_2(s) = (- m_1b2s^2 - m_1k_2s^2) / (m_1s^2 + b_1s + K_1).(m_2s^2 + (b_1s + b_2s)+ (K_1 + k_2)) – [(b_1s + k_{1Qu}).(b_1s + k_1)]$ (8)

O Quadro 1 exibe uma programação desenvolvida no Matlab, que calcula a função de transferência do sistema de suspensão ativa baseada na Figura 10.

É importante salientar que os parâmetros utilizados no Quadro 1 para o desenvolvimento das simulações foram retirados do site: http://ctms.engin.umich.edu/CTM/index.php?exameple=Suspension&section=System Modeling, por meio do qual se obteve os valores:

- m1 (¼ da massa do corpo do ônibus) = 2500kg
- m2 (Massa da suspensão) = 320kg
- k1 (Mola da suspensão) = 80000 N/m
- k2 (Mola da roda e pneu) = 500000 N/m
- b1 (Amortecedor da suspensão) = 350 N.s/m
- b2 (Amortecedor da roda e pneu) = 15020 N.s/m

Quadro 1 - Função de transferência do sistema de suspensão ativa do “quarto de veículo”

```
>> m1 = 2500;
m2 = 320;
k1 = 80000;
k2 = 500000;
b1 = 350;
b2 = 15020;

nump=[(m1+m2) b2 k2];
denp=[(m1*m2) (m1*(b1+b2))+(m2*b1) (m1*(k1+k2))+(m2*k1)+(b1*b2) (b1*k2)+(b2*k1) k1*k2];
G1=tf(nump,denp);

num1=[-(m1*b2) -(m1*k2) 0 0];
den1=[(m1*m2) (m1*(b1+b2))+(m2*b1) (m1*(k1+k2))+(m2*k1)+(b1*b2) (b1*k2)+(b2*k1) k1*k2];
G2=tf(num1,den1);

numf=num1;
denf=nump;
F=tf(numf,denf);
>> F=tf(numf,denf)

F =

  -3.755e07 s^3 - 1.25e09 s^2
  ---------------------------
  2820 s^2 + 15020 s + 500000

Continuous-time transfer function.
```

Fonte: elaboração própria

2.1.1 Requisitos de estabilidade

Para verificar a estabilidade do sistema, ou seja, para saber qual é o tipo de sistema do modelo “quarto de veículo”, foram dados valores para as variáveis massa, mola e amortecedor e desenvolvido um programa de verificação por meio do critério de Routh Hurwitz. Esse critério de estabilidade é para informar se há ou não raízes instáveis, isto é, se existem polos no semi plano da direita do gráfico indicando instabilidade (OGATA K. , 2010). O Quadro 2 mostra a programação desenvolvida para executar o gráfico da Figura 12.

Nota-se que a Figura 12, mostra que esse sistema é estável, porém não controlado (Figura 13). É importante salientar alguns aspectos sobre tipos de

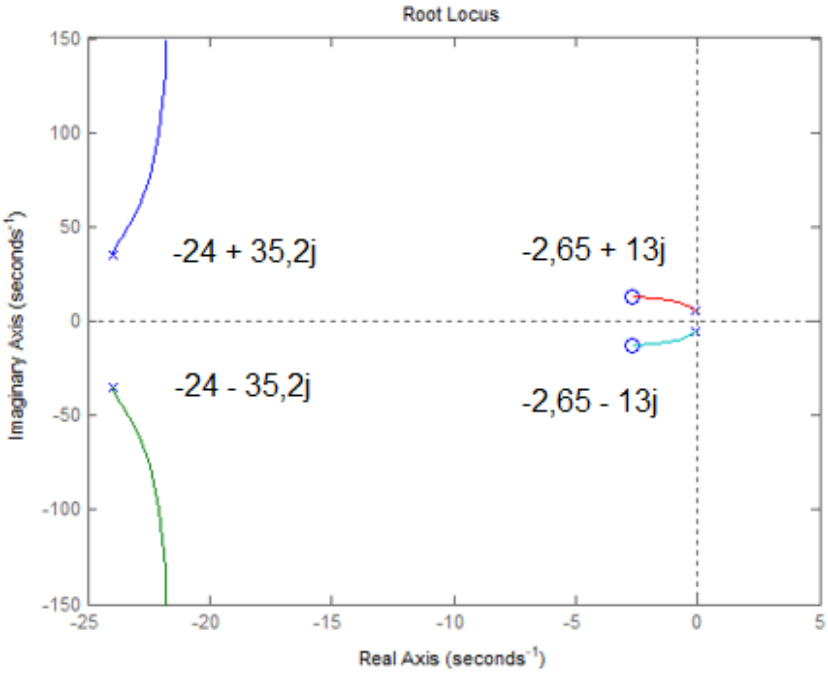
sistemas. Quando o sistema apresenta um polo real e igual, esse sistema é considerado como sistema criticamente amortecido, e esse sistema não oscila, o que significa que a frequência de decaimento é igual a 1. Se o sistema apresenta dois polos reais e diferentes, esse sistema também não oscila e a frequência de decaimento é maior que 1 e esse sistema é denominado como sistema superamortecido. Caso o sistema apresente dois polos complexos conjugados puros, isso significa que esse sistema oscila, e a frequência de decaimento é igual a zero e esse sistema passa a chamar de sistema sem amortecimento. No entanto, se o sistema possuir 1 polo na parte imaginária do eixo real e dois polos no eixo imaginário esse sistema oscila e frequência de decaimento está entre zero e um, e passa a se chamar de sistema subamortecido (OGATA, 2010).

Quadro 2 - Verificação da estabilidade do sistema para $G_1(s)$

```
>> % verificação da estabilidade do sistema
>>  M1 = 2500;
M2 = 320;
K1 = 80000;
K2 = 500000;
b1 = 350;
b2 = 15020;

s = tf('s');
G1 = ((M1+M2)*s^2+b2*s+K2)/((M1*s^2+b1*s+K1)*(M2*s^2+(b1+b2)*s+(K1+K2))-(b1*s+K1)*(b1*s+K1));
G2 = (-M1*b2*s^3-M1*K2*s^2)/((M1*s^2+b1*s+K1)*(M2*s^2+(b1+b2)*s+(K1+K2))-(b1*s+K1)*(b1*s+K1));
figure(1)
rlocus(G1)
```

Fonte: elaboração própria

Figura 12 - Polos e zeros do modelo "quarto veículo"



Fonte: elaboração própria

E é esse sistema que classifica o modelo “quarto veículo”, ou seja, é um sistema subamortecido, conforme demonstrado na Figura 13, pelo programa descrito no Quadro 3.

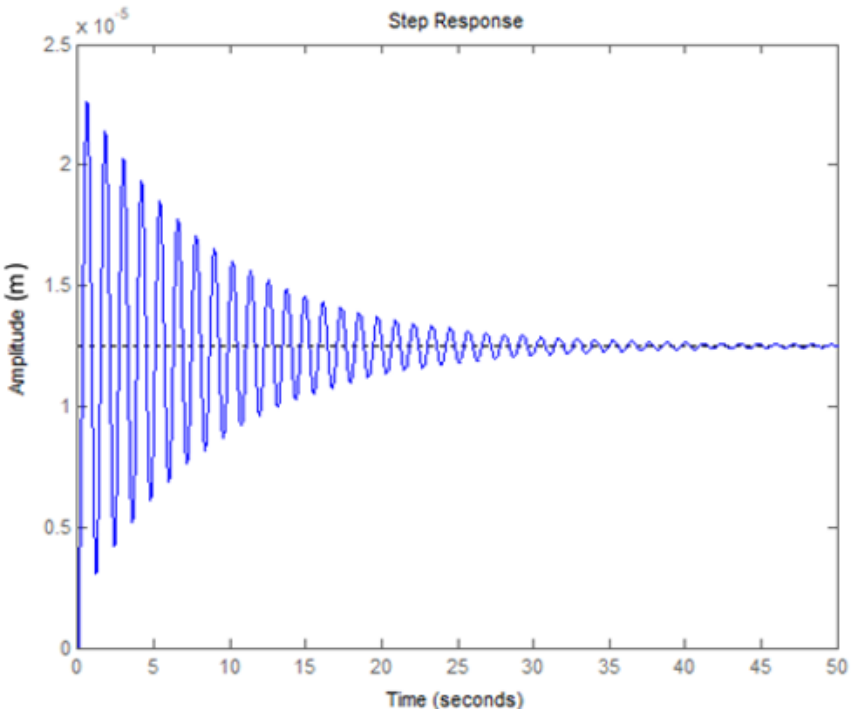
A Figura 13 representa um sistema subamortecido, cuja a variável de saída é X_1-X_2. Nota-se que o sistema demora muito para ser controlado, cerca de 50 segundos. No capítulo 5 esse tipo de sistema será demostrado novamente, juntamente com o seu controle e objetivando este trabalho de forma a controlar o sistema após 5 segundos. É importante verificar também que o sobressinal, ou seja, o “*overshoot”*, também cairá.

Quadro 3 - Identificação do tipo de sistema para $G_1(s)$

```
 M1 = 2500;
M2 = 320;
K1 = 80000;
K2 = 500000;
b1 = 350;
b2 = 15020;

s = tf('s');
G1 = ((M1+M2)*s^2+b2*s+K2)/((M1*s^2+b1*s+K1)*(M2*s^2+(b1+b2)*s+(K1+K2))-(b1*s+K1)*(b1*s+K1));
G2 = (-M1*b2*s^3-M1*K2*s^2)/((M1*s^2+b1*s+K1)*(M2*s^2+(b1+b2)*s+(K1+K2))-(b1*s+K1)*(b1*s+K1));
figure(1)
rlocus(G1)
>> step(G1)
```

Fonte: elaboração própria

Figura 13 - Sistema subamortecido



Fonte: elaboração própria

É fato que tanto a Figura 12 e a Figura 13 estão relacionadas à FT $G_1(s)$. Faz-se agora o mesmo esquema para FT $G_2(s)$ na programação descrita no Quadro 4.

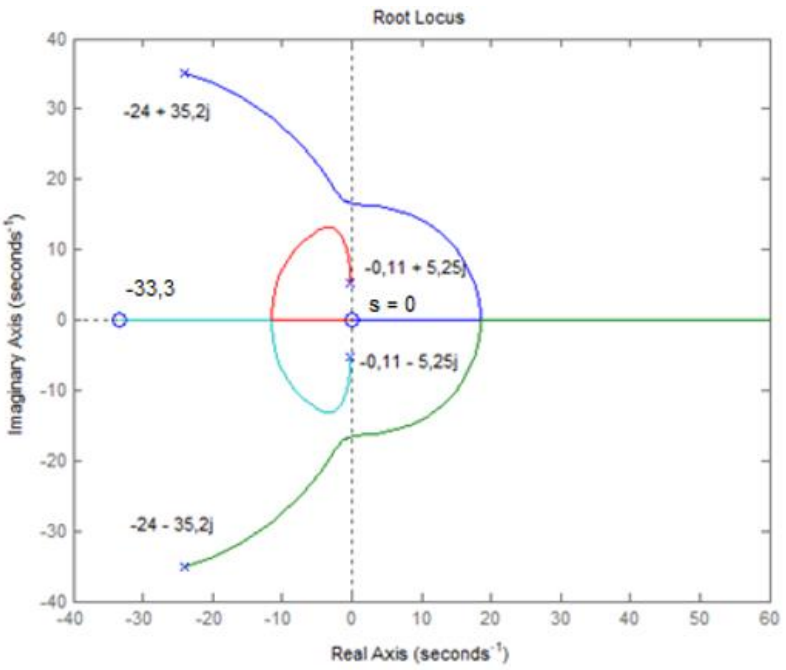
Quadro 4 - Verificação da estabilidade do sistema para $G_2(s)$

```
>> % verificação da estabilidade do sistema
 M1 = 2500;
M2 = 320;
K1 = 80000;
K2 = 500000;
b1 = 350;
b2 = 15020;

s = tf('s');
G1 = ((M1+M2)*s^2+b2*s+K2)/((M1*s^2+b1*s+K1)*(M2*s^2+(b1+b2)*s+(K1+K2))-(b1*s+K1)*(b1*s+K1));
G2 = (-M1*b2*s^3-M1*K2*s^2)/((M1*s^2+b1*s+K1)*(M2*s^2+(b1+b2)*s+(K1+K2))-(b1*s+K1)*(b1*s+K1));
figure(1)
>> rlocus(G2)
```

Fonte: elaboração própria

Verifica-se que na Figura 14 além dos polos serem iguais ao da FT $G_1(s)$, ela ainda mostra um polo na origem, ou seja, s=0. Isso significa o polo vindo do sistema representado pelo degrau unitário 1/s e um zero = -33.3.

Figura 14 - Polos e zeros do modelo "quarto veículo" para $G_1(2)$



Fonte: elaboração própria

A Figura 15, demonstra o tipo de sistema em $G_2(s)$, ou seja, o mesmo tipo de sistema relatado para a FT $G_1(s)$ como mostra o Quadro 5, sistema subamortecido. Salienta-se aqui que para ambas as funções de transferências do modelo, mostra-se um sistema sem controle.

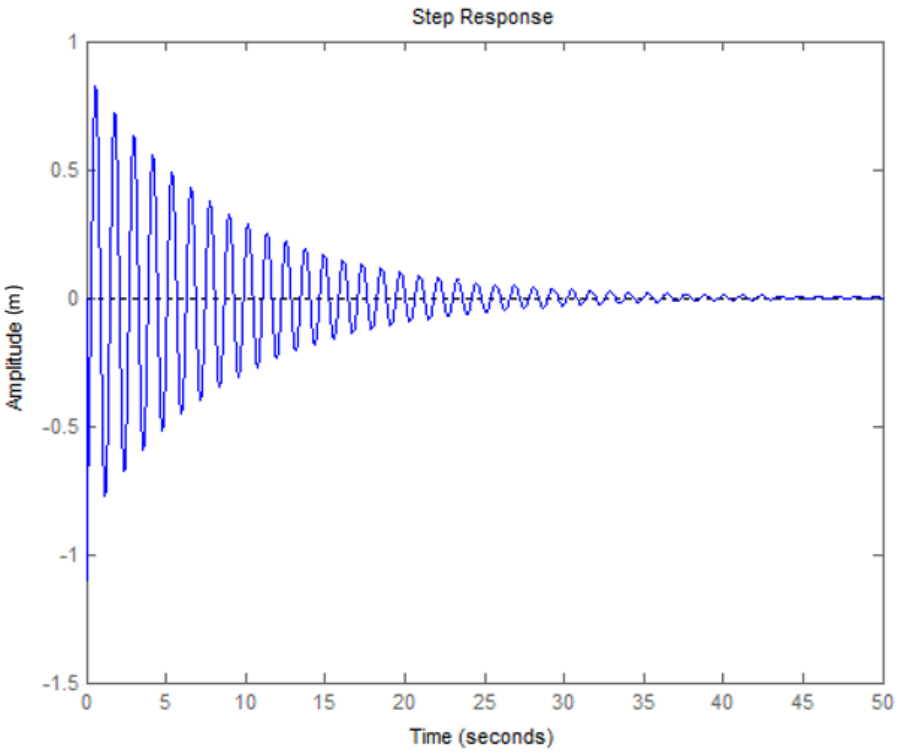
Agora com a função de transferência geral do sistema também foi possível verificar a estabilidade do sistema bem como o tipo de sistema (Figura 16).

Quadro 5 - Verificação do tipo de sistema para $G_2(s)$

```
>> % verificação do tipo de sistema
 M1 = 2500;
M2 = 320;
K1 = 80000;
K2 = 500000;
b1 = 350;
b2 = 15020;

s = tf('s');
G1 = ((M1+M2)*s^2+b2*s+K2)/((M1*s^2+b1*s+K1)*(M2*s^2+(b1+b2)*s+(K1+K2))-(b1*s+K1)*(b1*s+K1));
G2 = (-M1*b2*s^3-M1*K2*s^2)/((M1*s^2+b1*s+K1)*(M2*s^2+(b1+b2)*s+(K1+K2))-(b1*s+K1)*(b1*s+K1));
figure(1)
rlocus(G2)
step(G2)
```

Fonte: elaboração própria

Figura 15 - Sistema subamortecido - $G_2(s)$



Fonte: elaboração própria

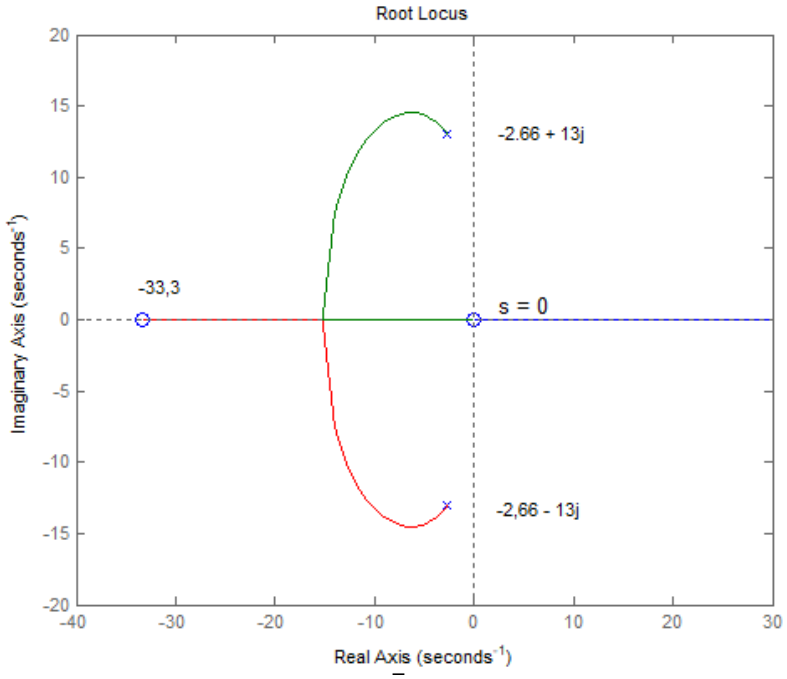
Nesta programação descrita no Quadro 6 foi possível ver claramente a FT geral do sistema com F(s). E a Figura 16 indica os polos e zero da função F(s), mostrando também um polo na origem s = 0 e um zero = -33,3 e o sistema continua subamortecido.

Quadro 6 - Função de transferência total do sistema

```
>> % Função de tansferência total do sistema
>> m1 = 2500;
m2 = 320;
k1 = 80000;
k2 = 500000;
b1 = 350;
b2 = 15020;

nump=[(m1+m2) b2 k2];
denp=[(m1*m2) (m1*(b1+b2))+(m2*b1) (m1*(k1+k2))+(m2*k1)+(b1*b2) (b1*k2)+(b2*k1) k1*k2];
G1=tf(nump,denp);

num1=[-(m1*b2) -(m1*k2) 0 0];
den1=[(m1*m2) (m1*(b1+b2))+(m2*b1) (m1*(k1+k2))+(m2*k1)+(b1*b2) (b1*k2)+(b2*k1) k1*k2];
G2=tf(num1,den1);

numf=num1;
denf=nump;
>> F=tf(numf,denf)

F =

  -3.755e07 s^3 - 1.25e09 s^2
  ---------------------------
  2820 s^2 + 15020 s + 500000

Continuous-time transfer function.
```

Fonte: elaboração própria

Figura 16 - Polos e zeros da F(s)



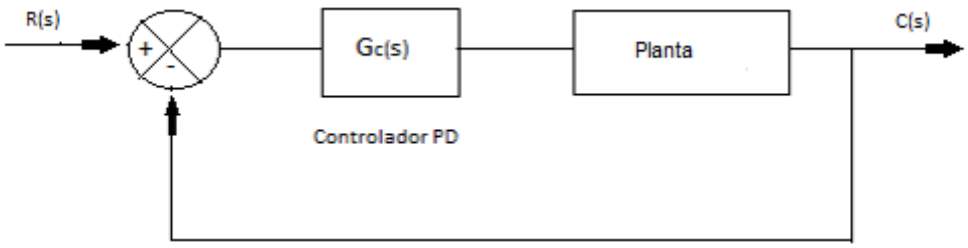
Fonte: elaboração própria

.

2.2 Controle convencional PD

A Figura 17 mostra a estrutura básica do controlador PD e a Figura 18 mostra o DB desse mesmo controlador:

Figura 17 - Diagrama de blocos de um controlador PD

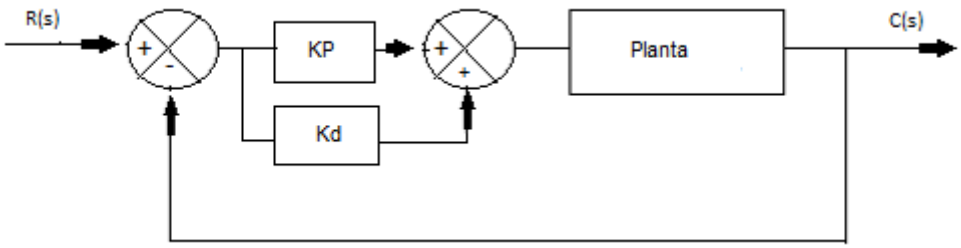


Fonte: elaboração própria

$$G_c(s) = K_p + K_d s \tag{9}$$

Esses termos serão abordados com mais detalhes e exemplificados no capítulo 4.

Figura 18 - Diagrama de blocos com Kp e Kd



Fonte: elaboração própria

A saída de um processo apresenta, intuitivamente, uma certa "inércia" com relação a modificações na variável de entrada. Essa "inércia" explica-se pela dinâmica do processo que faz com que uma mudança na variável de controle provoque uma mudança considerável na saída da planta somente após um certo tempo. Uma outra interpretação é que, dependendo da dinâmica do processo, o sinal de controle estará em "atraso" para corrigir o erro. Esse fato é responsável por transitórios com grande amplitude e período de oscilação, podendo, em um caso extremo, gerar respostas instáveis. A ação derivativa quando combinada com a ação proporcional tem justamente a função de "antecipar" a ação de controle a fim de que o processo reaja mais rápido. Nesse caso, o sinal de controle a ser aplicado é proporcional a uma predição da saída do processo (Bazanella; Silva Jr., 2000).

Em resumo, o controlador PD (Figura 17 e Figura 18), ao levar em conta a taxa de variação do erro, adiciona um zero em $z = -K_p / K_d$; é utilizado quando a resposta em regime é aceitável e resposta transitória for insatisfatória; introduz um efeito de antecipação no sistema, fazendo com que o mesmo reaja não somente à magnitude do sinal de erro, como também à sua tendência para o instante futuro, iniciando, assim, uma ação corretiva mais cedo; a ação derivativa tem a desvantagem de amplificar os sinais de ruído, o que pode causar um efeito de saturação nos atuadores do sistema.

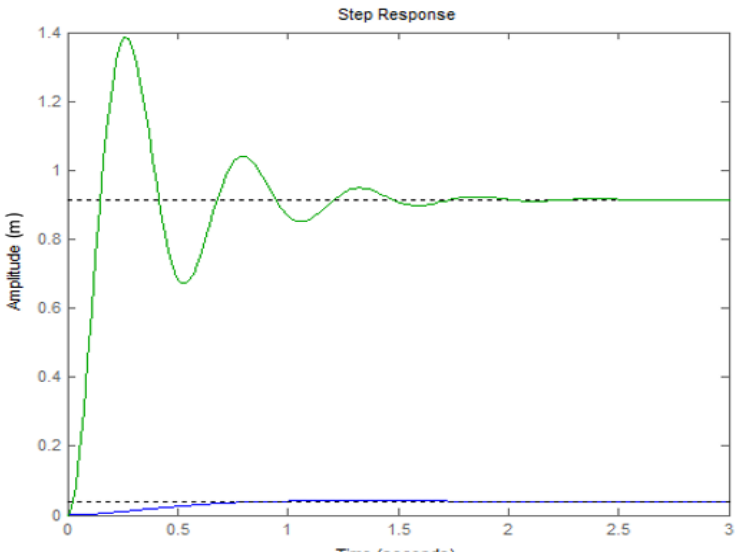
2.2.1 Parâmetros de ajuste

Para o ajuste dos parâmetros é necessário obter os valores de K_p e K_d e para isso, é preciso saber antes a função de cada uma desses ganhos. O ganho proporcional (K_p) determina a taxa de resposta de saída para o sinal de erro, Por exemplo, se o termo de erro tem uma magnitude de 20, um ganho proporcional de 5 produzirá uma resposta proporcional de 100. De forma geral, ao aumentar o ganho proporcional aumentará também a velocidade da resposta do sistema de controle. Entretanto, se o ganho for muito grande, a variável de processo começará a oscilar de forma que, quanto maior essa oscilação, o sistema se tornará instável, oscilando mesmo fora de controle. (DORF; BISHOP, 2009). Já o ganho derivativo faz com que a saída diminua se a variável de processo estiver aumentando rapidamente. E aumentando o K_{ds} o sistema de controle reagirá mais fortemente às mudanças no parâmetro de erro aumentando a velocidade da resposta geral do sistema de controle (DORF; BISHOP, 2009). Exemplo:

Se um sistema massa, mola e amortecedor simples tiver um K_p = 269 e um K_d = 20 é possível obter o seguinte resultado conforme mostra a

Figura **19**. O controlador K_p é representado pela linha verde e FT da planta é a linha azul. O programa que gerou estes gráficos está no **Erro! Fonte de referência não ncontrada.**.

Figura 19 - Sistema com ganho K_p



Fonte: elaboração própria

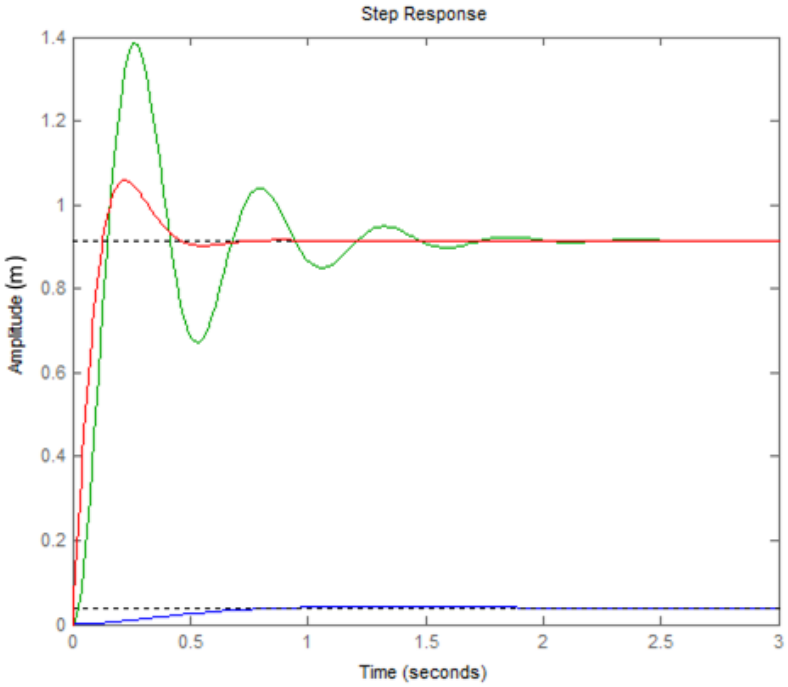
Quadro 7 - Sistema Proporcional e Derivativo

```
>> %Sistema proporcional e derivativo
>> m=2;
>> b=10;
>> k=25;
>> H=tf(1,[m b k])

H =

          1
  -----------------
  2 s^2 + 10 s + 25

Continuous-time transfer function.

>> kp = 269 %ganho proporcional

kp =

   269

>> HLC1 = feedback (kp*H,1)

HLC1 =

         269
  ------------------
  2 s^2 + 10 s + 294

Continuous-time transfer function.

>> figure(1)
>> step(H,HLC1)





>> kd = 20;
>>  HLC2 = feedback (tf([kd kp], 1)*H,1)

HLC2 =

      20 s + 269
  ------------------
  2 s^2 + 30 s + 294

Continuous-time transfer function.

>> figure(2)
```

Fonte: elaboração própria

Nota-se que na Figura 20, com os dois ganhos representados pela linha vermelha, o sistema ficou mais bem controlado, abaixou o *overshoot* para cerca de 1 segundo e estabilizou mais rápido o sistema, após 0.5s.

Figura 20 - Sistema com ganho K_p e K_d



Fonte: elaboração própria

2.2.2 Sintonia do controlador

Para sintonizar o controlador PD é necessário ocorrer aos métodos de Ziegler-Nichols, que propõem regras para determinar os valores do ganho proporcional K_p e K_d ou ainda para um controlador PID. Para esse último inclui-se o K_i (ganho integrador) Para isso existem dois métodos a serem utilizados: O primeiro método consiste em obter experimentalmente a resposta da planta. Se tal planta acusar uma curva em aspecto de um S de forma a obter o atraso L e a constante de tempo T. O atraso e o tempo podem ser encontrados traçando um a linha tangente com a curva em S. Logo em seguida, esses valores são incluídos na Tabela 2, que representa o primeiro método de Zigler-Nichols. (OGATA, 2010).

Tabela 2 - Regra de sintonia de Zigler-Nichols baseada na resposta ao degrau da planta (primeiro método)

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	T/L	∞	0
PI	0,9T/L	L/0,3	0
PID	1,2T/L	2L	0,5L

Fonte: OGATA, 2010. 5ªedição página 524

Para o segundo método, é necessário encontrar os valores de K_p, elevando esse ao máximo até encontrar uma oscilação sustentada, então este K_p passa a ser K_{cr} (ganho crítico) e com ele recorre-se a uma segunda tabela para encontrar os valores de K_p e K_d. No entanto, se não for possível encontrar dessa forma, o K_{cr} deve ser encontrado experimentalmente. Para tanto, é necessário também encontrar o valor do período crítico (P_{cr}) que se encontra também pela oscilação sustentada. Da mesma forma que o K_{cr} o P_{cr} poderá ser encontrado experimentalmente caso não se encontre a oscilação sustentada. (OGATA, 2010)

Outra forma de encontrar esses valores é recorrendo a tabela de Routh, dessa se extrai o K_{cr} e o P_{cr} dado como $P_{cr} = 2\pi/\omega_{cr}$, em que a frequência ($\omega_{cr}$) de oscilação sustentada passa a ser calculada também pela tabela de Routh. Com esses dois valores é possível recorrer à Tabela 3 do segundo método de Ziegler-Nichols.

Tabela 3 - Regra de sintonia de Ziegler-Nichols baseada no ganho crítico K_{cr} e no período crítico P_{cr} (segundo método)

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_{cr}$	∞	0
PI	$0,45K_{cr}$	$1/1,2P_{cr}$	0
PID	$0,6K_{cr}$	$0,5P_{cr}$	$0,125P_{cr}$

Fonte: OGATA, 2010. 5ªedição página 525

Logo com os valores de K_p e T_d é possível encontrar a FT do controlador:

$$G_c(s) = K_{p.}(1 + T_d s) \quad (10)$$

Existe ainda a possibilidade de se fazer uma sintonia fina no controlador dobrando-se os valores de K_p e K_d .

2.2.2.1 Desvantagem

Embora um controlador puramente derivativo não seja implementável na prática, a ação derivativa, associada à ação proporcional, corresponde ao acréscimo de um zero ao sistema, atuando beneficamente no regime transitório, tendendo a aumentar a estabilidade relativa do sistema e reduzindo o tempo de acomodação. Contudo, contra essas vantagens, ele aumenta o tempo de subida, e por não atuar no regime permanente, não corrige o erro de estado estacionário. Neste trabalho, esse problema foi corrigido com a introdução de um valor *offset* (*bias*) na saída do controlador.

3 LÓGICA DIFUSA APLICADA AO CONTROLE DE SISTEMAS

3.1 Introdução

Lógica fuzzy é uma técnica que se compara a forma humana de se pensar, como por exemplo, ao estacionar o carro próximo a calçada, quão próximas estão as rodas da guia, pouco, médio ou muito próximas da guia. De certa forma essa lógica usa um raciocínio dedutivo, ou seja, é um processo que os humanos utilizam para tomar decisões com base em informações antes obtidas, se associando a sistemas inteligentes.

> [...] os chamados “sistemas inteligentes” são aqueles que fornecem respostas que solucionam problemas, tais repostas apropriadas às situações específicas destes problemas, mesmo que sejam novas ou inesperadas, fazendo com que tal comportamento seja “único” ou até mesmo considerado “criativo” [...] (SHAW, 2007).

Normalmente, em lógica, tem-se uma série de declarações que são verdadeiras ou falsas, sim ou não, 0 ou 1. Nesse contexto, a declaração "a temperatura é de 25 graus Celsius" é objetiva e é verdadeira ou falsa. No entanto, para muitas situações, a resposta é mais como “não tenho certeza”, “talvez”, “isso depende” e assim por diante. Por exemplo, em um dia de verão *agradável*, a declaração "a temperatura é muito alta" não é verdade nem falsa. A afirmação é qualitativa pois representa uma opinião e não um fato objetivo.

Por exemplo, um dia de sol forte na praia faz-se sentir com calor. Por outro lado, há pessoas que se sentem bem em uma tempestade de neve em cima de uma montanha. Não há certeza da situação, depende do contexto.

A lógica difusa lida com a incerteza na engenharia, atribuindo graus de certeza à resposta a uma pergunta lógica. Por que isso é útil? A resposta é comercial e prática. Comercialmente, a lógica difusa foi usada com grande sucesso para controlar máquinas e produtos de consumo. Nos aplicativos certos, os sistemas de lógica difusa são simples de projetar e podem ser entendidos e implementados por não especialistas em teoria de controle. Na maioria dos casos, alguém com uma formação técnica média pode projetar um controlador de lógica difusa. O sistema de controle não será ótimo, mas pode ser aceitável. Os engenheiros de controle também usam isso em aplicativos em que a computação é muito limitada e o controle não refinado é suficiente. A lógica difusa não é a resposta para todos os problemas técnicos, mas

para problemas de controle em que a simplicidade e a velocidade de implementação são importantes. Assim a lógica difusa ganha força. Aplicações que usaram com sucesso o controle difuso (SIMOES; SHOW, 2007) incluem:

- Controle do meio ambiente
    - Ar condicionado
    - Umidificadores
- Bens domésticos
    - Máquinas de lavar e secar
    - Aspirador de pó
    - Torradeira
    - Fornos de micro-ondas
    - Refrigeradores
- Eletrônicos de consumo
    - Televisão
    - Fotocopiadoras
    - Câmaras fixas e de vídeo: autofoco, exposição e antitreme
    - Sistemas Hi-Fi
- Sistemas automotivos
    - Controle climático do veículo
    - Caixas de velocidades automáticas
    - Direção nas quatro rodas
    - Sistemas de controle de assento / espelho
    - Estacionamento autônomo

Essa é uma lista que dá uma ideia das principais áreas de aplicação. Em geral, não há um controlador difuso em uma aplicação crítica de segurança, a menos que o desempenho prático e teórico tenha sido completamente estudado.

3.2 Justificativa

Os sistemas de lógica difusa são adequados aos sistemas lineares e não-lineares que possuem múltiplas entradas e múltiplas saídas. Qualquer número

razoável de entradas e saídas pode ser incluído. A lógica difusa também funciona bem quando o sistema não pode ser modelado facilmente por meios convencionais.

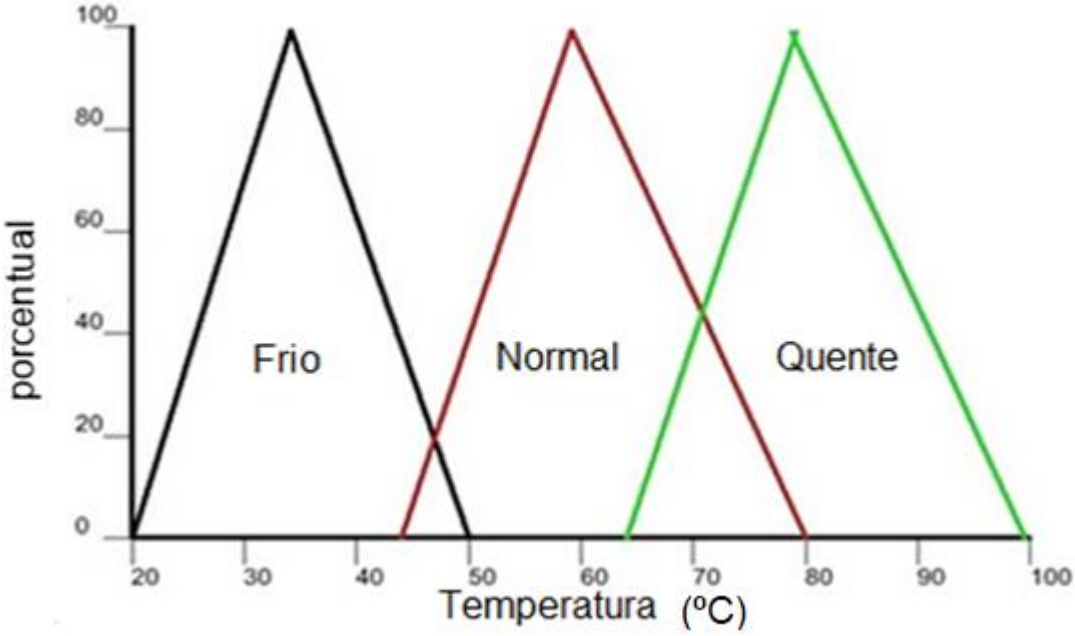
Muitos engenheiros têm medo de mergulhar em lógica difusa por falta de compreensão. A lógica difusa não precisa ser difícil de entender, mesmo que a matemática por trás disso possa ser intimidante, especialmente para aqueles que não estiveram em contato com a matemática por muitos anos.

A lógica binária é 1 ou 0. A lógica difusa é um *continuum* de valores entre 0 e 1. Isso também pode ser considerado de 0% a 100%. Um exemplo é a variável JOVEM. Podemos dizer que a idade igual a 5 é 100% JOVEM, igual a 18 é 50% JOVEM e igual a 30 é 0% JOVEM. No mundo binário, todos abaixo de 18 anos seriam 100% JOVEM, e todos acima seriam 0% JOVEM.

O projeto de um sistema de lógica difusa começa com um conjunto de funções de pertinência para cada entrada e para cada saída. Um conjunto de regras é então aplicado às funções de pertinência para produzir um valor de saída "preciso".

Para esta explicação de controle de processo de lógica difusa, TEMPERATURA é a entrada e FAN SPEED é a saída. Deve-se inicialmente criar um conjunto de funções de pertinência para cada entrada. Uma função de pertinência é simplesmente uma representação gráfica dos conjuntos de variáveis difusas. Para este exemplo, foram usados três conjuntos difusos, FRIO, MORNO e QUENTE. Em seguida, foi criada uma função de associação para cada um dos três conjuntos de temperatura, como mostrado no gráfico frio-morno-quente (Figura 21).

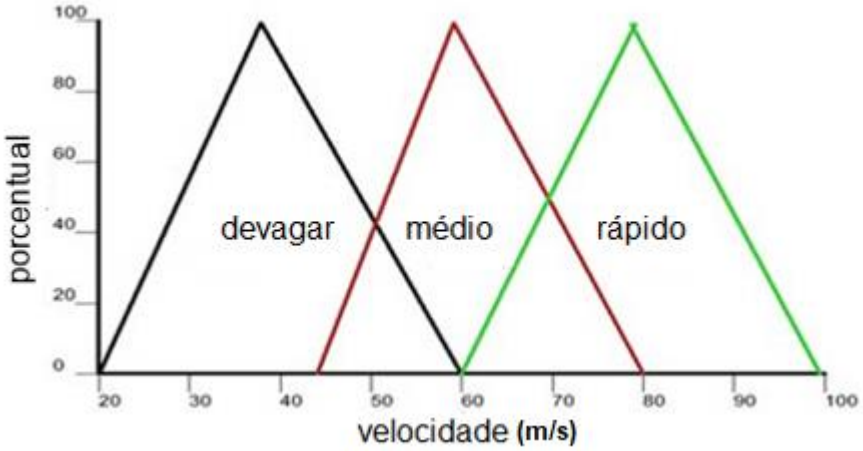
Figura 21 - Funções de pertinência para a faixa de temperatura 20 - 100ºC



Fonte: elaboração própria

Pode-se usar, por exemplo, três conjuntos difusos para a saída, DEVAGAR, MÉDIO e RÁPIDO. Um conjunto de funções é criado para cada conjunto de saída, assim como para os conjuntos de entrada, conforme ilustra a Figura 22.

Figura 22 - Funções de pertinência para a velocidade do ventilador



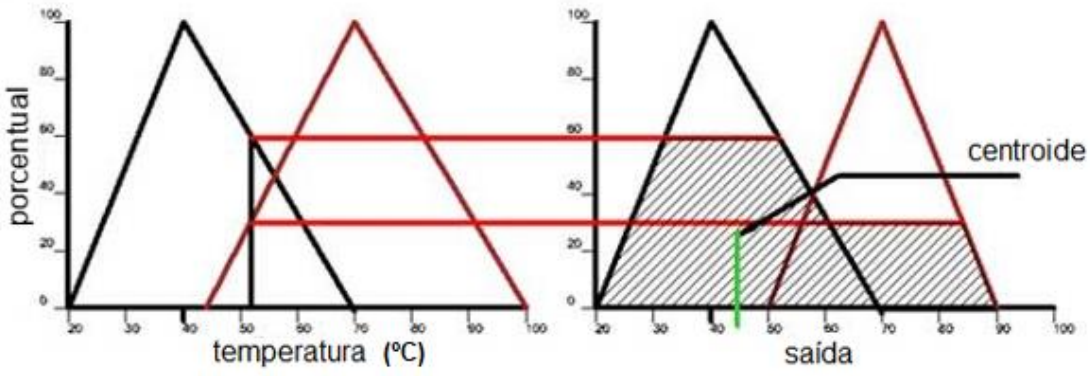
Fonte: elaboração própria

Deve-se notar que a forma das funções de pertinência não precisa ser de triângulos como usado na Figura 21 e na Figura 22. Várias formas que podem ser usadas, como trapezoide, gaussiana, sigmoide ou definidas pelo usuário. Ao alterar a forma da função de pertinência, o usuário pode sintonizar o sistema para fornecer uma resposta ideal. Agora com as funções de pertinência definidas, podem-se criar as regras que definirão como as funções de pertinência serão aplicadas ao sistema final. Criando três regras lógicas para este sistema:

1. Se Temperatura = QUENTE então Velocidade = RÁPIDA
2. Se Temperatura = MORNA então Velocidade = MÉDIA
3. Se Temperatura = FRIA, então Velocidade = LENTA

As regras são então aplicadas às funções de pertinência para produzir o valor de saída "preciso" para dirigir o sistema. Usando apenas duas funções de entrada e duas de saída, para um valor de entrada de 52ºC (graus Célsius), cruzam-se as funções de pertinência. Neste exemplo a interseção será em ambas as funções, portanto, duas regras são aplicadas. Os pontos de interseção são estendidos às funções de saída para produzir um ponto de intersecção. As funções de saída são então truncadas na altura dos pontos de intersecção. Então, a área sob as curvas para cada função de associação é adicionada para fornecer uma área total. O centro dessa área é calculado. O valor de saída é então o valor do centroide obtido. Neste exemplo, 44% é o valor de saída FAN SPEED. Esse processo está ilustrado na. Figura 23

Figura 23 - esquema do processo de decisão



Fonte: elaboração própria

Esta é uma explicação muito simples de como funcionam os sistemas de lógica difusa. Em um sistema real, haveria muitas entradas e várias saídas seriam possíveis. Isso resultaria em um conjunto bastante complexo de funções e muito mais regras. É comum que haja 40 ou mais regras em um sistema. Mesmo assim, os princípios permanecem os mesmos que no sistema simples exemplificado.

Deve ser lembrado aqui que um sistema de lógica difusa não é uma "carta mágica" para todas as necessidades do sistema de controle. Os métodos tradicionais de controle ainda são uma solução viável e muitas vezes, preciso e refinado. Na verdade, eles podem ser combinados com lógica difusa para produzir um sistema que se altera dinamicamente. A validação de um sistema de lógica difusa pode ser difícil devido ao fato de ser um sistema não formal. Seu uso em sistemas de segurança e missão crítica deve ser considerado com cuidado.

3.3 Formalismo da lógica difusa

3.3.1 Antecedentes

A principal teoria na medida da incerteza em modelos científicos do final do século XIX até o final do século XX foi a *teoria da probabilidade*. No entanto, a evolução gradual da expressão de incerteza usando a teoria da probabilidade foi desafiada, primeiro em 1937 por Max Black, com seus estudos em imprecisão, depois com a introdução de conjuntos difusos por Zadeh (ZADEH, 1965). O artigo de Zadeh teve uma profunda influência no pensamento sobre a incerteza, porque desafiou não só a teoria da probabilidade como a única representação da incerteza, mas também os próprios fundamentos sobre os quais se baseou a teoria da probabilidade: lógica binária clássica (dois valores). Assim, a incerteza pode ser pensada como sendo o inverso da informação. As informações sobre um problema específico de engenharia ou científico podem ser incompletas, imprecisas, fragmentárias, pouco confiáveis, vagas, contraditórias ou deficientes de alguma outra forma (KLIR; YUAN, 1995).

Quando adquiridas cada vez mais informações sobre um problema, fica-se cada vez menos incertos sobre sua formulação e solução. Os problemas que são caracterizados por pouquíssimas informações são considerados inadequados, complexos ou não suficientemente conhecidos. Esses problemas estão cheios de um alto grau de incerteza. A incerteza pode se manifestar de muitas formas: pode ser

difusa (não nítida, pouco clara, imprecisa, aproximada), pode ser vaga (não específica, amorfa), pode ser ambígua (muitas escolhas, contraditórias), pode ser na forma de ignorância (dissonante, sem saber algo), ou pode ser devido à variabilidade natural (conflitante, aleatória, caótica, imprevisível). Muitos outros rótulos linguísticos foram aplicados a essas várias formas, mas, por enquanto, essas devem ser suficientes. (ZADEH, 2002) apresentou alguns exemplos simples dessas formas em termos de declarações como "Devolveremos em breve" é vaga, enquanto a afirmação "Devolveremos em alguns minutos" é difusa. Não se sabe que o primeiro se associe a qualquer unidade de tempo (segundos, horas, dias) e esse último está associado a uma incerteza que pelo menos é conhecida pela ordem dos minutos. A frase "devo retornar em 18h00 ± 2 minutos" envolve uma incerteza que tem uma imprecisão quantificável.

A vaguidade pode ser usada para descrever certos tipos de incerteza associados a informações linguísticas ou informações intuitivas. Exemplos de informações vagas são que a qualidade dos dados é "boa", ou que a transparência de um elemento óptico é "aceitável". Além disso, em termos de semântica, mesmo os termos vagos e difusos não podem ser geralmente considerados sinônimos, como explicado: "geralmente uma proposição vaga é difusa, mas o inverso geralmente não é verdadeiro" (ZADEH, 2012).

Um sistema difuso tenta descrever um sistema para o qual nenhum modelo existe, e faz isso com informações que podem ser incertas em um sentido de ser vagas, ou difusas, ou imprecisas, ou em falta. Os sistemas cujos comportamentos são ambos compreendidos e controláveis são do tipo que exibem uma certa robustez a mudanças. Nesse sentido, sistemas robustos são aqueles cuja saída (como um sistema de decisão) não muda significativamente sob a influência das mudanças nas entradas, porque o sistema foi projetado para operar dentro de uma janela de condições incertas. É sabido que os sistemas difusos também são robustos, porque as incertezas contidas nas entradas e saídas do sistema são usadas na formulação da própria estrutura do sistema, ao contrário da análise de sistemas convencionais que primeiro apresenta um modelo, com base em um conjunto coletivo de pressupostos.

3.4 Conjuntos clássicos e conjuntos difusos

Os conjuntos clássicos contêm objetos que satisfazem propriedades precisas da pertinência, já os conjuntos difusos contêm objetos que satisfazem propriedades imprecisas da pertinência, ou seja, a pertinência a um objeto em um conjunto difuso pode ser aproximada. Por exemplo, o conjunto de alturas de 1,5 a 1,7 metros (m) é preciso. O conjunto de alturas na região em torno de 1,6 m é impreciso ou difuso. Para o nosso exemplo do universo das alturas das pessoas, suponha que o conjunto **A** seja o conjunto preciso de todas as pessoas com $1,5 \leq x \leq 1,7$ m. Um indivíduo particular, X_1, tem uma altura de 1,6 m. A pertinência desse indivíduo no conjunto preciso **A** é igual a 1, ou pertinência total, dada simbolicamente como $u\mathrm{A}(X_1)=1,0$. Outro indivíduo X_2, tem uma altura de 1,499 m. A associação deste indivíduo no conjunto **A** é igual a 0 ou nenhuma associação, portanto, $u\mathrm{A}(X_2)=0,0$. Nesses casos, a pertinência em um conjunto é binária, isto é, um elemento é um membro de um conjunto ou não é.

Os conjuntos em um dado universo **X** que podem acomodar "graus de pertinência" foram designados por Zadeh como *conjuntos difusos*. Continuando com o exemplo em alturas, considere um conjunto **H** consistindo em alturas próximas a 1,6 m. Uma vez que a propriedade "*próximas a 1,6 m"* é difusa, não existe uma função de associação única para **H**. A função que representa essa propriedade é então denotada por $u\mathrm{H}$. As propriedades plausíveis desta função podem ser

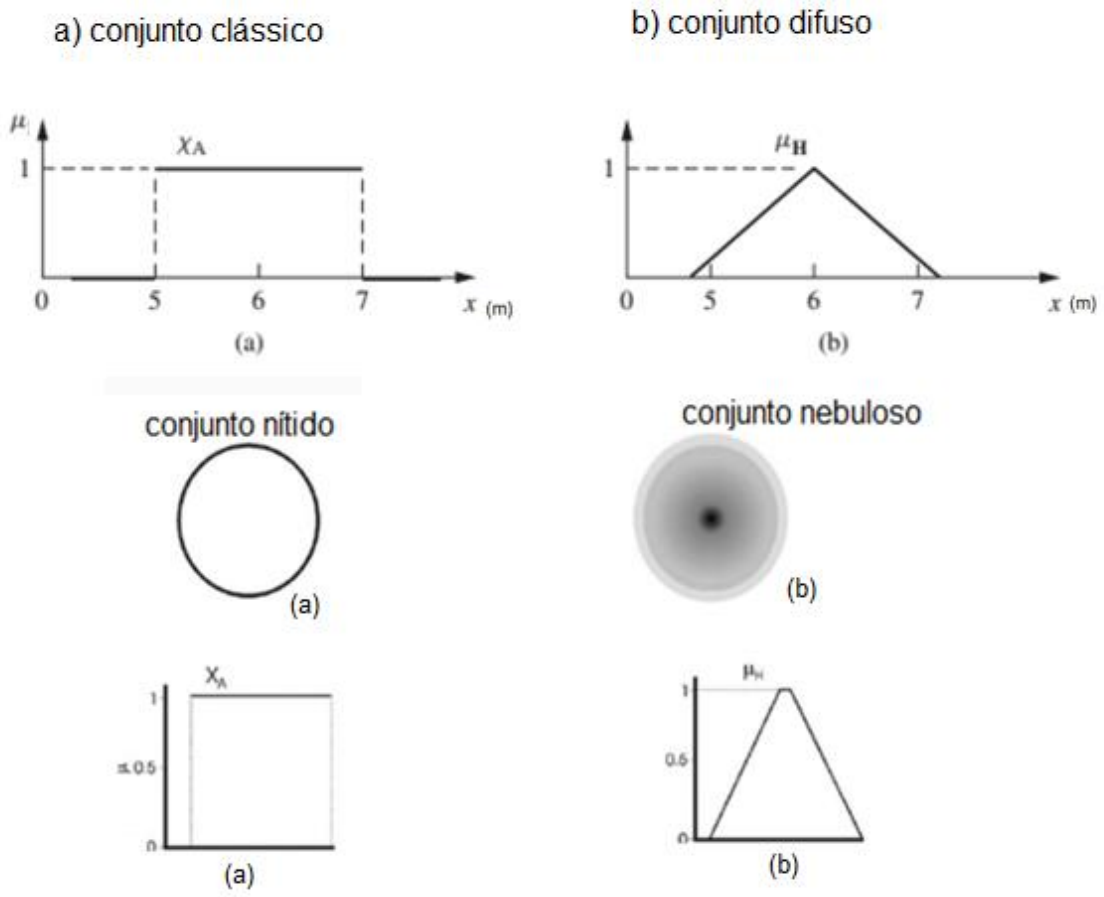
(1) normalidade – $u\mathrm{H}(1,6) = 1,0$;

(2) monotonicidade – quanto mais próximo de 1,6 m, mais próximo é o $u\mathrm{H}$ de 1,0;

(3) simetria – os números equidistantes de 1,6 devem ter o mesmo valor de $u\mathrm{H}$. Essa não é uma condição necessária, como se vê em muitas implementações de controle difuso.

Uma diferença fundamental entre conjuntos nítidos e difusos é a função de pertinência. Um conjunto clássico tem uma função de associação única, enquanto um conjunto difuso pode ter um número infinito de funções de associação para representá-lo. Para conjuntos difusos, a unicidade é sacrificada, mas a flexibilidade é obtida porque a função de associação pode ser ajustada para maximizar o utilitário para um aplicativo específico. A Figura 24 mostra os gráficos das funções de pertinência dos casos clássico ($1,5 \leq x \leq 1,7$ m) e difuso (próximo de 1,6 m).

Figura 24 - Universo das alturas consideradas e suas respectivas funções de pertinência.



Fonte: elaboração própria

3.5 Operações entre conjuntos no mesmo universo de discurso

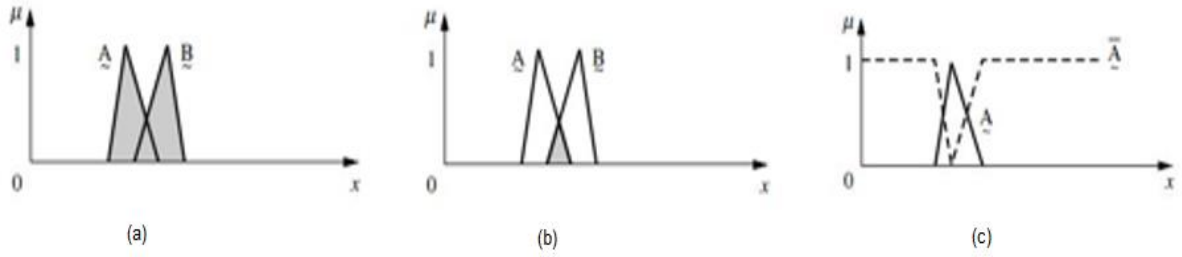
As operações entre conjuntos são definidas em termos de funções características da seguinte forma:

1. União: $\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$
2. Intersecção: $\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$
3. Complemento ou negação: $\mu_{-A}(x) = 1 - \mu_A(x)$
4. Reflexividade da negação: $\mu_{-(-A)}(x) = 1 - (1 - \mu_A(x)) = \mu_A(x)$
5. Igualdade: **A** = **B** se e somente se, para todo *x*, $\mu_A(x) = \mu_B(x)$.

6. Inclusão: **A** ⊂ **B** se e somente se, para todo *x*, μA(x) ≤ μB(x)
7. Conjunto vazio ou nulo: **A** = **0** se e somente se, para todo *x*, μA(x) = 0.

A Figura 25 mostra graficamente os resultados das três primeiras operações:

Figura 25 - Pertinências resultantes das operações básicas entre conjuntos: a) união, b) intersecção, c) negação.



Fonte: elaboração própria

É interessante observar que a lógica clássica (*booleana*) é um caso particular da lógica difusa, pois a tabela-verdade clássica resulta das mesmas operações acima. Exemplo:

Difuso: μA(x)=0,8; μB(x)=0,3 → μA∪B(x)=0,8; μA∩B(x)=0,3; μ-A(x)=0,2

Clássico μA(x)=0; μB(x)=1 → μA∪B(x)=1; μA∩B(x)=0; μ-A(x)=1 (com as mesmas operações).

À vista das operações 1 – 7 já enumerados, as principais propriedades entre conjuntos são mantidas:

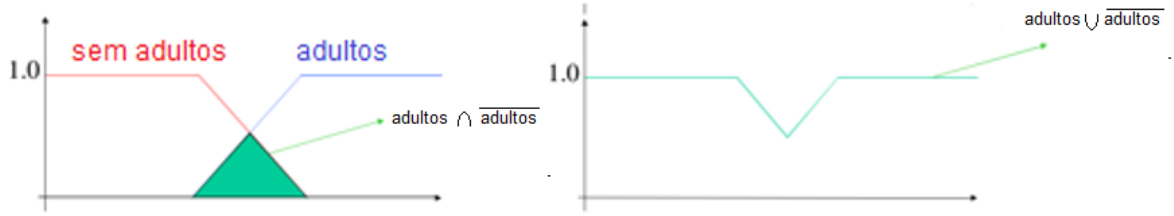
Comutativa:	A∩B = B∩A	A∪B = B∪A
Associativa:	A∩(B∩C) = (A∩B)∩C	A∪(B∪C) = (A∪B)∪C
Distributiva:	A∩(B∪C) = (A∩B)∪(A∩C)	A∪(B∩C) = (A∪B)∩(A∪C)
Absorção:	A∩(A∪B) = A	A∪(A∩B) = A
Identidade:	A∩Ø = Ø	A∪Ø = Ø
	A∪X = X	A∩X = A (X universo)
De Morgan:	–(A∩B) = –A∪–B	–(A∪B) = –A∩–B

A Lei da Não-Contradição se altera: um elemento pode pertencer a um conjunto e ao seu complemento, ao mesmo tempo: A∩–A ≠ Ø.

A Lei do Terceiro Excluído também: a união de um conjunto com seu complemento não é exatamente o universo: A∪–A ≠ X.

Para visualizar essas duas últimas leis, observar a Figura 26:

Figura 26 – Exemplo das leis da não contradição (esq.) e terceiro excluído (dir.)



Fonte: http://equipe.nce.ufrj.br/adriano/fuzzy/transparencias/setsoperations.pdf - 2005 Adriano Cruz NCE e IM – UFRJ

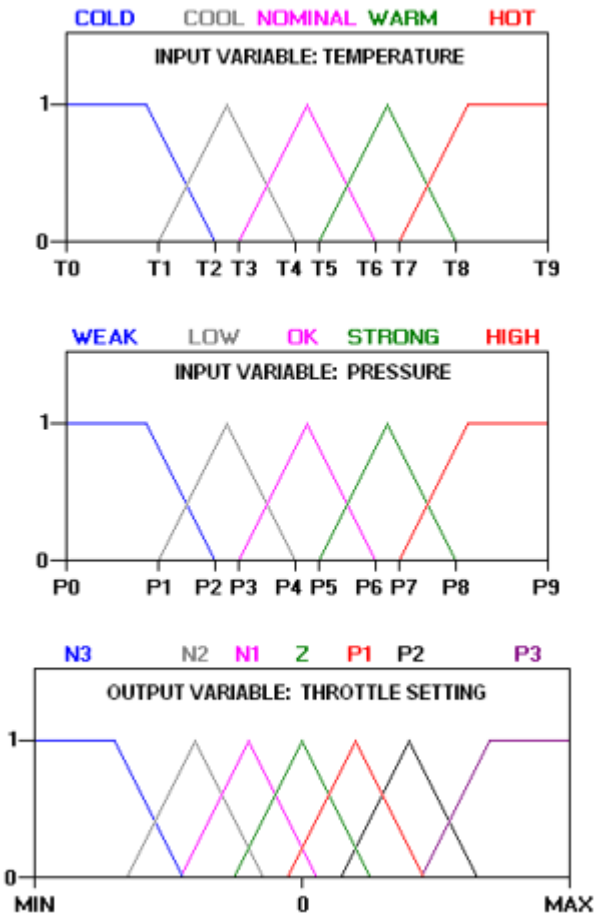
A demonstração e o formalismo de tais propriedades podem ser vistos em textos essenciais sobre a teoria dos conjuntos difusos (COX, 1992). A utilidade dessas operações e propriedades se torna evidente quando se particiona um universo de discurso – como no exemplo inicial dado (Figura 21 e Figura 22) – e empregam-se as regras de inferência, como será visto mais adiante.

3.6 Operações entre conjuntos de universos de discursos diferentes

Quando se trabalha com um sistema de controle difuso de múltiplas entradas e saídas, as regras lógicas de inferência, conforme exemplificadas na página 58, se tornam mais complexas, incluindo outras variáveis. No exemplo dado por (COX, 1992):

SE a *temperatura* for “boa” E a *pressão* estiver “ok”, ENTÃO a *ação da válvula* será “zero”,

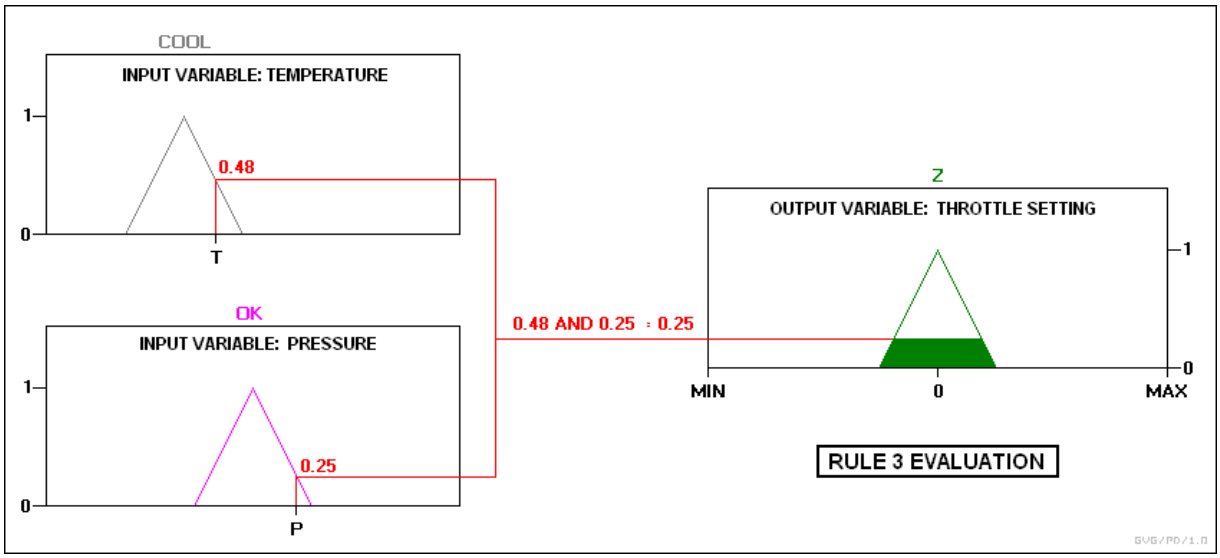
Figura 27 - Partições dos universos de discursos das variáveis envolvidas no sistema e respectivos conjuntos difusos.



Fonte: https://en.wikipedia.org/wiki/Fuzzy_control_system

E com os conjuntos difusos para cada variável visualizados na Figura 27, há a necessidade de operar a conjunção E entre conjuntos difusos de variáveis diferentes (Temperatura e Pressão). Nesse caso, o operador *mín* entre os valores das pertinências é empregado, conforme já visto. Para se obter os valores de pertinência referentes aos valores medidos das variáveis, esses são aplicados à função de pertinência atingida. Esse processo é denominado *fuzificação*. A fuzificação e a operação entre conjuntos de variáveis diferentes estão ilustradas na Figura 28. Os valores de *T* e *P* do gráfico da Figura 28 e os limites das funções de pertinência (Figura 27Figura 27) são arbitrários, definidos conforme os requisitos do projeto do sistema.

Figura 28 - exemplo de "fuzificação" e aplicação da regra de inferência difusa citada.



Fonte: https://en.wikipedia.org/wiki/Fuzzy_control_system

No entanto, nota-se na Figura 27, que a natureza da partição difusa do universo de discurso leva à superposição de funções de pertinência. Então, um determinado par de valores de *T* e *P* (relativos ao estado em que o sistema se encontra num determinado momento) podem estar relacionados a mais de uma função de pertinência. Na Figura 28, o valor de *T* do sistema é 0,48 do conjunto difuso COOL. Ou seja, μCOOL(T) = 0,48. Mas esse valor de *T* também está no domínio do conjunto vizinho NOMINAL e vale, diga-se, 0,52. Assim, $\mu NOMINA_L(T) = 0,52$. Da mesma maneira, para o valor da pressão naquele momento, μLOW(P) = 0,57 e μOK(P) = 0,25. Então, são atingidas quatro regras de inferência, resultado do produto cartesiano entre os dois conjuntos do universo de *T* e dois do universo de *P*:

1. SE a *temperatura* for “cool” E a *pressão* estiver “low”, ENTÃO a *ação da válvula* será “P2”,
2. SE a *temperatura* for “cool” E a *pressão* estiver “ok”, ENTÃO a *ação da válvula* será “Z”,
3. SE a *temperatura* for “nominal” E a *pressão* estiver “low”, ENTÃO a *ação da válvula* será “P1”,
4. SE a *temperatura* for “nominal” E a *pressão* estiver “ok”, ENTÃO a *ação da válvula* seraá “Z”.

Sendo assim, o cálculo das funções de pertinência na saída (consequentes das regras) são, respectivamente:

[μCOOL(T) = 0,48] E [μLOW(P) = 0,57] => μP2(Desloc) = mín(0,48;0,57) = 0,48

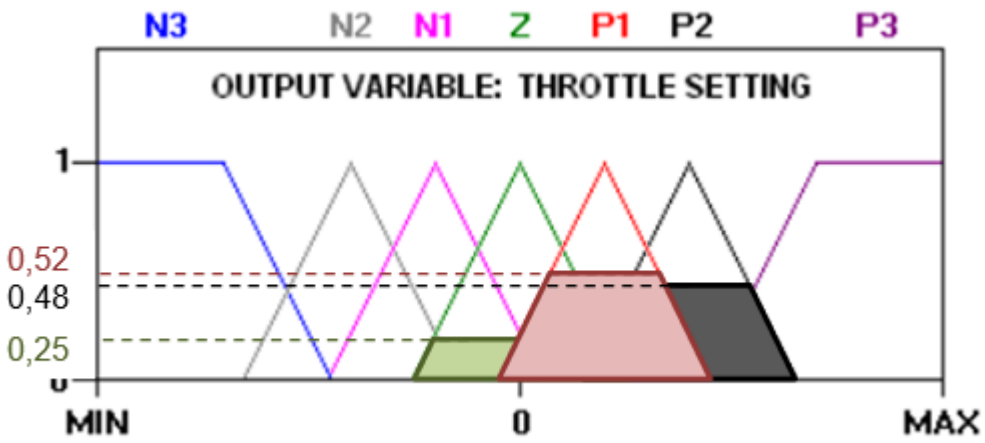
[μCOOL(T) = 0,48] E [μOK(P) = 0,25] => μZ(Desloc) = mín(0,48;0,25) = 0,25

[μNOMINAL(T) = 0,52] E [μLOW(P) = 0,57] => μP1(Desloc) = mín(0,52;0,57) = 0,52

[μNOMINAL(T) = 0,52] E [μOK(P) = 0,25] => μZ(Desloc) = mín(0,52;0,25) = 0,25

E seguem analogamente ao resultado visto na Figura 28. Observando-se o universo de discurso da variável de saída “ação da válvula”, seus conjuntos difusos ficam truncados no nível do valor de cada pertinência obtido (Figura 29).

Figura 29 - resultado da aplicação das regras na variável de saída



Fonte: https://en.wikipedia.org/wiki/Fuzzy_control_system

A questão final é: qual o valor do deslocamento da válvula a ser efetivamente aplicado, dado que três conjuntos difusos (Z, P1 e P2) na variável de saída, em níveis de pertinência diferentes (0,52, 0,48 e 0,25) foram acionados? É razoável supor que o deslocamento seja um valor contido em P1, que apresentou a maior pertinência na saída, porém, é razoável também ponderar a pertinência dos outros conjuntos Z e P2. O cálculo do deslocamento é obtido por um processo denominado *defuzificação*, ou seja, a transposição do domínio difuso para o real no universo de discurso de saída.

3.6.1 Defuzificação

É o processo de produzir um resultado quantificável com conjuntos difusos e graus de pertinência correspondentes. É o processo que mapeia um conjunto difuso

para um conjunto clássico. A defuzificação permite interpretar os graus de pertinência dos conjuntos difusos em uma decisão específica ou valor real.

O método de defuzificação mais simples, porém menos útil, é tomar o conjunto com a maior pertinência (no exemplo do item anterior é P1). O problema com essa abordagem é que perde informações ao ignorar os demais conjuntos de saída acionados com pertinência não nula.

Uma técnica comum de defuzificação é o centro de gravidade. Primeiro, os resultados das regras devem ser adicionados de alguma forma. A função de pertinência de conjunto difuso mais típica possui o gráfico de um triângulo. Esse triângulo cortado em uma linha horizontal no nível da pertinência de saída calculada forma um trapezoide (Figura 29). O primeiro passo da defuzzificação tipicamente "corta" partes dos gráficos para formar trapézios (ou outras formas se as formas iniciais não for triângulos). Todos esses trapézios estão sobrepostos, formando uma única forma geométrica. Então, o centroide dessa forma, chamado de centroide difuso, é calculado. A coordenada x do centroide é o valor defuzificado, que em sistemas de controle é enviado para o atuador.

Existem muitos métodos diferentes de defuzificação disponíveis (VAN; LEEKWIJCK; KERRE, 1999):

1. AI (integração adaptativa) [2]
2. BADD (distribuições básicas de defuzificação)
3. BOA (bissetriz de área)
4. CDD (definição de decisão de restrição)
5. COA (centro da área)
6. COG (centro de gravidade)
7. ECOA (centro alargado de área)
8. EQM (método de qualidade estendida)
9. FCD (Fuzzy clustering defuzification)
10. FM (média difusa)
11. FOM (primeiro do máximo)
12. GLSD (definição geral defuzificação definida)
13. ICOG (centro de gravidade indexado)
14. IV (valor de influência) [3]
15. LOM (último do máximo)
16. MeOM (média dos máximos)

17. MOM (meio do máximo)
18. QM (método de qualidade)
19. RCOM (escolha aleatória do máximo)
20. SLIDE (semi-linear defuzification)
21. WFM (média difusa ponderada)

Desses métodos, os mais tradicionais e utilizados são:

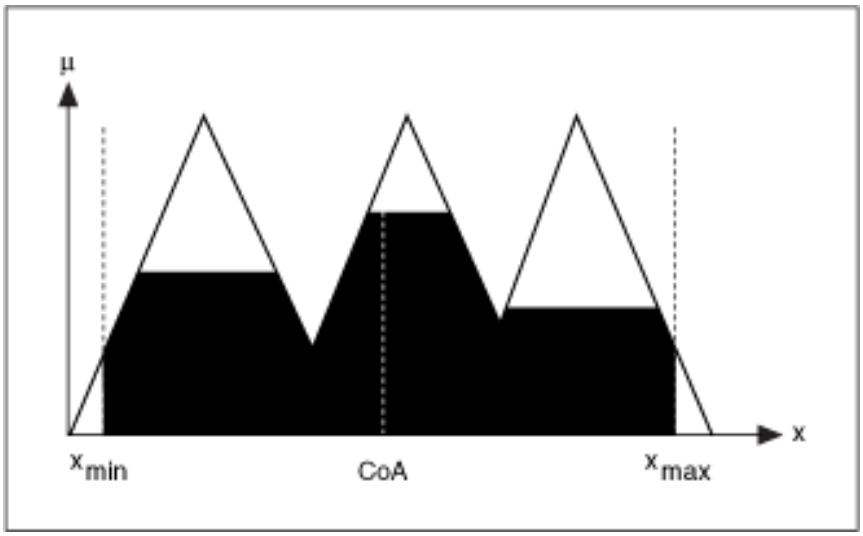
1. Centro de Área

No método de defuzificação do Centro de Área (CoA), o controlador de lógica difusa primeiro calcula a área sob as funções de pertinência truncadas, dentro do alcance da variável de saída. O controlador de lógica difusa usa então a seguinte equação para calcular o centro geométrico desta área.

$$\text{CoA} = \frac{\int_{xmin}^{xmax} f(x).xdx}{\int_{xmin}^{xmax} f(x)dx} \tag{11}$$

em que CoA é o centro da área, x é o valor da variável linguística, e x_{min} e x_{max} representam o alcance da variável linguística. A Figura 30 ilustra o método de defuzificação CoA em que, μ é o grau de pertinência e a parte sombreada do gráfico representa a área sob as funções difusas truncadas.

Figura 30 - Defuzificação pelo Centro da Área



Fonte: National Instruments. http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/370401G-01/lvpid/defuzzification_methods/

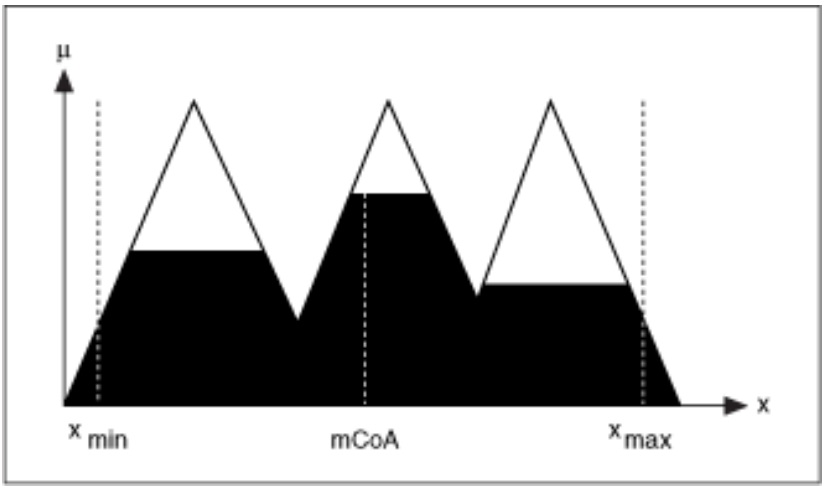
2. Centro da área modificado

O método de defuzificação do Centro de Área modificado é semelhante ao Centro de Área. No entanto, o controlador de lógica difusa considera a área total sob as funções de pertinência truncadas, mesmo que essa área se estenda além do alcance da variável de saída. O controlador de lógica difusa usa a seguinte equação para calcular o centro geométrico da área total sob as funções de associação escalonadas.

$$_{m}\text{CoA} = \frac{\int f(x).xdx}{\int f(x)dx} \qquad (12)$$

Em que mCoA é o centro de área modificado. O intervalo de integração está entre o valor mínimo e o valor máximo da função pertinência. Observe que esse intervalo pode se estender além do alcance da variável de saída. A Figura 31 ilustra o método de defuzificação CoA modificado:

Figura 31 - Defuzificação pelo Centro da Área modificado

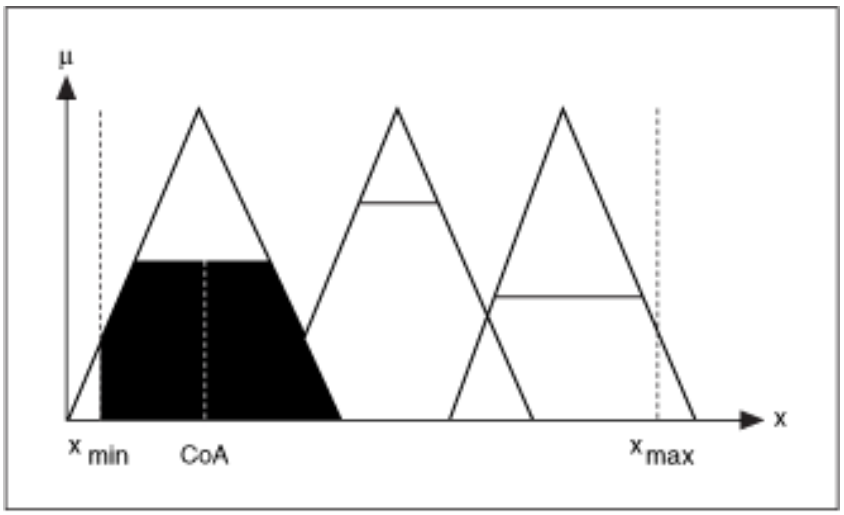


Fonte: National Instruments. http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/370401G-01/lvpid/defuzzification_methods/

3. Centro das Somas

No método de defuzificação Centro das Somas (CoS), o controlador de lógica difusa primeiro calcula o centro geométrico da área para cada função de associação, como ilustra a Figura 32.

Figura 32 - Defuzificação pelo Centro das Somas



Fonte: National Instruments. http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/370401G-01/lvpid/defuzzification_methods/

O controlador de lógica difusa então usa a equação 13 para calcular uma média ponderada do centro geométrico da área para todas as funções de associação.

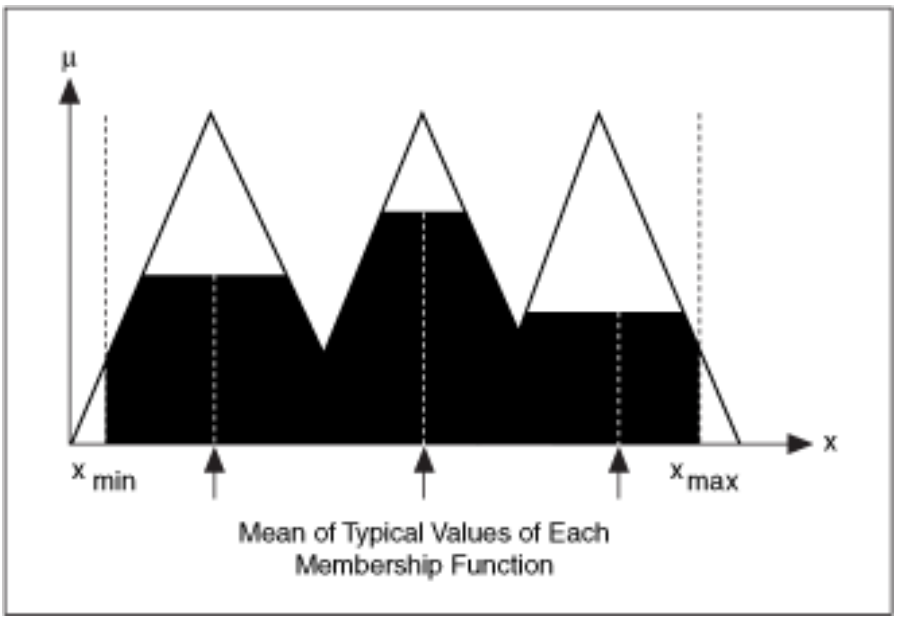
$$X_{final} = \frac{CoA_1 area_1 + CoA_2 area_2 + ... + CoA_n area_n}{area_1 + area_2 + ... + area_n} \quad (13)$$

Em que CoA_n é o centro geométrico da área da função de pertinência truncada *n* e $area_n$ é a área da função de pertinência truncada *n*.

4. Centro dos Máximos

No método de defuzificação do Centros dos Máximos (CoM), o controlador de lógica difusa determina primeiro o valor numérico típico para cada função de pertinência truncada, como ilustra a Figura 33. O valor numérico típico é a média dos valores numéricos correspondentes ao grau de pertinência em que a função foi truncada.

Figura 33 - Defuzificação pelo Centro dos Máximos



Fonte: National Instruments. http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/370401G-01/lvpid/defuzzification_methods/

O controlador de lógica difusa então usa a equação 14 para calcular a média ponderada dos valores típicos.

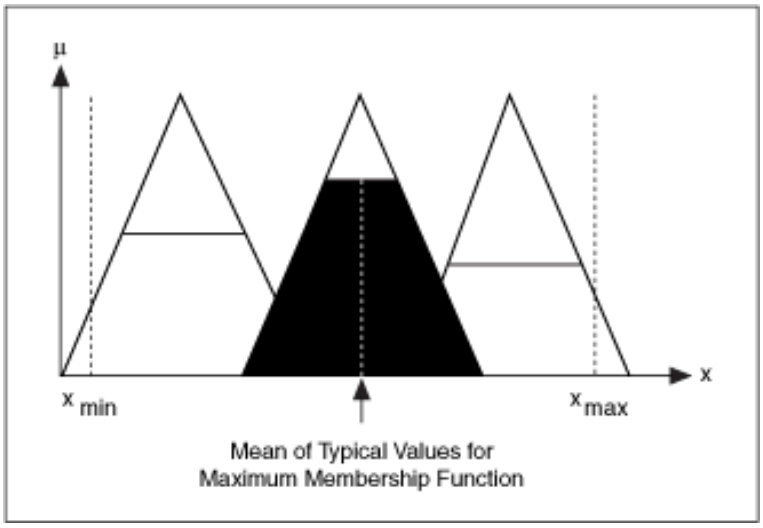
$$x_{final} = \frac{x_1\mu_1 + x_2\mu_2 + \ldots + x_n\mu_n}{\mu_1 + \mu_2 + \ldots + \mu_n} \quad (14)$$

em que x_n é o valor numérico típico para a função de pertinência *n* e μ_n é o grau de pertinência em que a função *n* foi dimensionada.

5. Média do Máximo

No método de defuzificação Média do Máximo (MoM), o controlador da lógica difusa primeiro identifica a função com o maior grau de pertinência. O controlador de lógica difusa então determina o valor numérico típico para essa função de pertinência, que é a média dos valores numéricos correspondentes ao grau de pertinência em que a maior função foi truncada. A Figura 34 ilustra o método de defuzificação MoM.

Figura 34 - Defuzificação pela média dos máximos



Fonte: National Instruments. http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/370401G-01/lvpid/defuzzification_methods/

6. Recomendações para os métodos de defuzificação

- Aplicações em malha fechada.

É importante a continuidade da função de saída no controle, evitando-se descontinuidades bruscas, instabilidade e oscilações, sendo mais aconselhável o CoG (centro de gravidade) e seus semelhantes, como o Centro de Área (CoA).

- Reconhecimento de padrões

O método média do máximo (MOM) pode ser usado, pois, para identificação de objetos pelo sinal de um sensor, o resultado mais pertinente se torna mais interessante. A classificação de objetos relaciona o conjunto de saída mais provável às características de cada objeto.

- Suporte à decisão

Nesse caso, prefere-se o centro do máximo (CoM) para decisões quantitativas e o MOM para decisões qualitativas. (NASCIMENTO; JÚNIOR; YONEYAMA, 2000)

Neste trabalho, foi adotado o método de Centro de Área para atender aos requisitos de estabilidade e suavidade do controlador, conforme exemplificado na Figura 29 e na Figura 30.

3.7 Controle por lógica difusa

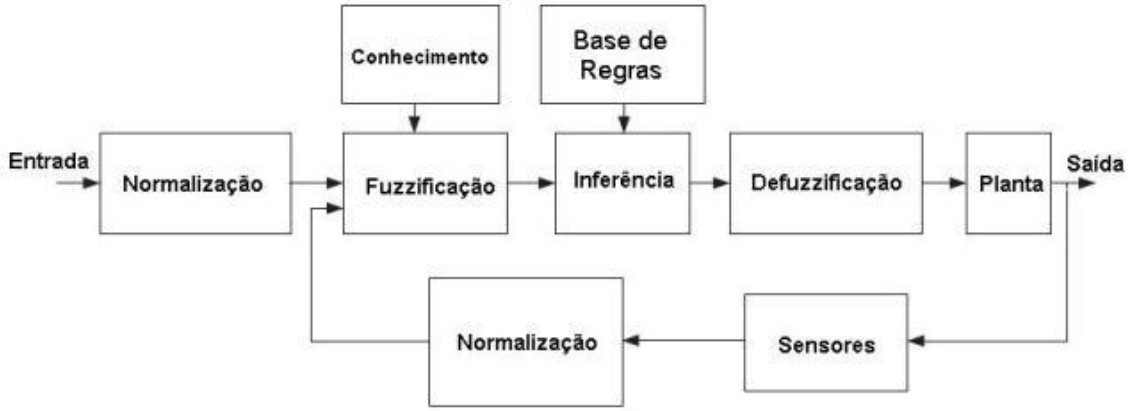
O projeto do sistema de controle difuso é baseado em métodos empíricos, basicamente uma abordagem metódica para teste e erro. O processo geral é o seguinte:

1. Documentar as especificações operacionais do sistema, as entradas e saídas.
2. Documentar os conjuntos difusos para as entradas.
3. Documentar o conjunto de regras.
4. Determinar o método de defuzificação.
5. Executar o conjunto de testes para validar o sistema, ajustando os detalhes conforme necessário.
6. Completar o documento e a versão para a produção.

A maioria dos produtos comerciais difusos são sistemas baseados em regras que recebem informações atuais no circuito de realimentação do dispositivo à medida que ele opera e controlam a operação de um dispositivo mecânico ou outro. Um sistema de lógica difusa tem quatro blocos, como mostrado na Figura 6. As informações de entrada clássicas (analógicas ou digitais) do dispositivo são convertidas em valores difusos para cada conjunto de entrada com o bloco de fuzificação. O universo do discurso das variáveis de entrada determina a escala necessária para a operação correta por unidade. A escala é muito importante porque o sistema difuso pode ser adaptado com outros dispositivos ou intervalos de operação simplesmente mudando as escalas de entrada e saída. A lógica de tomada de decisão determina como as operações da lógica difusa são realizadas (*inferência Sup-Min* - Figura 28 e Figura 29) e, juntamente com a base de conhecimento, determinam as saídas de cada uma das regras IF-THEN difusas. Esses são combinados e convertidos em valores clássicos com o processo de defuzificação. O valor de saída pode ser calculado por um dos métodos anteriormente apresentados.

A Figura 35 mostra os elementos necessários para um sistema de controle difuso. A interface com a planta ou processo ou sistema necessita de uma etapa de transdução, representada pelos blocos de normalização na entrada e na saída. Os blocos de conhecimento da figura e a base de regras captam o conhecimento especializado necessário para particionar o universo de discurso das variáveis de entrada (fuzificação). No bloco de inferência situam-se as regras (como na página 58) e o método de defuzificação escolhido gera o valor de saída do controlador.

Figura 35 - Diagrama de blocos de um controlador difuso



Fonte: https://rafaelcoronel.wordpress.com/2010/10/23/controle-fuzzy/

A seguir, no capítulo 4, descreve-se a metodologia de implementação do controlador difuso para o controle da suspensão ativa e sua especificação.

4 METODOLOGIA DE SIMULAÇÃO

A metodologia aplicada foi desenvolvida ao iniciar por uma revisão de literatura que abordou os seguintes assuntos:

a) Fundamentos da lógica *fuzzy*;
b) Controle e Modelagem *fuzzy*;
c) Uso da teoria *fuzzy* no Matlab e *Xfuzzy*;
d) Aplicação da lógica *fuzzy* em Softwares e Hardwares
e) Lógica *fuzzy* aplicada em Engenharias

Após a revisão literária o trabalho partiu para uma pesquisa exploratória com o objetivo de entender e desenvolver sistemas utilizando a lógica *fuzzy*. A partir de então, as simulações no software Matlab foram desenvolvidas envolvendo não somente a Lógica *fuzzy* como também o sistema tradicional PD.

Antes de representar essa função de transferência num diagrama de blocos, com o intuito de avaliar o tipo de sistema, bem como sua estabilidade. Seguem-se algumas explicações de algumas definições importantes para a sequência do trabalho executado.

Um sistema de controle é um conjunto de agentes externos (físicos) que se relacionam de forma regular e dinâmica a si mesmos e a outros sistemas. Dessa forma o sistema dinâmico é um conjunto de ações externas que, quando excitadas, são processadas emitindo a resposta de saída. Um projeto se diz eficaz quando a descrição do sistema físico que se deseja controlar é um bom modelo, ou seja, o modelo é a representação matemática de uma situação real, e ele será utilizado para prever o desempenho do sistema físico em serviço.

A modelagem de sistemas envolve diversas etapas:

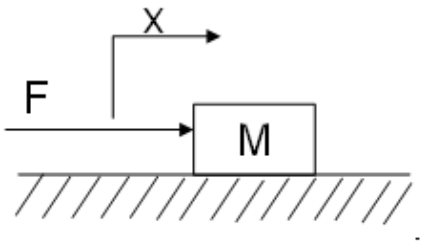
- ✓ Estabelecer um diagrama do sistema e definir variáveis;
- ✓ Com as leis da Física, escrever equações para cada componente e combiná-las de acordo com o diagrama do sistema;
- ✓ Validar o modelo por comparação com resultados experimentais.

Já os modelamentos matemáticos são conjuntos de equações capazes de fornecer uma representação razoável da realidade. As equações diferenciais são as ferramentas principais para a construção de modelos elétricos, mecânicos e térmicos. E pelas das leis da física é que se pode controlar esses sistemas. Assim tem-se as Leis de Newton para os sistemas mecânicos e leis de Kirchhoff para os sistemas

elétricos. Logo, quanto mais variáveis, mais haverá complexidade, uma vez que a precisão está voltada proporcionalmente à complexidade em relação ao modelo matemático.

A Figura 36 mostra o deslocamento da massa, e a Figura 37 o deslocamento da mola.

Figura 36 - Deslocamento da massa



F= força(N)

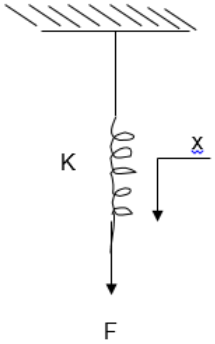
M=massa (kg)

X = deslocamento (m)

Fonte: elaboração própria

Massa (M) = concentra a energia cinética do movimento de translação [Kg].

Figura 37 - Deslocamento da mola



F= força(N)

K=mola (N/m)

X = deslocamento (m)

F = Kx

F-Kx = 0

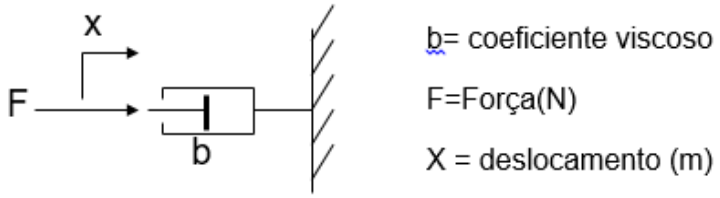
Fonte: elaboração própria

Mola (K) = armazena energia potencial

Um amortecedor de êmbolo é também chamado de amortecedor pistão. Conforme Figura 38, o mesmo tem um pistão e um cilindro com óleo, portanto o movimento relativo entre a haste do pistão e o cilindro há a resistência do óleo, que

deve fluir em volta do pistão de um lado para outro, e assim o amortecedor absorve a energia e essa é dissipada em forma de calor e o amortecer a pistão não armazena qualquer energia cinética ou potencial.

Figura 38 - Deslocamento do amortecedor



Fonte: elaboração própria

Amortecedor (b) = Dissipa energia em forma de calor em vez de armazená-la.

O desenvolvimento do modelo partiu do uso de um modelo de sistema de malha fechada de um sistema mola-massa- amortecido, como mostra a Figura 39, sendo representado pela função de transferência (FT):

$$G(s) = \frac{1}{40s^2+10s+100}$$

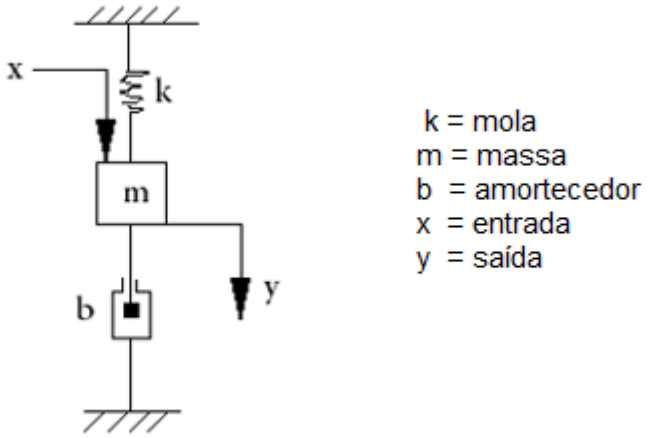
E essa FT pode ser representada matematicamente da seguinte forma:

$my'' + ky + by' = x$

$[ms^2 + bs + k].Y(s) = X(s)$

$Y(s) / X(s) = G(s) = 1 / (ms^2+bs+k) = 1 / (40s^2+10s+100)$

Figura 39 - Sistema mecânico vibratório

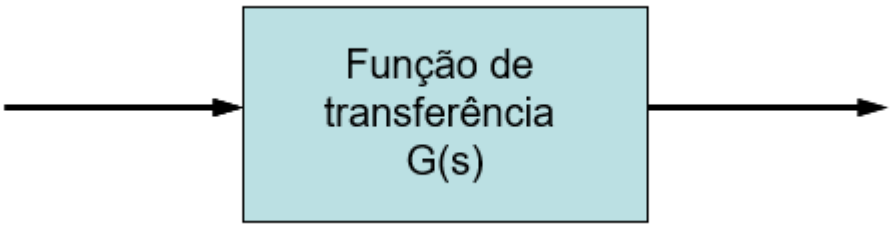


Fonte: OGATA, 2010 5ª edição página 213

Para a metodologia de simulação foi utilizado inicialmente o diagrama de blocos (DB) com a função de transferência já citada (Figura 39), com controlador PD tradicional, depois foi incluindo no bloco a lógica *fuzzy* , que simula o controle sem os ajustes dos parâmetros e por fim, a lógica *fuzzy* com os ajustes. Porém para demonstrar este DB cabe aqui esclarecer o que é um diagrama de blocos. (OGATA, 2010)

Existe a possibilidade do sistema de controle ter vários componentes e para exibir as funções de transferência desses componentes utiliza-se normalmente na engenharia os diagramas de blocos. Esses são denominados como as representações gráficas das funções executadas pelos componentes e do fluxo de sinais entre eles, por isso o diagrama de blocos possui a vantagem de indicar mais claramente o fluxo de sinais do sistema real. As variáveis do sistema são ligadas uma as outras por meio de blocos funcionais, isto é, símbolos matemáticos aplicados ao sinal de entrada do bloco que produz o sinal de saída. (OGATA, 2010). A Figura 40 dá a ideia simples do DB.

Figura 40 - Diagrama de bloco simples com uma FT dita como $G_C(s)$



Fonte: OGATA, 2010 5ª edição página 15

Existem porém, outros componentes que ajudam a compor o diagrama de blocos como mostra a Figura 41.

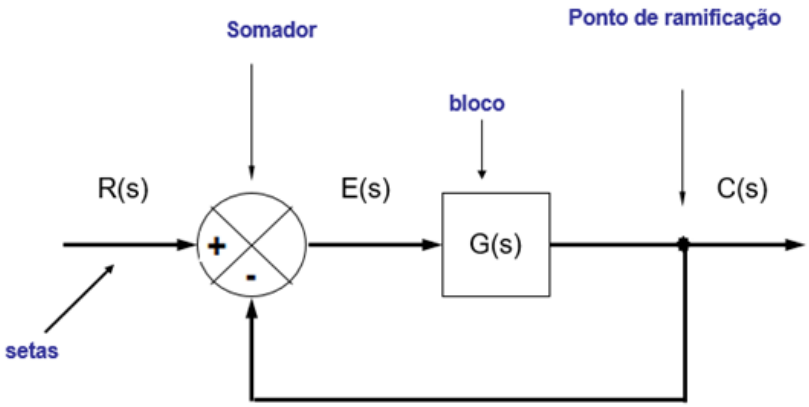
Setas: indicam univocamente o fluxo dos sinais no sistema, isto é, não é possível haver passagem de sinais sem sentido contrário ao indicado pelas setas. As setas são genericamente denominadas *sinais*.

Somador ou ponto se soma: é um círculo com uma cruz indicando operação de soma. O sinal no final de cada seta indica soma ou subtração. É o elemento responsável por unir sinais provenientes de diversos pontos do sistema.

Bloco ou bloco funcional: representa a função de transferência que há entre o sinal de saída e o sinal de entrada, no domínio da frequência.

Ponto de bifurcação de ramificação: é um ponto que indica que o sinal que vem de um bloco avança simultaneamente em direção a outros blocos ou somadores

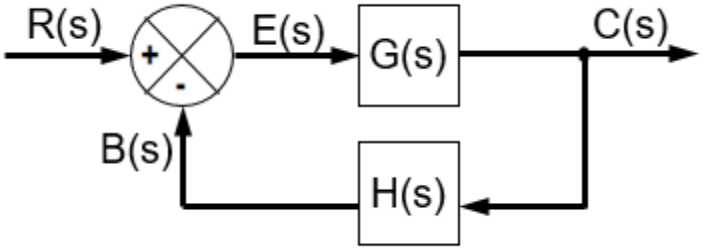
Figura 41 - Diagrama de blocos de malha fechada com realimentação unitária



Fonte: OGATA, 2010 5ª edição página 16

Os sistemas de controle de malha fechada são sistemas de controle com realimentação para reduzir o erro do sistema (diferença entre o sinal de entrada e o sinal de realimentação), ou seja, realimenta o controlador minimizando o erro e acertando a saída do sistema ao valor desejado. Em outras palavras o FTMF compara a saída com a entrada e controla o processo se o erro for diferente de zero (OGATA , 2010). Como mostram as Figura 42 e Figura 43

Figura 42 - Diagrama de blocos de malha fechada



Fonte: OGATA, 2010 5ª edição página 16

Figura 43 - Identificações das nomenclaturas utilizadas no digrama de blocos

- **C(s)** (saída) é realimentada ao somador e comparada à referência de entrada **R(s)**;
- **G(s)** = é a função de transferência;
- **E(s)** = Erro
- **H(s)** = elemento de realimentação;
- **B(s)** = sinal de realimentação, enviado ao somador para comparação com o sinal de entrada.

Fonte: Própria autora

Como visto anteriormente, um sistema de controle de malha fechada é caracterizado pela realimentação de um sinal proveniente da saída até a entrada, para

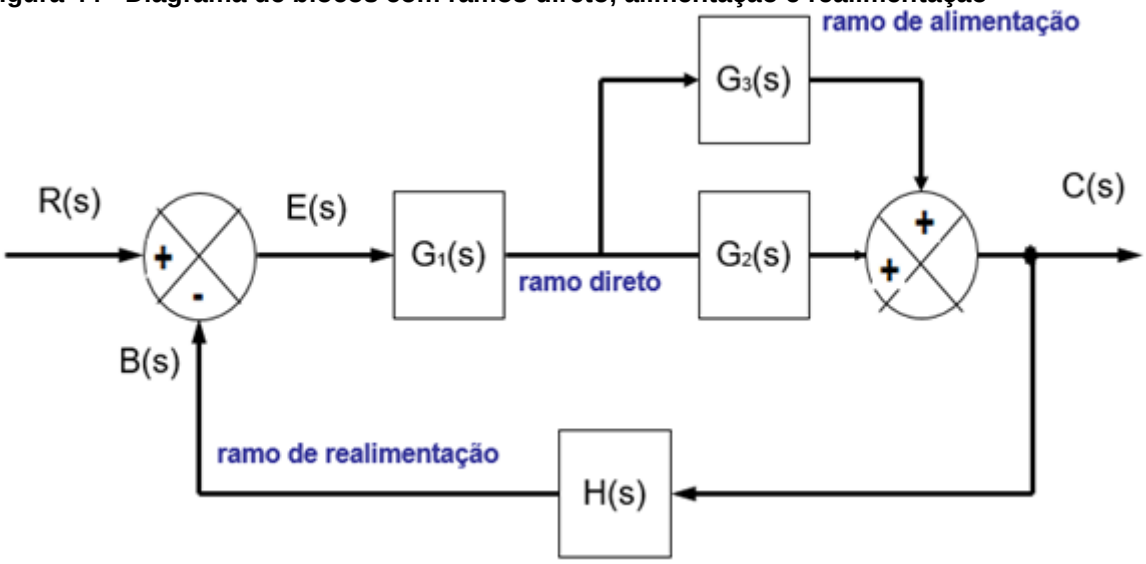
que possa ser comparado a um sinal de referência. Em relação às trajetórias do sinal em um sistema de controle em malha fechada, pode-se definir o que se chama de ramo direto, ramo de alimentação e ramo de realimentação (OGATA , 2010), como mostra a Figura 44.

O ramo direto é aquele que sempre conduz na direção entrada-saída e, geralmente porém não obrigatoriamente, as funções de transferência de seus blocos são representadas por $G_i(s)$, onde i é um número inteiro.

O ramo de alimentação está sempre disposto em paralelo ao ramo direto e também conduz o sinal na direção entrada-saída; suas funções de transferência são igualmente representadas por $G_i(s)$.

O ramo de realimentação contém os blocos responsáveis por conduzir o sinal da saída para a entrada. As funções de transferência eventualmente existentes nesse ramo são normalmente designadas por $H_i(s)$

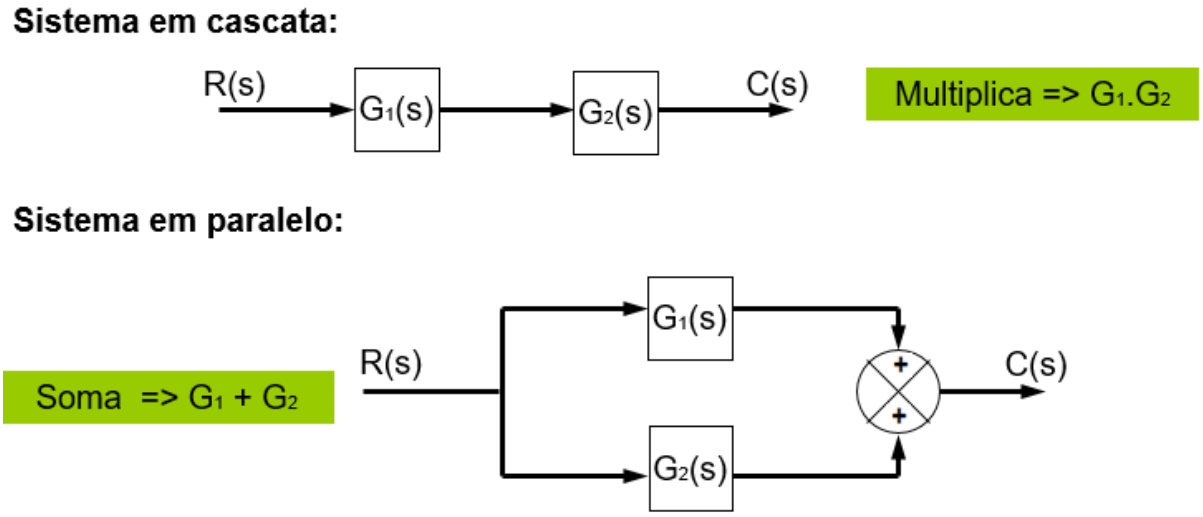
Figura 44 - Diagrama de blocos com ramos direto, alimentação e realimentação



Fonte: elaboração própria

É importante salientar que além do diagrama de blocos existe ainda a álgebra do diagrama de blocos (Figura 45), que consistem em algumas regras para definir a FT geral do sistema.O que siganifica dizer se o sistema está em série (cascata) ou em paralelo. Nos sistemas demonstrados na Figura 45 vê-se que, para encontrar a FT geral de um sistema se o mesmo estiver em série(cascata) devem-se multiplicar as FT's. No entanto, se estiver em paralelo devem-se somar as FT's (OGATA , 2010).

Figura 45 - Álgebra de diagrama de blocos



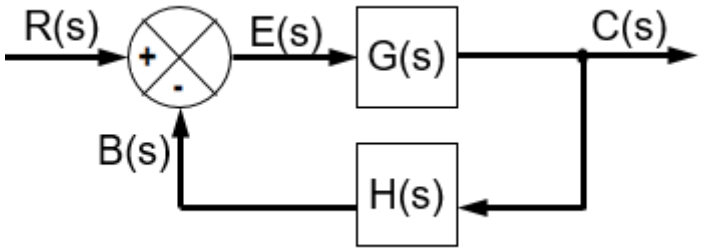
Fonte: Ogata, 2010, 5ª edição, página 17

No entanto quando o sistema apresenta realimentação é necessário aplicar a regra dita como:

$$C(s) / R(s) = G(s) / 1+G(s).H(s)$$

A Figura 46 demonstra o DB dessa FT: C(s) / R(s).

Figura 46 - Sistema com realimentação negativa



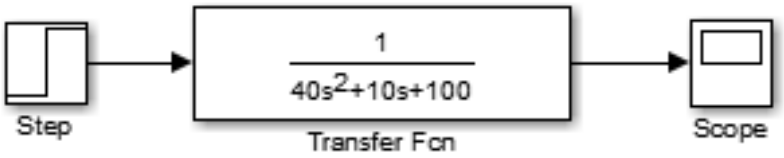
Fonte: Ogata, 2010, 5ª edição, página 17

Com a definição de diagrama de blocos, inicia-se aqui o uso do DB no Simulink do Malab da função de transferência G(s):

$$G(s) = 1 / (40s^2+10s+100)$$

Na Figura 47 o digrama de blocos inicia com o step que representa o degrau unitário, isto é, a entrada do sistema, que é chamado de impulso inicial do sistema e ou *"ponta pé inicial do sistema* ". Sabendo-se que o mesmo inicia do zero(0), e vai até um (1) com um intervalo de tempo de 1 segundo(s). O diagrama então parte para a FT do sistema e segue para sua saída (scope) demonstrada por um gráfico (Figura 48).

Figura 47 - Diagrama de blocos com a função de transferência do modelo do sistema mecânico vibratório



Fonte: elaboração própria

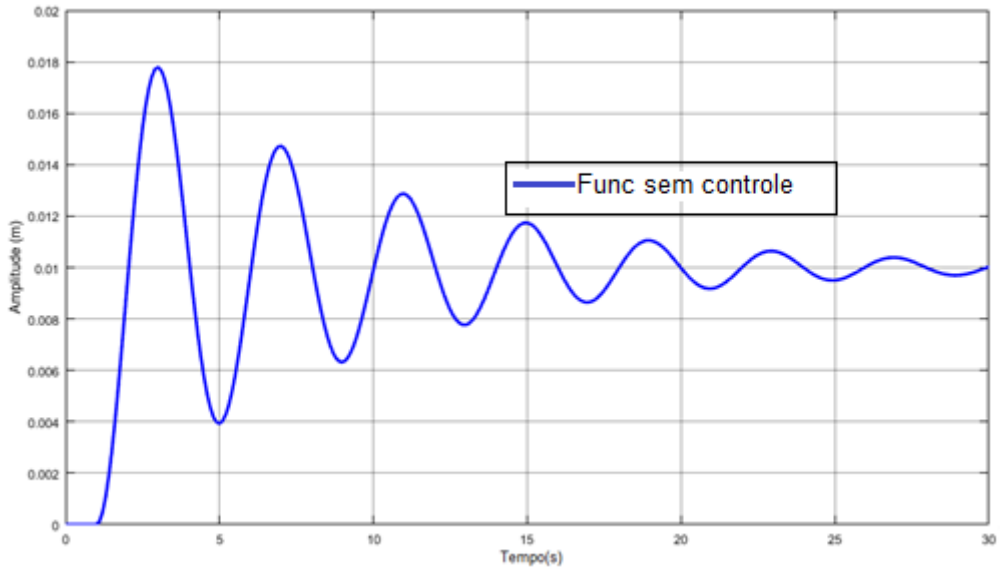
A Figura 48 ilustra o resultado da FT do sistema vibratório, demonstrando que realmente o sistema vibra, ou seja, o sistema é subamortecido, pois possui um polo na origem s=0, isso porque a entrada do sistema vem de R(s) = 1/s que representa o degrau unitário, e como os polos são calculados a partir do denominador da FT, logo há um polo na origem s=0. Além do polo da origem, proveniente do degrau unitário, há ainda dois polos complexos provenientes do sistema, ou seja, vindos da função de transferência dada como:

Resolvendo o denominador por Báscara obtém-se os seguintes polos:

$\Delta = b^2 - 4.a.c = 10^2 - 4.40.100 = 100 - 16000 = = -15900$

$$\frac{-b \pm \sqrt{\Delta}}{2a} = \frac{-10 \pm \sqrt{-15900}}{2.40} = \frac{-10 \pm 126j}{80} = -0.125 + 1.6j \quad e \; -0.125 - 1.6j$$

Figura 48 - Resultado da simulação do modelo do sistema mecâncio vibratório



Fonte: elaboração própria

Os polos que geram reposta natural estão em -0.125$\pm$ 1.6j, isto é, uma parte real (-0.125) e dois polos oscilatórios ($\pm$ 1.6j). E esses mesmos polos podem ser encontrados pela programação do Matlab por meio do Quadro 8:

Quadro 8 - FT G(S) do sistema vibratório

```
>> %representação da função G(s)
m=40;
b=10;
k=100;
G=tf(1,[m b k])

G =

        1
  -------------------
  40 s^2 + 10 s + 100

Continuous-time transfer function.

>> %representação dos polos de G(s)
figure(1)
rlocus(G)
```

Fonte: elaboração própria

O programa juntamente com a Figura 49 mostraram exatamente o que os cálculos apresentaram; um sistema com dois polos complexos conjugados com uma parte real caracterizando um sistema subamortecido. A tabela de Routh abaixo também indica que o sistema está estável, pois não há mudança de sinal na primeira coluna dessa tabela.

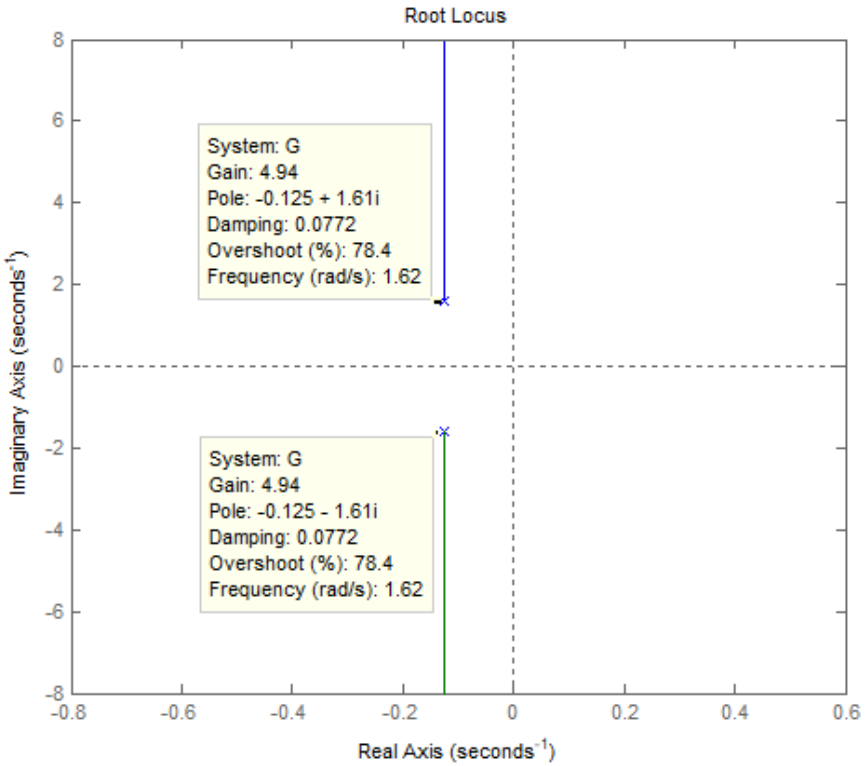
Tabela de Routh

$40s^2 + 40s + 100 = 0$ => equação característica

s^2	40	100	0
s^1	10	0	0
s^0	100	0	0

A 1ª coluna da tabela de Routh mostra sistema estável, sem mudança de sinal, o que significa que não há polos no semiplano da direita com mostra a Figura 49.

Figura 49 - Representação dos polos da FT do sistema vibratório



Fonte: elaboração própria

4.1 Controlador PD

O Controlador PD é aquele formado pelas duas componentes; a proporcional e a derivativa. Segundo a empresa National Instruments (NI), em sua publicação de 13 de Dezembro de 2011 - Explicando a Teoria PID (Instuments, 2011), a componente proporcional depende apenas da diferença entre o ponto de ajuste e a variável de processo, ou seja, o erro. Em outras palavras, o ganho K_p determina a taxa de reposta de saída para o sinal de erro. Isso significa que, ao aumentar o ganho proporcional aumenta-se a velocidade de resposta do sistema de controle. Dessa forma é possível então dizer que: “quanto maior a ação do K_p menor o offset”, porém ele nunca zera.

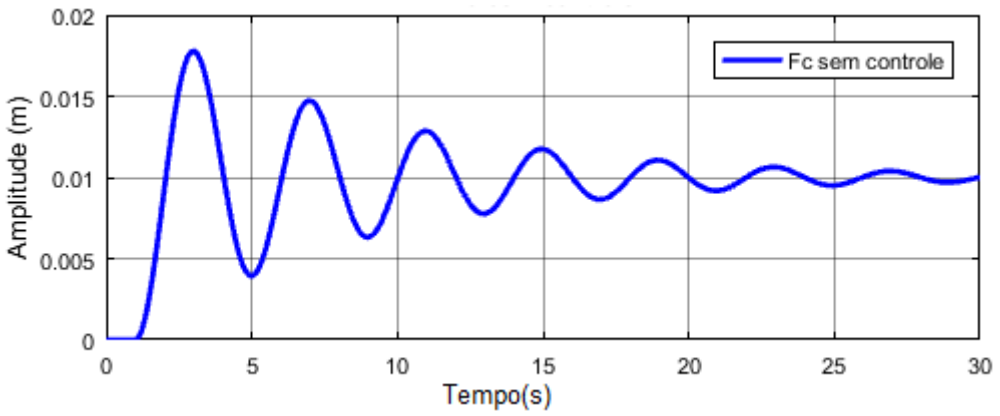
Já a componente derivativa, também segundo NI, faz com que a saída diminua se a variável de processo está aumentando rapidamente. A derivada de resposta é proporcional à taxa de variação da variável de processo. Ou seja, diminui o esforço do controlador de acordo com a taxa de variação do erro, ou seja, quanto mais rápido o erro diminui menor será a ação do controlador logo esse fato reduz a probabilidade de *orvershoot* e instabilidade. No entanto, se ação derivativa for muito forte pode causar instabilidade por si própria. Então, surge a ideia de se trabalhar com o controlador PD, trabalhando o ganho proporcional junto o derivativo. As duas componentes combinadas têm o poder de comunicar com antecedência a ação do controle com o objetivo de deixar o processo mais rápido. Logo, o sinal de controle a ser aplicado é proporcional a uma previsão da saída do processo.

Observa-se agora um exemplo utilizando a mesma FT. do sistema vibratório:

$$G(s) = 1 / (40s^2+10s+100)$$

Sabe-se mediante simulações anteriores que essa é a função de transferência de um sistema subamortecido, ou seja, possui um polo na parte real e dois polos oscilatórios. Seguindo assim a Figura 50 que também revela um sistema sem controle, porém estabilizado:

Figura 50 - Resultado da simulação do modelo do sistema mecânico vibratório



Fonte: elaboração própria

Agora é necessário aplicar o controlador PD: utilizando a programação (Quadro 9) do Matlab é possível obter os gráficos (Figura 51) das funções de transferências do sistema com o ganho K_p e com o ganho K_d.

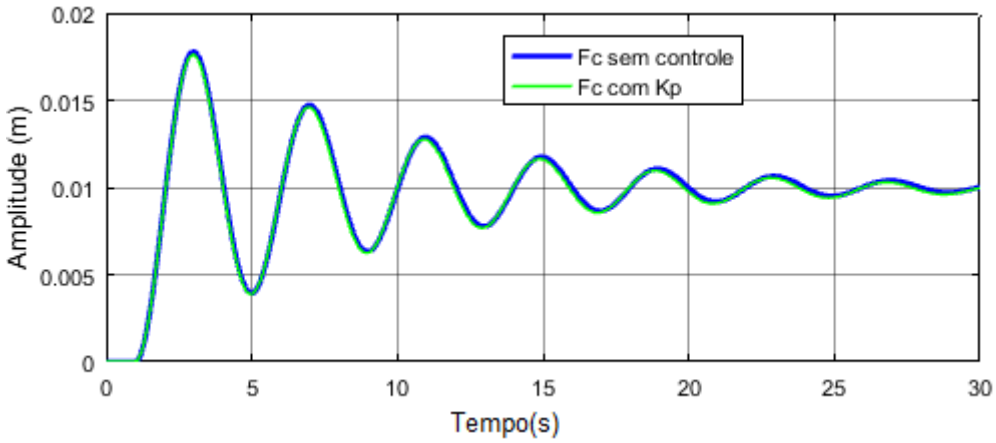
Quadro 9 – FT do sistema e com ganho K_p

```
>> %representação da função G(s)
m=40;
b=10;
k=100;
h=tf(1,[m b k])
%representação do controlador Kp
figure(1)
kp=1;
HLC1=feedback(kp*h,1)
figure(2)
step(h,HLC1)

h =

            1
  -------------------
  40 s^2 + 10 s + 100

Continuous-time transfer function.


HLC1 =

            1
  -------------------
  40 s^2 + 10 s + 101

Continuous-time transfer function.
```

Fonte: elaboração própria

Na Figura 51é possível ver o ganho K_p em verde que está sobreposto a G(s) em azul.).

Figura 51 - Resultado da G(s) com o ganho K_p



Fonte: elaboração própria

Complementando o programa é possível ver o trabalho dos dois controladores K_p e K_d (Figura 52) juntamente com a FT sem controle. O Quadro 10 mostra o programa desenvolvido para obter os gráficos da Figura 52.

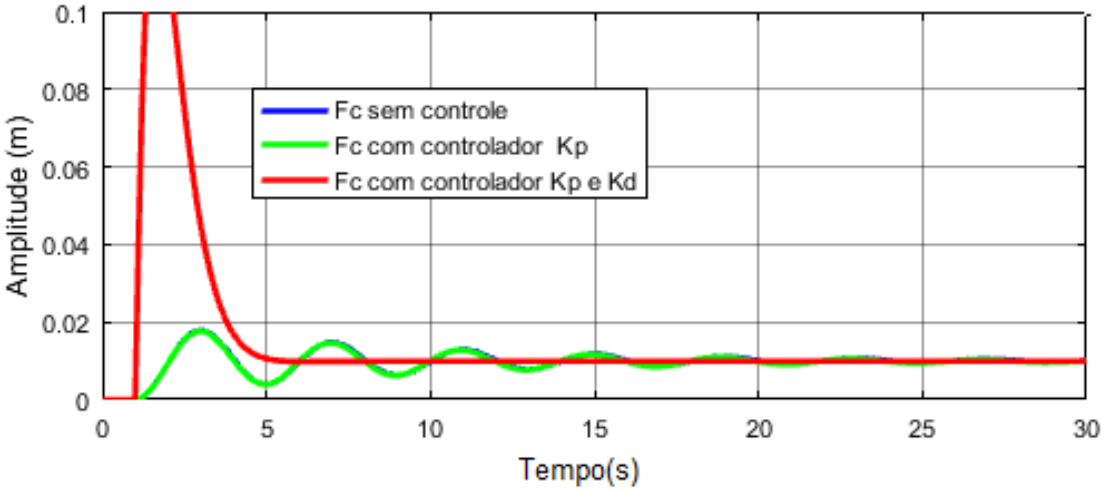
Quadro 10 - Contrador K_p e K_d

```
kd=100; % controlador kd
HLC2=feedback(tf([kd kp],1)*h,1)
figure(2)
step(h,HLC1,HLC2)

HLC2 =

       100 s + 1
  --------------------
  40 s^2 + 110 s + 101

Continuous-time transfer function.
```

Fonte: elaboração própria

Na Figura 52, a linha em vermelho mostra o controlador com k_p e k_d, vê-se que o *overshoot* não está muito bom. É possível fazer um ajuste fino nesse controlador de forma a melhorar esse *overshoot.*

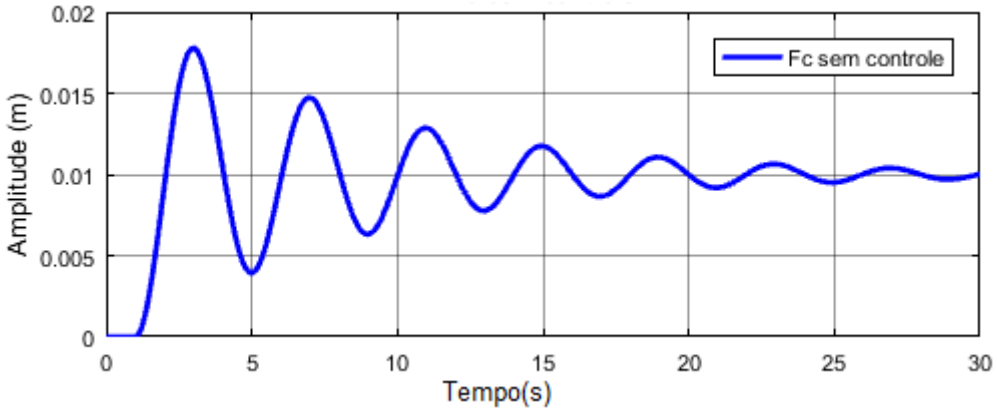
Figura 52 - Resultado do controlador PD



Fonte: elaboração própria

A Figura 53 exibe o sistema subamortecido e sem controle. Já a Figura 54 exibe o sistema controlado

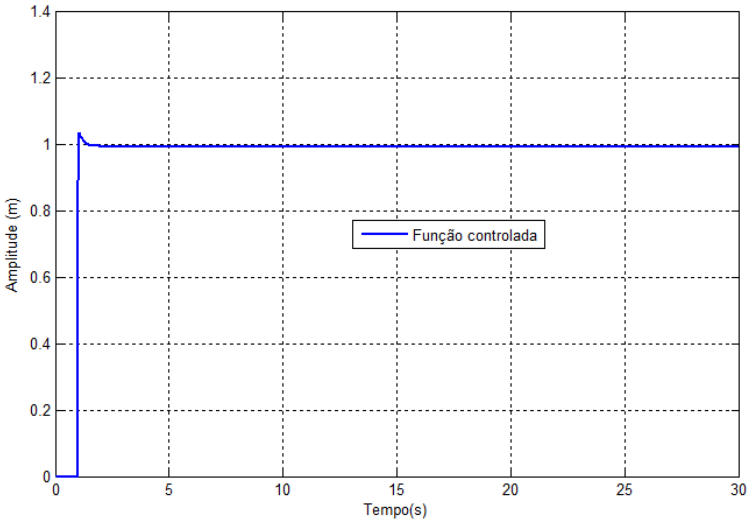
Figura 53 - Sistema sem controle



Fonte: elaboração própria

Nota-se, também na Figura 54 que o *overshoot* permaneceu entre 0 e 1 que é o sinal enviado pelo degrau unitário. No entanto, ao aplicar esse mesmo sistema no controlador FPD*fuzzy* (Figura 55), nota-se uma melhora mais significativa no *overshoot.*

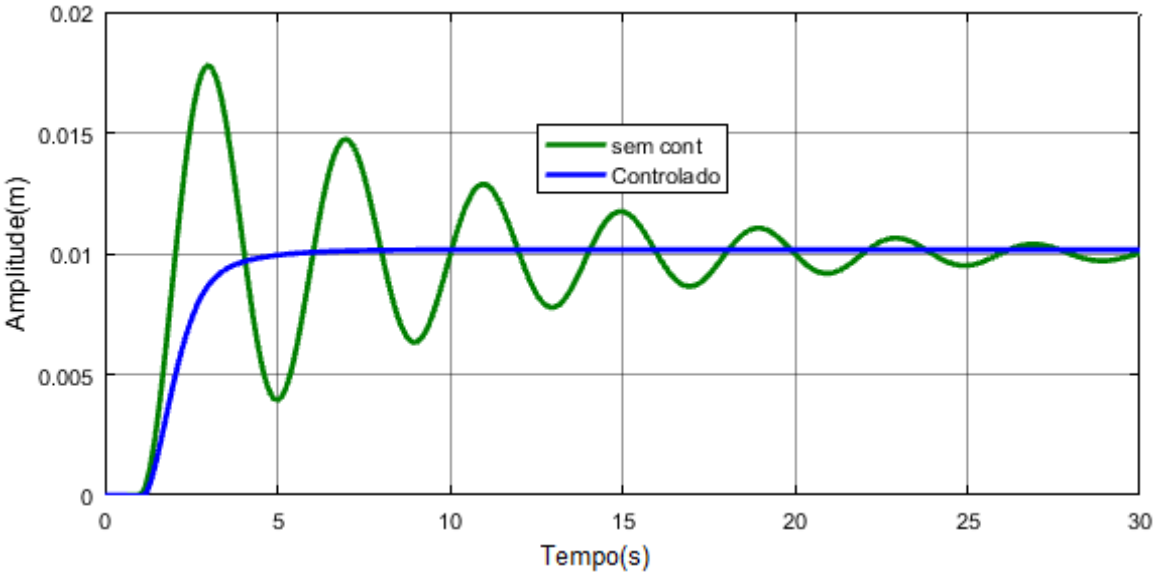
Figura 54 - Sistema controlado



Fonte: elaboração própria

Na Figura 55 o gráfico apresenta em verde o sistema sem controle, após aplicar o controle FPD*Fuzzy* o sistema se torna controlado (em azul). No entanto, vale lembrar que os mesmo dados foram utilizados tanto para o controlador PD como no controlador FPD*Fuzzy.* E esses dados serão explanados melhor no seção 4.1.1.

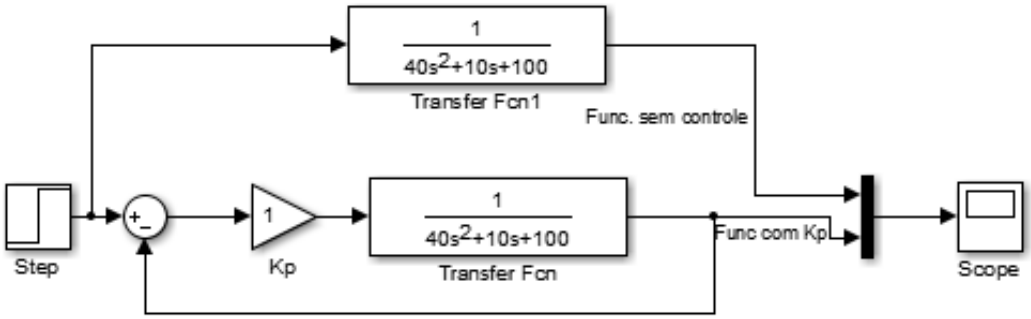
Figura 55 - Sistema com overshoot melhorado



Fonte: elaboração própria

Traduzindo esses mesmos dados para o diagrama de blocos tem-se, como mostra na Figura 56, a inclusão do ganho k_p no sistema. Com isso, é possível verificar a FT com o K_p na Figura 57 em forma de gráfico.

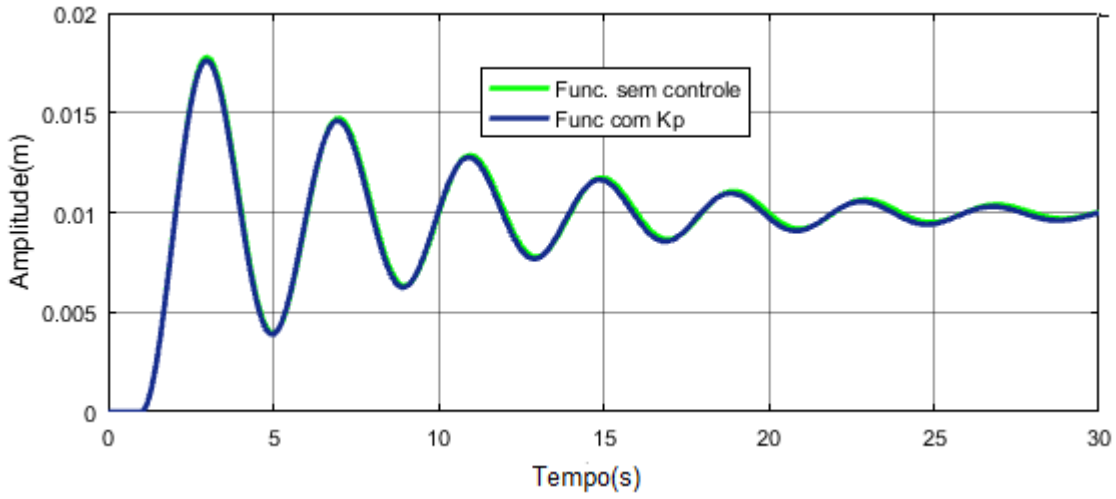
Figura 56 -Diagrama de blocos do sistema vibratório com FT e a componente K_p



Fonte: elaboração própria

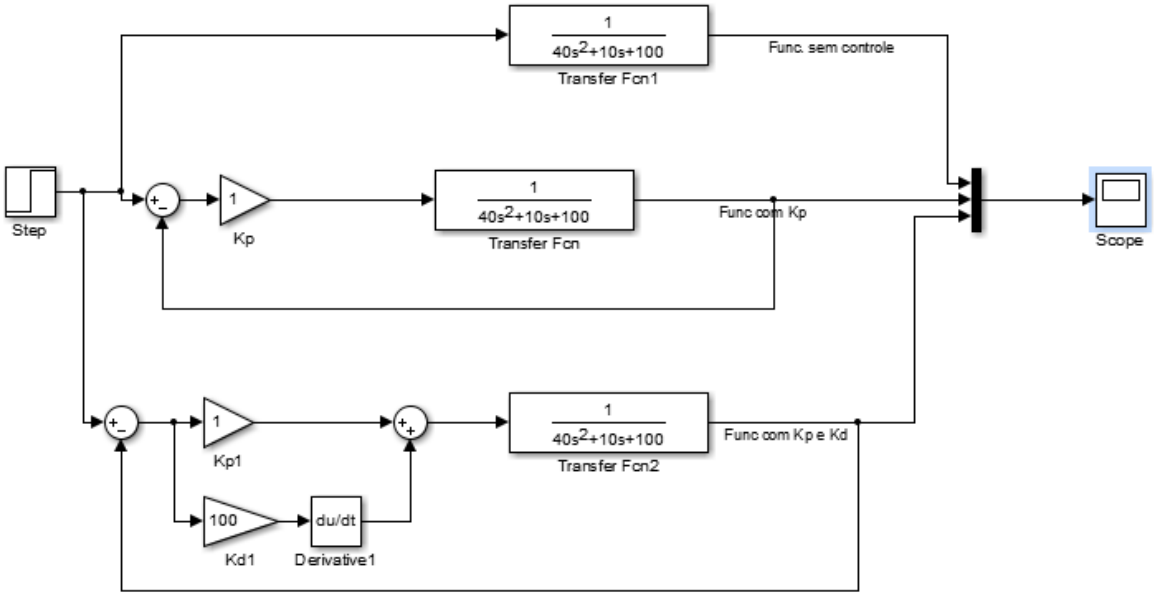
A Figura 57 mostra em verde o sistema vibratório com FT sem controle e com controle k_p (em azul). Já a Figura 58 exibe o DB completo dos ganhos K_p e K_d, juntamente com a planta do sistema

Figura 57 - Saída sistema



Fonte: elaboração própria

Figura 58 - Diagrama de blocos do sistema vibratório com FT e as componentes K_p e K_d



Fonte: elaboração própria

Nota-se pela Figura 59 que ambos os gráficos tanto na programação quanto no simulador são os mesmo, provando também o que é dito na teoria, isto é, a componente proporcional soma os valores atuais do erro, ou seja, se o erro é grande e positivo, o saída do controlador será também grande e positiva. Entretanto, para esse caso o valor de K_p = 1, aplicando as regras de álgebra de diagrama de blocos

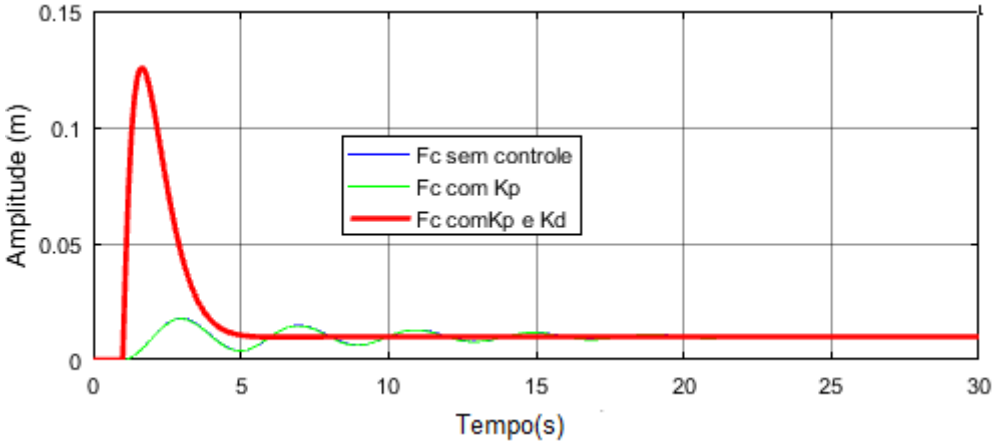
esse valor de 1 entra multiplicando a FT do sistema vibratório e como a realimentação é unitária a FT do sistema passa ser:

$$G(s) = 1 / (40s^2+10s+101)$$

Existe a mudança do valor da FT, devido ao valor de K_p seja igual a 1, tornado as amplitudes praticamente iguais e sobrepondo as mesma. No entanto, ao aplicar a componente K_d, nota-se o sistema controlado após 5 segundos. E com o controlador PD a função de transferência passa a ser:

$$G(s) = 1 / (40s^2+110s+101)$$

Figura 59 - Sistema vibratório com FT com controladores K_p e K_d



Fonte: elaboração própria

4.1.1 Ajuste dos parâmetros

Para o ajuste dos parâmetros foi necessário encontrar o valor de k_p que torna o sistema marginalmente estável, de modo que ocorram oscilações sustentadas, pode ser obtido pelo uso do critério de estabilidade de Routh (OGATA, 2010).

$$G(s) = 1 / (40s^2+10s+100)$$

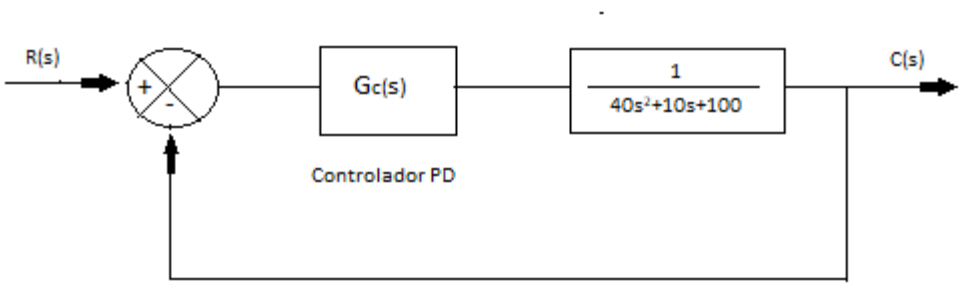
Nota-se que a Figura 60 foi introduzido o controle PD na planta dita como a FT G(s) do sistema vibratório. E para a função G(s) acima a equação característica é dada como:

$$40s^2+10s+100 = 0$$

No entanto, ao incluir a componente K_p no controlador, como mostra a Figura 60 e a Figura 61 essa equação característica é alterada para:

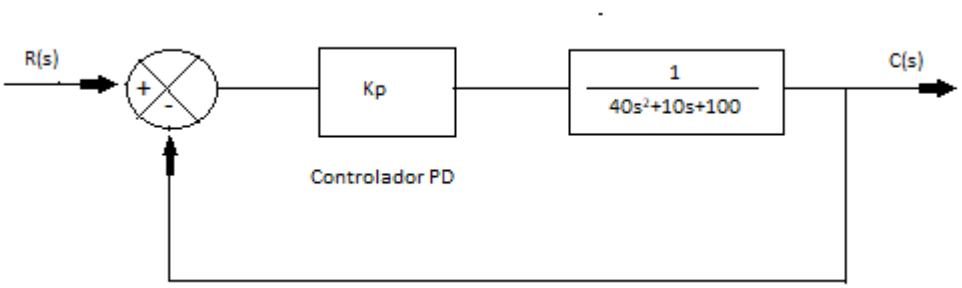
$$40s^2+10s+100 +K_p = 0$$

Figura 60 - Sistema com controle PD



Fonte: Ogata, 2010 5ª edição, página 525

Figura 61 - Componente K_p no sistema vibratório



Fonte: elaboração própria

Conforme Figura 60, a FT pela álgebra de diagrama de blocos passa a ser:

$$G(s) = \frac{K_p}{40s^2+10s+100 +K_p}$$

e a equação característica é definida como:

$$40s^2+10s+100 +K_p = 0$$

Resolvendo a tabela de Routh :

s^2	40	100+kp
s^1	10	0
s^0	100+Kp	0

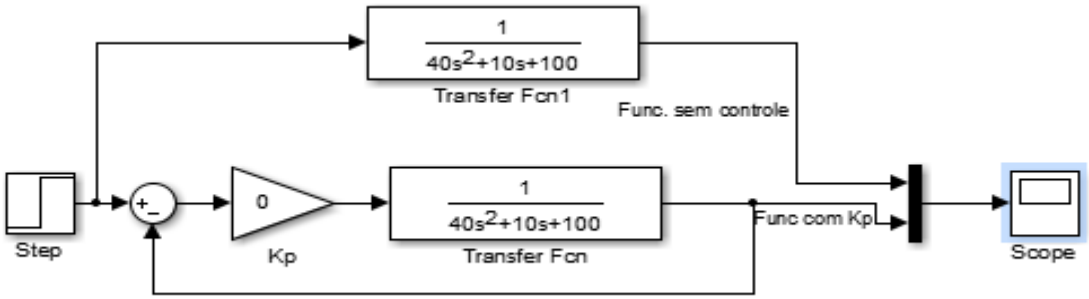
Para que haja estabilidade, K_p e todos os coeficientes na primeira coluna devem ser positivos (OGATA, 2010). Lembrando que K é o ganho do sistema em malha fechada.

$$100 + K_p > 0$$
$$K_p > -100$$

Obviamente se considerar $K_p = 0$, todos os coeficientes da primeira coluna se tornam positivos havendo estabilidade do sistema, isto é, para todos os valores maiores que -100, o sistema indica estabilidade, isso através da primeira coluna de tabela de Routh, em que não houve mudança de sinal. No entanto, quando $K_p = 0$ no sistema o ganho não admite nenhum valor para a FT a ser controlada. De forma que ao multiplicar K_p pela FT do sistema não há controle.

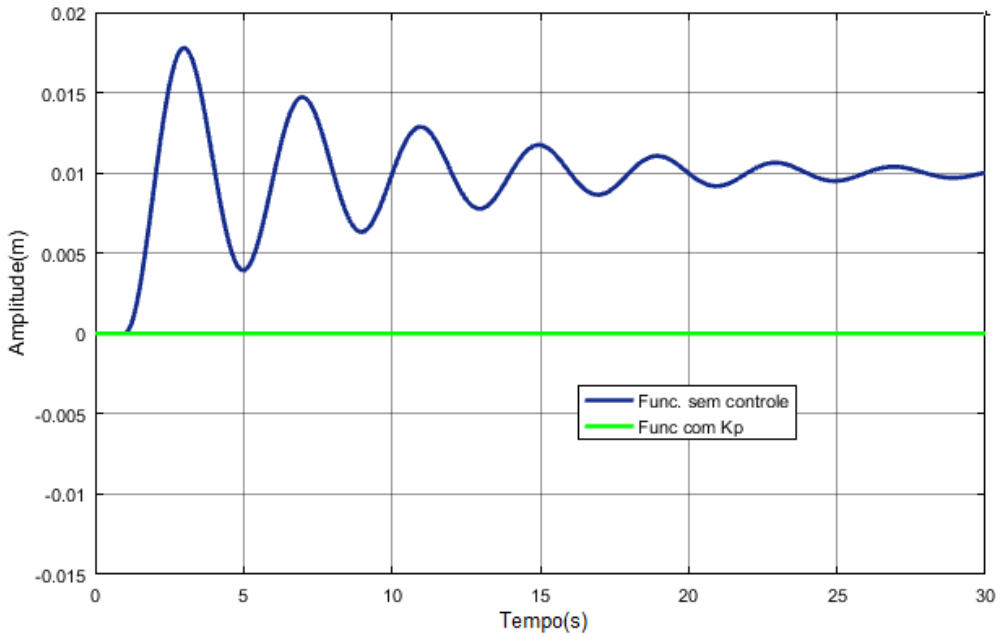
A Figura 62 define o DB com K_p=0 e o resultado desse vem na Figura 63, que mostra o sistema sem controle e K_p não é visualizado já que o mesmo é 0, mostrando que não houve efeito no sistema.

Figura 62 - Diagrama de blocos do sistema vibratório com FT e a componente Kp=0



Fonte: elaboração própria

Figura 63 - Sistema vibratório com FT sem controle e com controle K_p



Fonte: elaboração própria

Nota-se na Figura 63 que o sistema aponta a função zerada com controle K_p. Por isso, houve a tentativa de seguir pelo segundo método de Ziegler Nichols (OGATA, 2010), em que definiu T_d (tempo derivativo) = 0, usando somente a ação de controle proporcional, aumentando K_p de 0 ao valor crítico K_{cr}, no qual a saída exibe uma oscilação sustentada pela primeira vez (OGATA, 2010), dessa forma fazendo assim uso de um $K_p = 0.6K_{cr}$ e uma frequência de oscilações sustentadas ω_{cr}, onde $2\pi/\omega_{cr} = P_{cr}$ (período crítico), e assim encontrando o valor de $T_d = 0.125P_{cr}$, para então incluir na FT do controlador PD dita como:

$$G_c(s) = K_p.(1 + T_d s) \quad (15)$$

Porém, a saída não exibiu uma oscilação sustentada para qualquer valor de K_p, então esse método não se aplicou, não foi utilizada a Tabela 4 de Ziegler Nichols (segundo método), e portanto o K_{cr} e K_d foram determinados experimentalmente, adotando então K_p =0 e K_d=100, conforme mostra a Figura 64 - Diagrama de blocos do sistema viratório com FT e as componentes K_p=0 e K_d =100. É importante ainda salientar que para se fazer um ajuste fino do controlador PD às vezes é necessário apenas dobrar os valores de K_p e K_d, como descrito na equação 16.

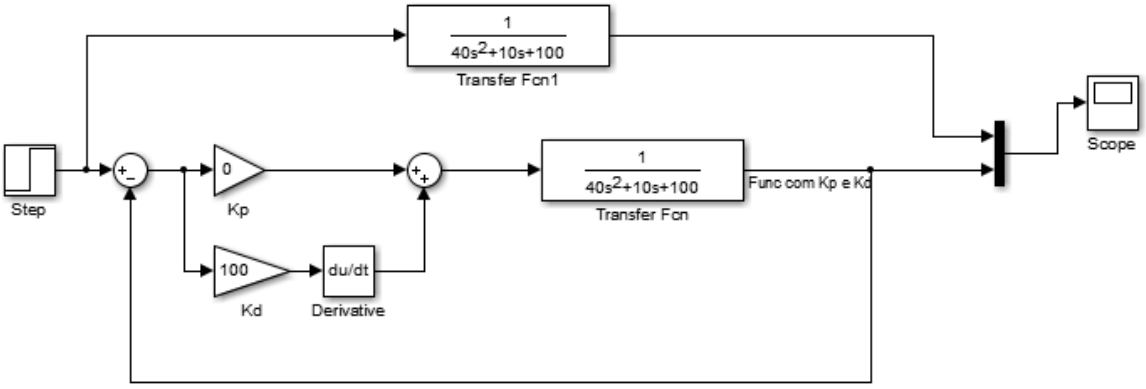
$$G_c(s) = [K_p.(1+T_d s)].\ 2 \quad (16)$$

Tabela 4 - Regra de sintonia de Ziegler Nichols baseada no ganho crítico Kcr e no período crítico Pcr (segundo método)

	K_p	T_i	T_d
P	$0,5\,K_{cr}$	∞	0
P I	$0,45\,K_{cr}$	$\frac{1}{1,2}\,P_{cr}$	0
P I D	$0,6\,K_{cr}$	$0,5\,P_{cr}$	$0,125\,P_{cr}$

Fonte: Ogata, 2010 5ª edição, página 525

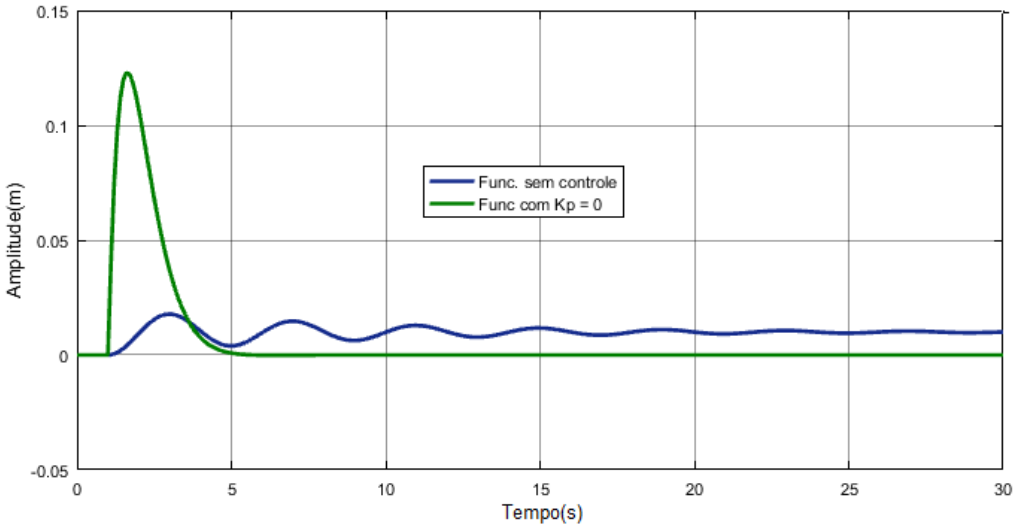
Figura 64 - Diagrama de blocos do sistema viratório com FT e as componentes K_p=0 e K_d =100



Fonte: elaboração própria

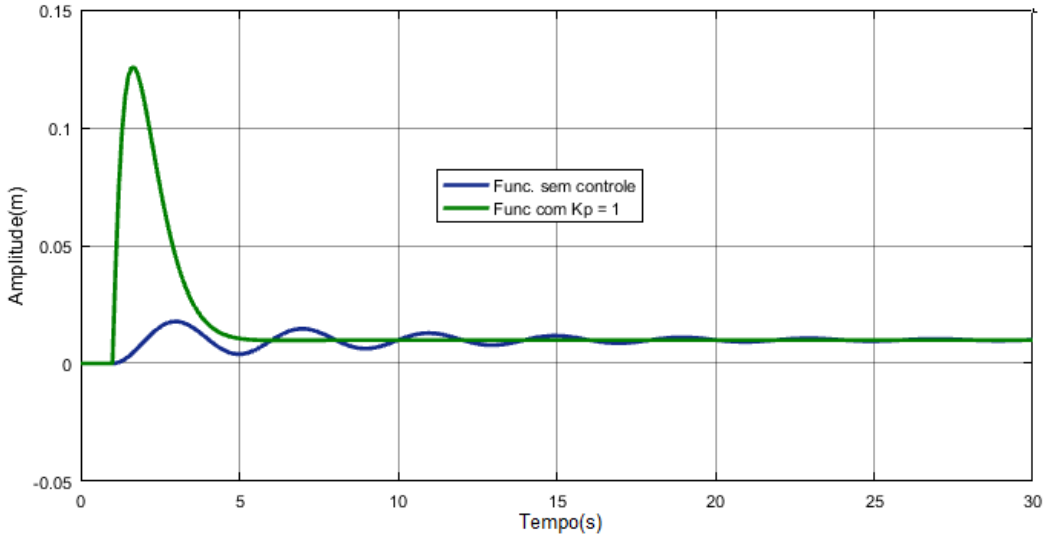
Nota-se na Figura 65 - Sistema vibratório com FT com K_p=0 e K_d =100 que o sistema ficou fora do ponto de ajuste ou nível de referência do sistema. Já a Figura 66 vem com valor de K_p=1 e K_d =100 o sistema se manteve no nível de referência do sistema, porém necessitando melhorar o *overshoot* como dito anteriormente.

Figura 65 - Sistema vibratório com FT com K_p=0 e K_d =100



Fonte: elaboração própria

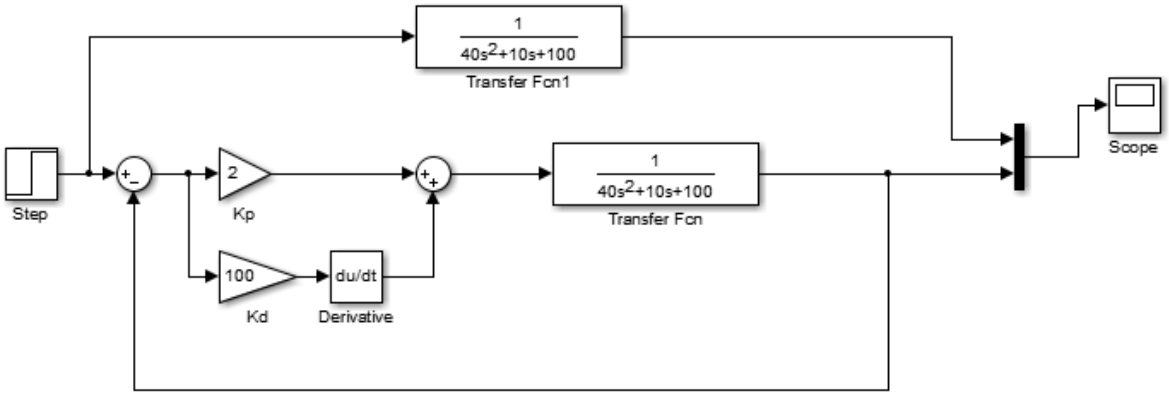
Figura 66 - Sistema vibratório com FT e controladores K_p=1 e K_d=100



Fonte: elaboração própria

Experimentalmente incluindo k_p = 2 no sistema (Figura 67) foi obtido também o ajuste fora do nível de referência, como mostra a Figura 68.

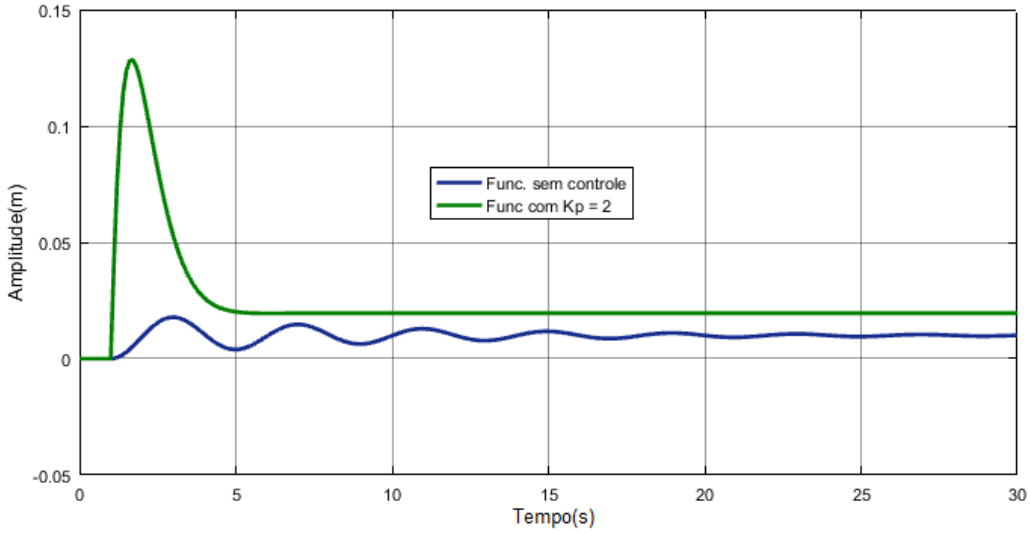
Figura 67 – Diagrama de bloco com K_p=2e K_d=100



Fonte: elaboração própria

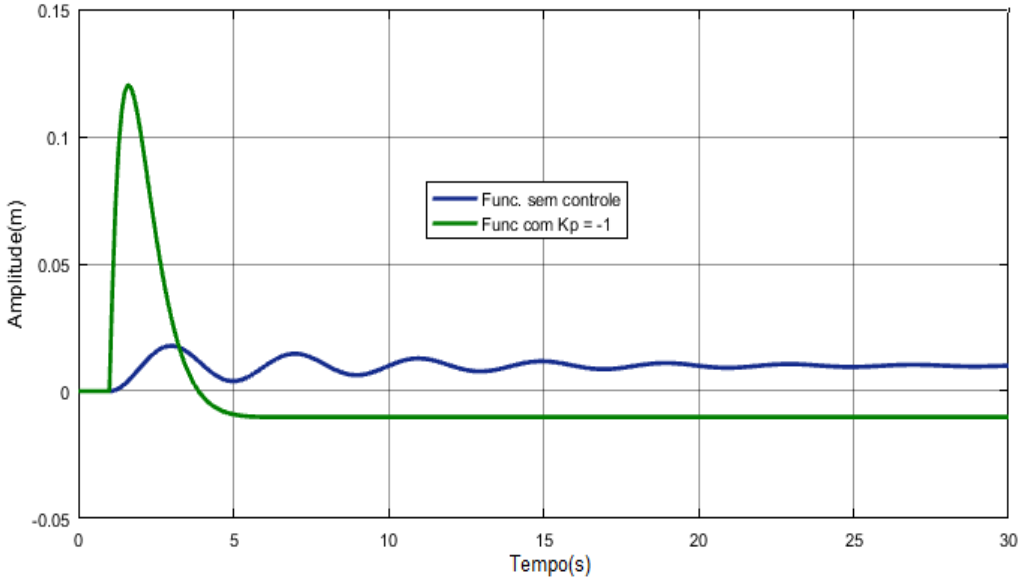
Na Figura 68 a linha azul está acima do nível de referência desejado e Figura 69, com a mesma linha abaixo do nível de referência.

Figura 68 - Sistema vibratório com K_p=2 e K_d=100



Fonte: elaboração própria

Figura 69 - Sistema vibratório Kp =-1 e Kd = 100



Fonte: elaboração própria

Assim experimentalmente notou-se que para valores acima de 0 e abaixo de 1 (como -1, 0, 2, 3 ,5 e 10) o sistema apresentava o controle fora do nível de referência ou seja, muito abaixo do nível de referência, ou muito acima do nível de referência, como mostra a Tabela 5

Tabela 5 - Valores de Kp encontrados experimentalmente para melhor controle da FT

K_P	K_d	Nível de referência desejado
-1	100	Abaixo do nível de referência negativo
0	100	Fora em Zero
1*	100	Próximo ao nível de referência em 0.01
3	100	Fora positivo
5	100	Fora positivo
10	100	Fora positivo

*Indicado a ser utilizado para a simulação
Fonte: Própria Autora

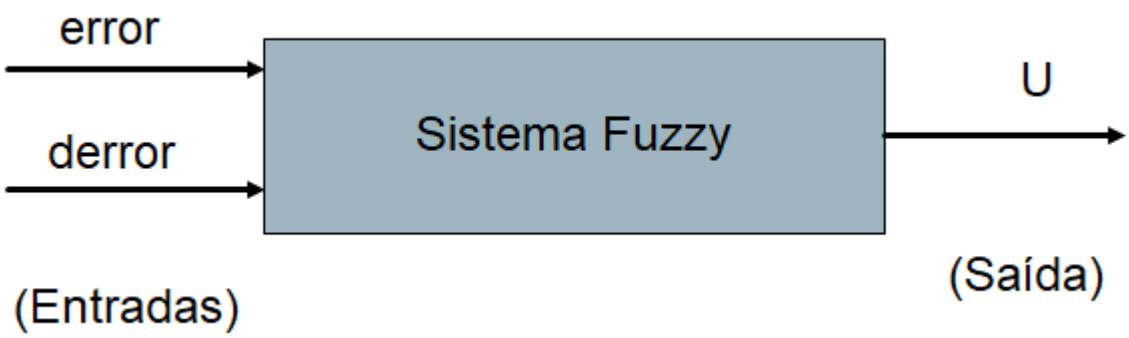
4.2 Controlador difuso

Por meio do diagrama de blocos com o controlador *FUZZY*(FPD), será representada a FT G(s) do sistema vibratório, o mesmo utilizado anteriormente com o controlador PD convencional para comparação entre ambos os controladores:

$$G(s) = 1 / (40s^2+10s+100)$$

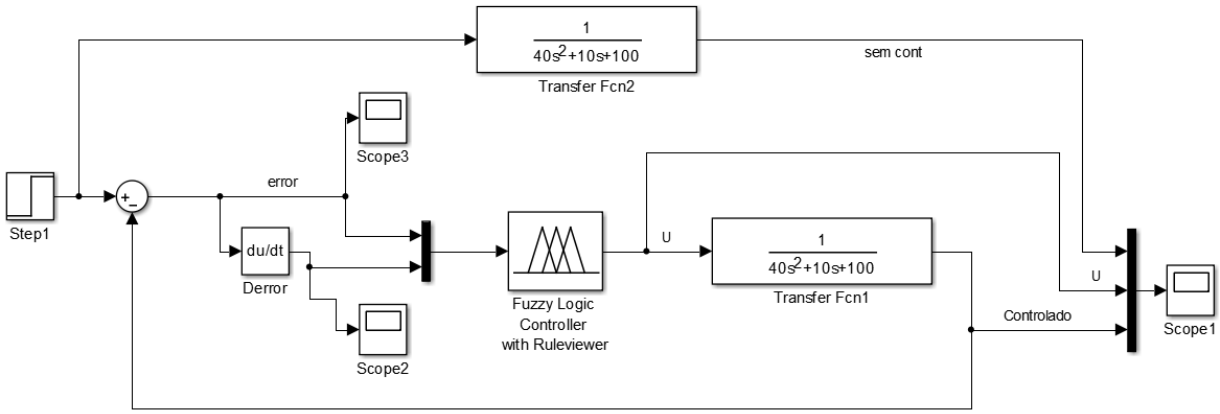
Nota-se na Figura 71 que nesse diagrama foi incluída a FT_2 (Fcn2) representando a função sem controle, já a FT_1 (Fcn1) recebe a saída do controlador (U) vinda da Lógica *Fuzzy* que nesse caso, possui apenas as variáveis do sistema *Fuzzy*; o error representando a variável de entrada e derror (resposta do sinal de controle) representando a taxa de variação do erro (tempo de subida) e U como a variável de saída de controle *FUZZY* (Figura 70), representada no gráfico da Figura 72.

Figura 70 - Variáveis do controlador Fuzzy



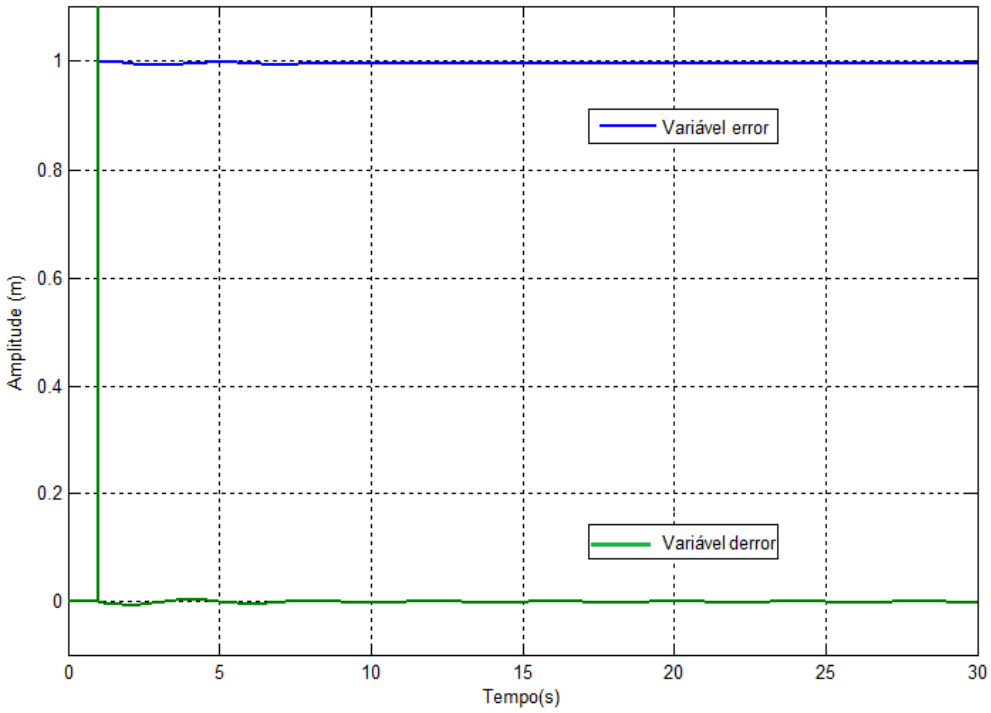
Fonte: elaboração própria

Figura 71 - Diagrama de blocos da FT do sistema vibratório sem o ajuste do fuzzy



Fonte: elaboração própria

Figura 72 - Variáveis do controlador fuzzy



Fonte: elaboração própria

A variável error está em 1(um) e a variável derror está em 0(zero), isso devido ao universo de discurso incluído para cada variável que está no intervalo de -1 a 1 e a combinação das regras. Essas regras são definidas como uma forma onde as pertinências da entrada afetam as pertinências da saída de acordo com Beltrame et al. 2012, Em outras palavras cada regra associa uma combinação de entrada com uma saída (Tabela 6).

Tabela 6 - Regras de controle com 9 regras

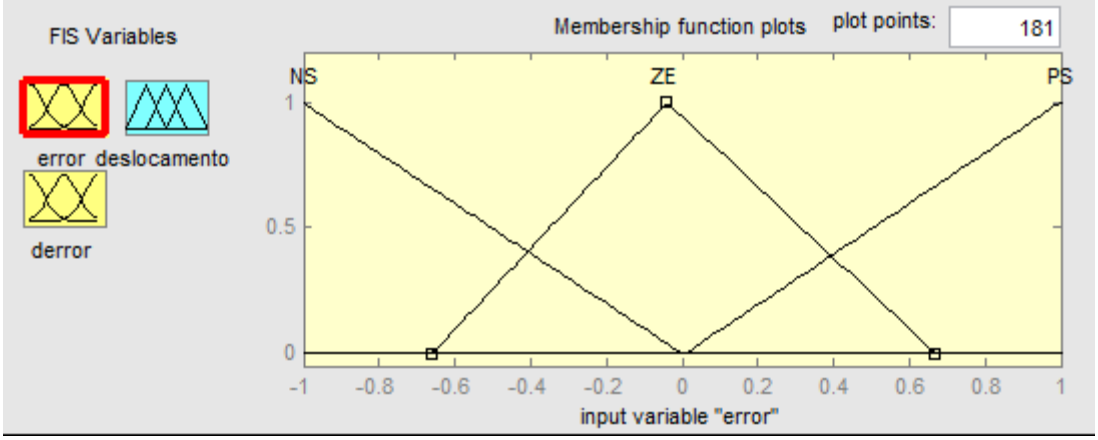
		Regras de Controle		
		derror		
		NS	ZE	PS
error	NS	NM	NS	ZE
	ZE	NS	ZE	PS
	PS	ZE	PS	PM

Fonte: elaboração própria

Dessa forma, incluiram-se no *Fuzzy* do Matlab as duas entradas (erro e derror), com o grau de pertinência variando de -1 a 1 com variações do erro ditas como NS, ZE e PS e uma saída (deslocamento). Para o sistema em questão verificou-se que são necessárias apenas 3 funções de pertinência por variável totalizando 9 regras como mostra a Figura 73, Figura 74 e Figura 75 e Tabela 6. Nesta Tabela, as siglas das variáveis linguísticas são as seguintes:

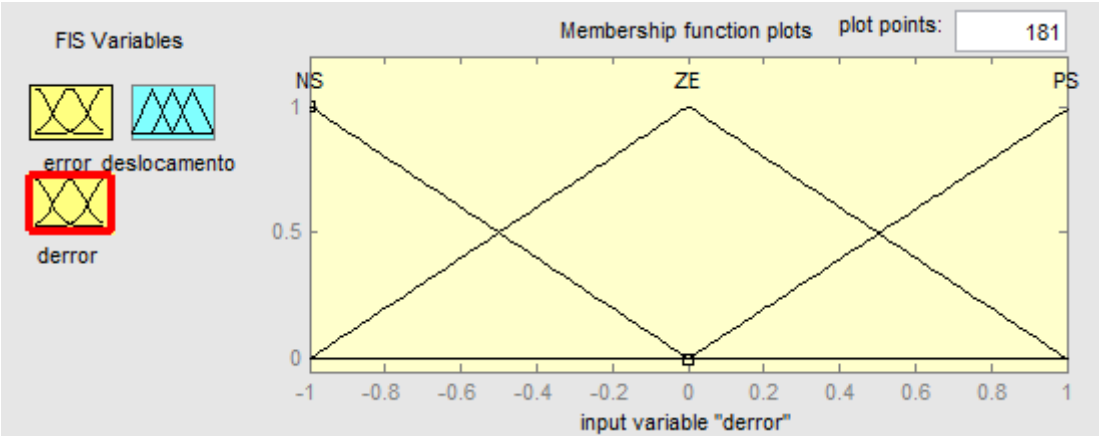
NM = Negativo Médio
NS = Negativo Pequeno (Small)
ZE = Zero
PS = Positivo Pequeno (Small)
PM = Positivo Médio

Figura 73 - Variável de entrada error



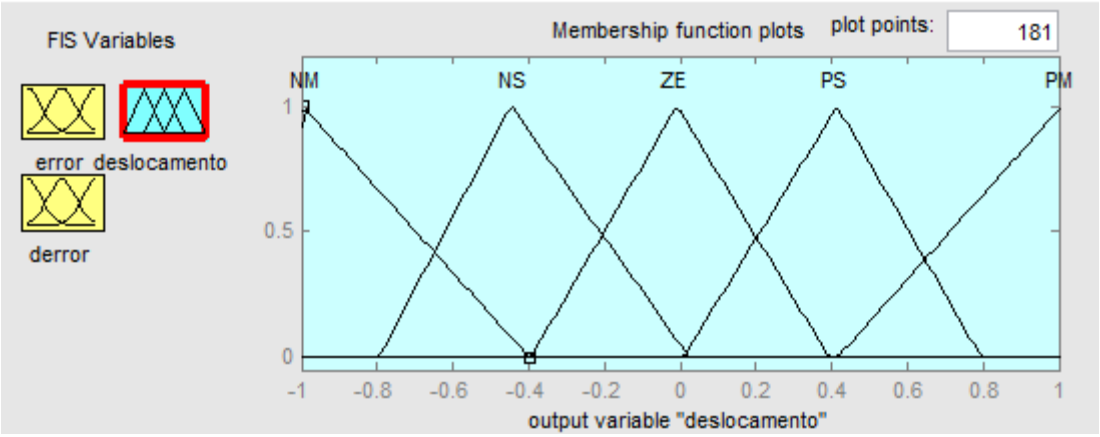
Fonte: elaboração própria

Figura 74 - Variável de entrada derror



Fonte: elaboração própria

Figura 75 - Variável de saída deslocamento



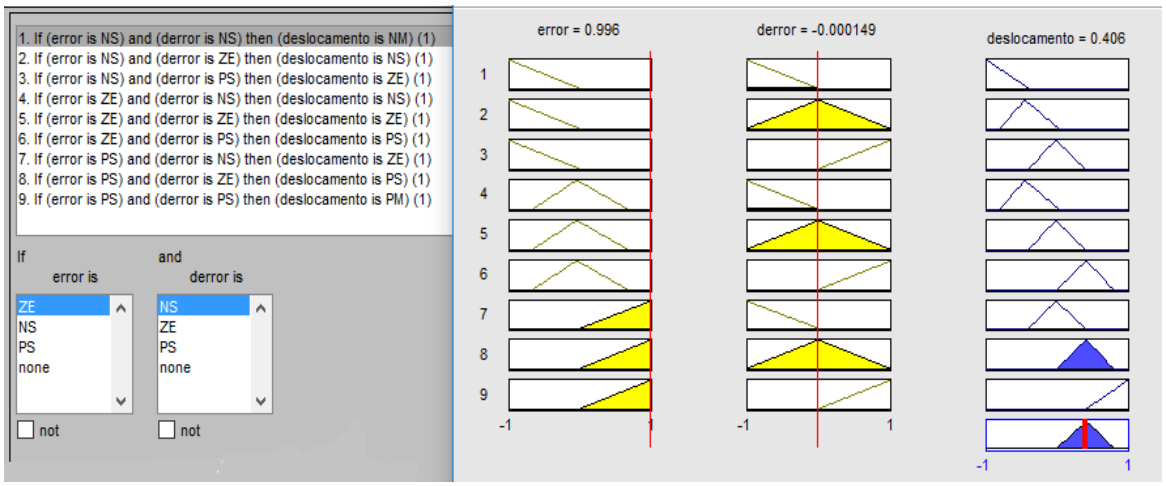
Fonte: elaboração própria

Verifica-se que na Figura 73 e na Figura 74 mostram as 3 variações, bem como o universo de discurso que vai de -1 a 1. Já a Figura 75 mostra as 5 funções de pertinências por ser a variável de saída(deslocamento) com o universo de discurso variando também de -1 a 1

Para cada combinação das entradas foi obtida uma saída conforme Figura 76.

As 9 regras foram combinadas (Figura 76), mostrando assim o processo de difuzificação do sistema.

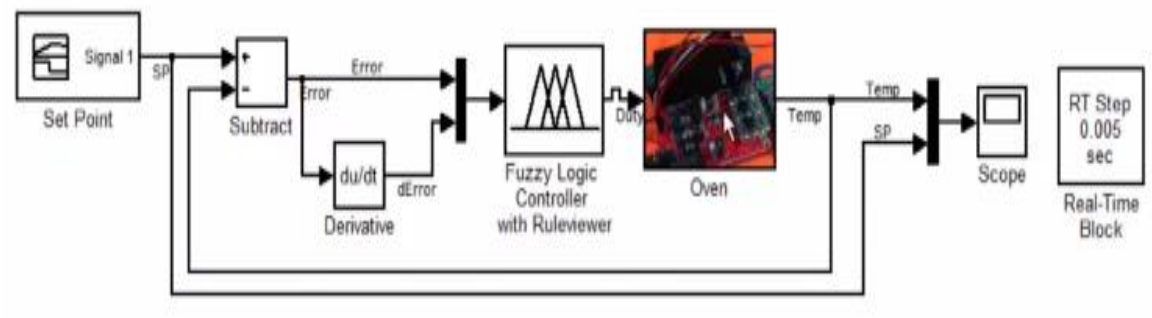
Figura 76 - Combinação das 3 variações totalizando 9 regras



Fonte: elaboração própria

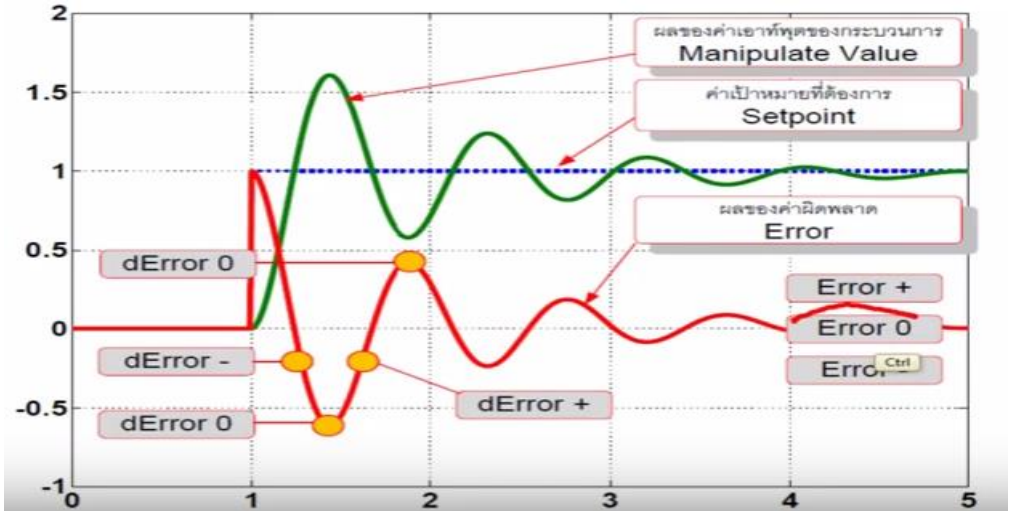
A justificativa da obtenção das 9 regras de controle da Tabela 6 baseia-se no trabalho desenvolvido no site (RAPIDSTM32, 2013), utilizando como modelo um controlador *Fuzzy* para controle de temperatura como mostra a Figura 77. Essa figura exibe um sistema de controle de temperatura, por meio do qual foi possível entender melhor as variáveis de entrada conforme seu posicionamento no gráfico, fazendo assim ficar clara a definição das regras estabelecidas no controlador *Fuzzy.* Como mostra da Figura 78 a Figura 86.

Figura 77 - Design of Fuzzy Logic Controller for Temperature Control



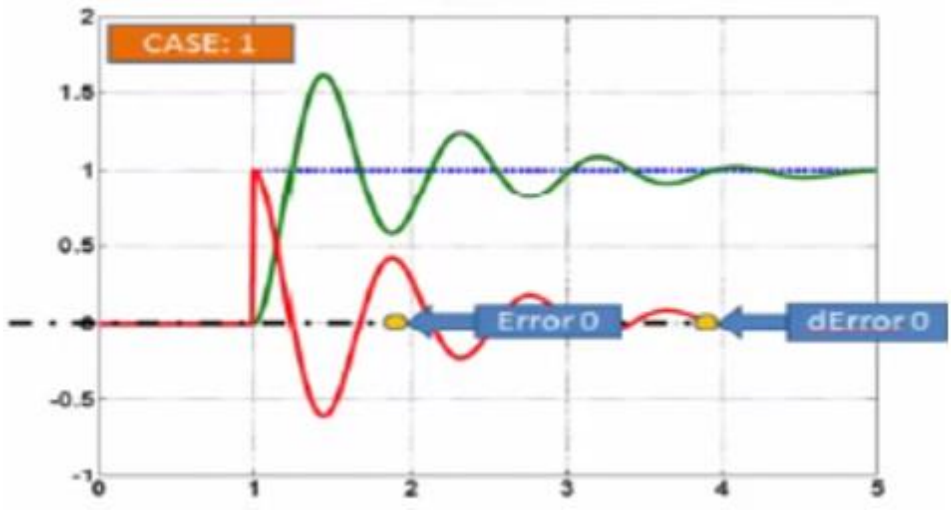
Fonte: Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=W2UgdwKMABU> Acesso em: 24 maio 2017

Figura 78 - Posições das variáveis error e derror



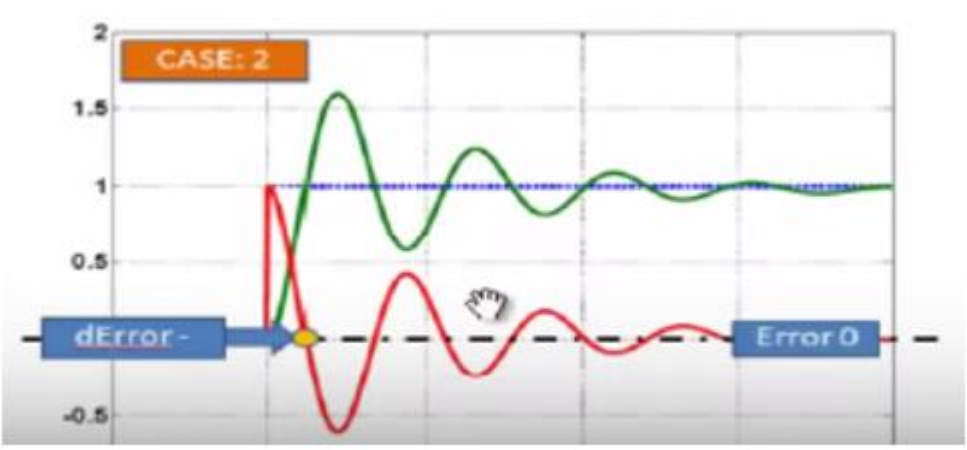
Fonte: Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=W2UgdwKMABU> Acesso em: 24 maio 2017

Figura 79 –Caso1: error e derror = zero



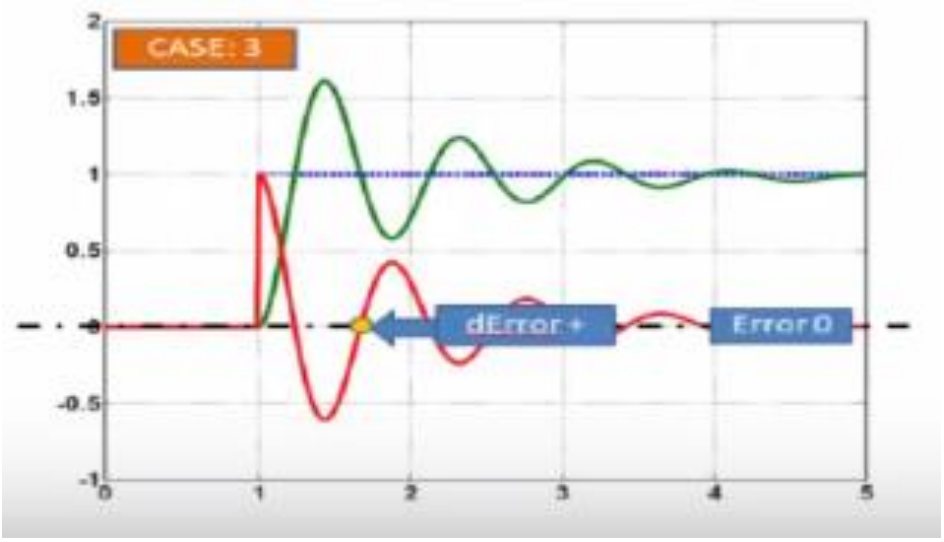
Fonte: Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=W2UgdwKMABU> Acesso em: 24 maio 2017

Figura 80 - Caso2: error=zero e derror =negativo



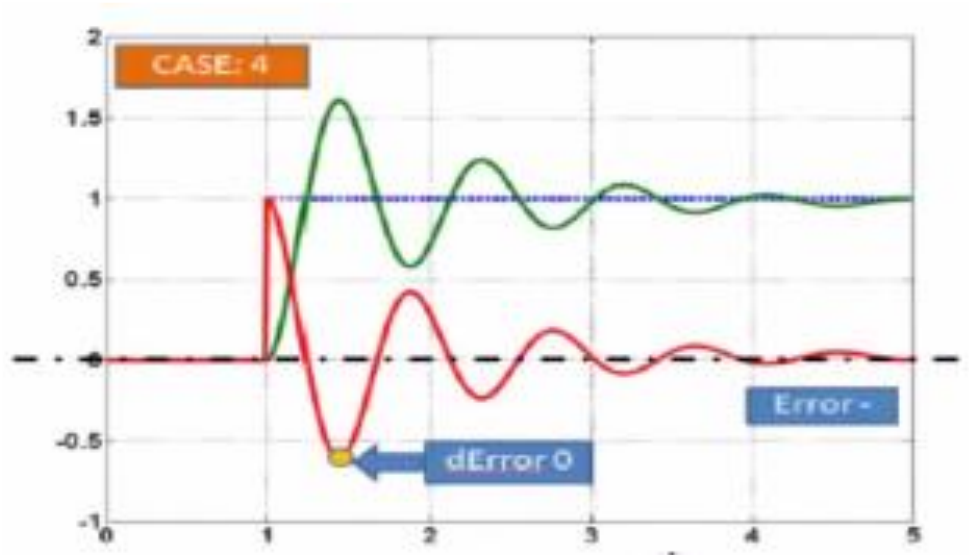
Fonte: Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=W2UgdwKMABU> Acesso em: 24 maio 2017

Figura 81 - Caso3: error=zero e derror=positivo



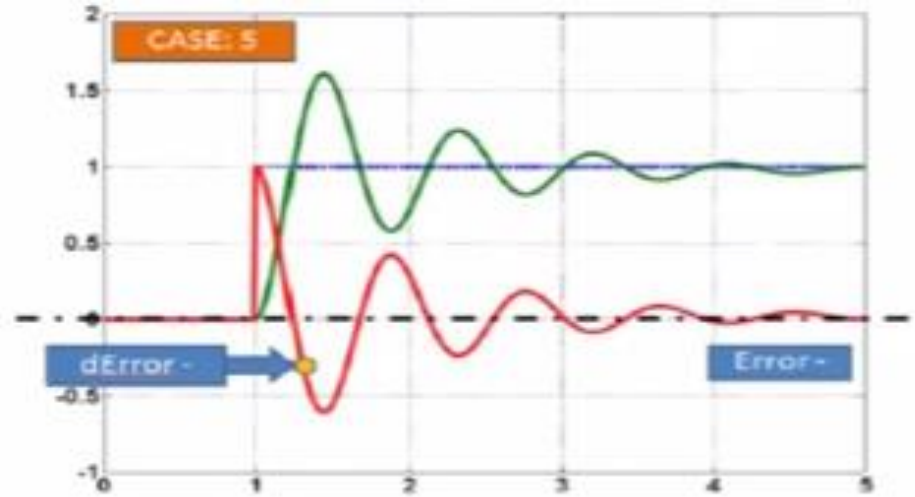
Fonte: Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=W2UgdwKMABU> Acesso em: 24 maio 2017

Figura 82 - Caso4: error=zero e derror=positivo



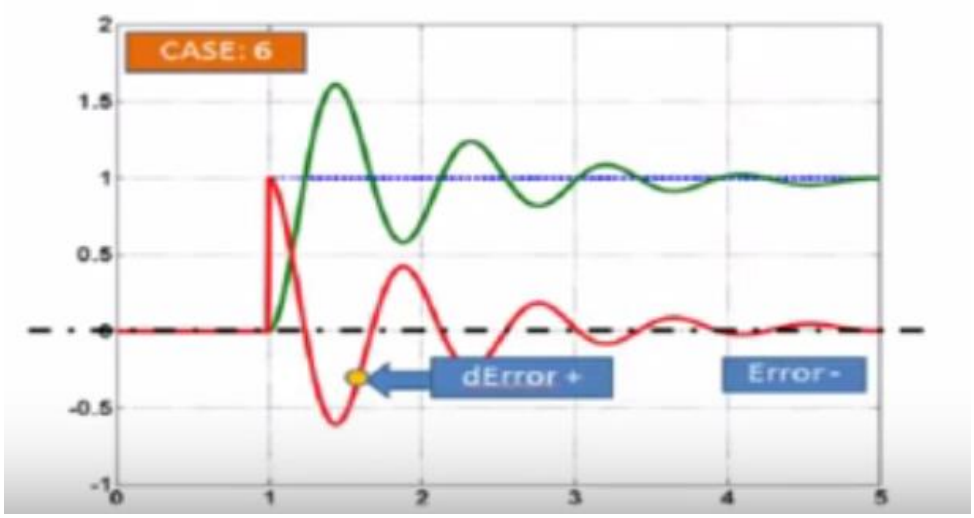
Fonte: Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=W2UgdwKMABU> Acesso em: 24 maio 2017

Figura 83 - Caso5: error=zero e derror=positivo



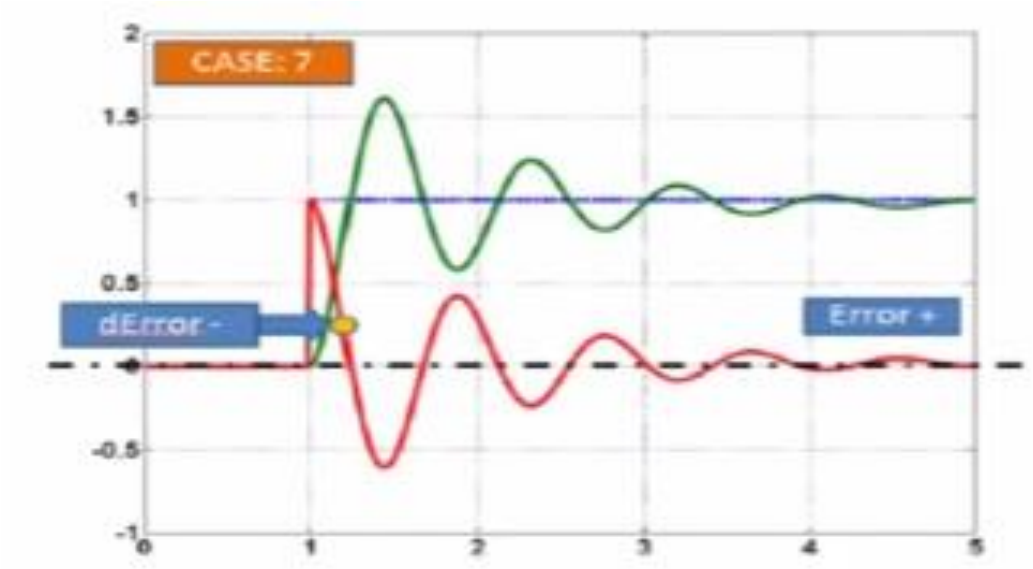
Fonte: Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=W2UgdwKMABU> Acesso em: 24 maio 2017

Figura 84 - Caso6: error=zero e derror=positivo



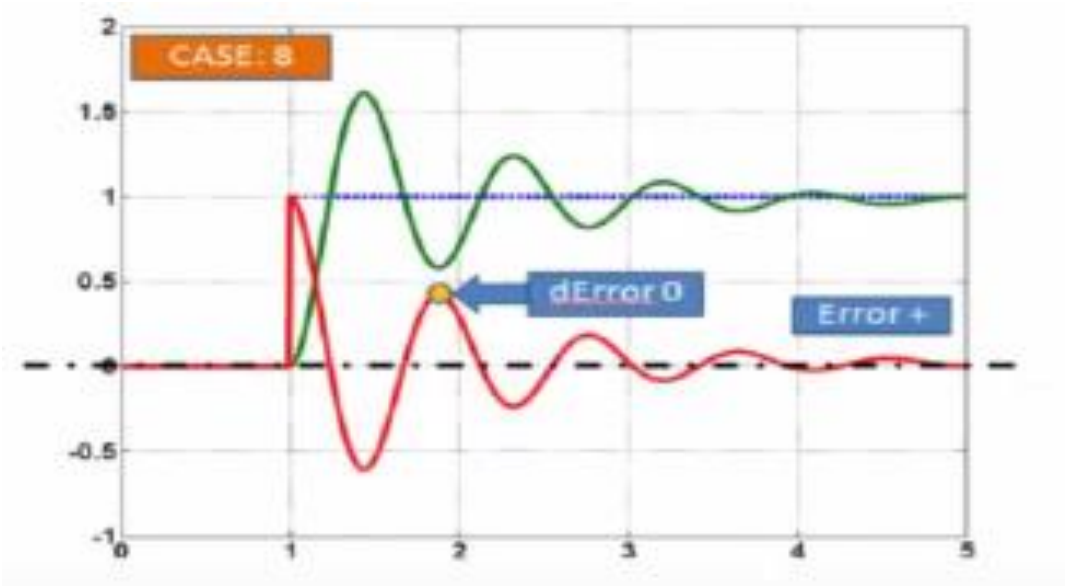
Fonte: Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=W2UgdwKMABU> Acesso em: 24 maio 2017

Figura 85 - Caso7: error=zero e derror=positivo



Fonte: Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=W2UgdwKMABU> Acesso em: 24 maio 2017

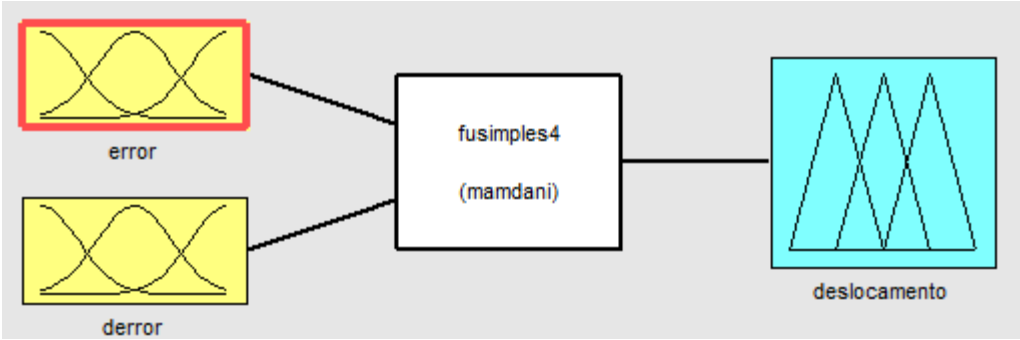
Figura 86 - Caso8: error=zero e derror=positivo



Fonte: Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=W2UgdwKMABU> Acesso em: 24 maio 2017

Com todas as regras montadas o controlador *Fuzzy* foi desenvolvido e incluído no digrama de blocos dando origem às saídas como mostra a Figura 87: O nome Fusimples4 dito na Figura 87 foi elaborado para as regras do controlador *Fuzzy* e utilizado para os casos que foram simulados neste trabalho

Figura 87 - Controlador Fuzzy: Fusimples4

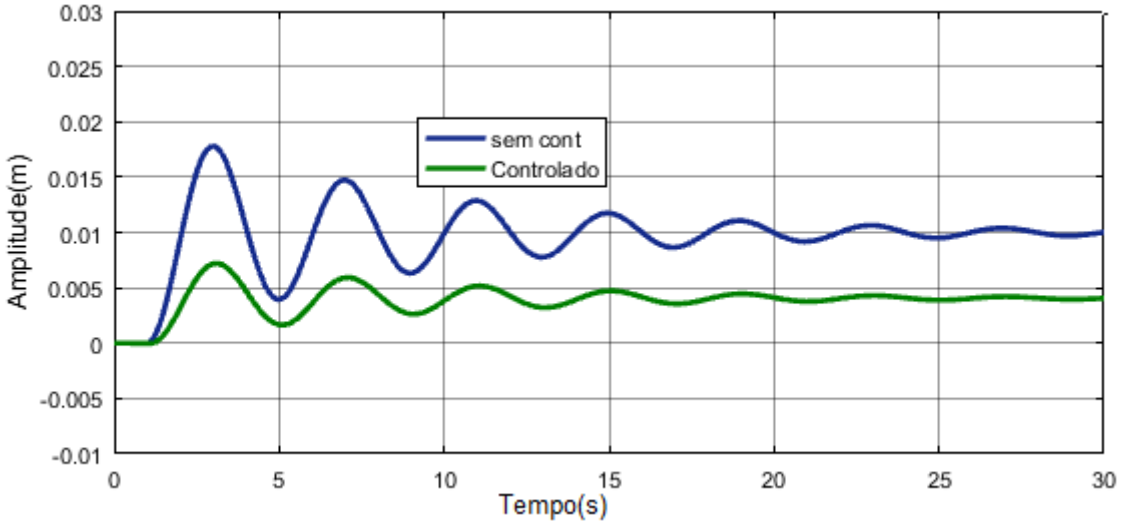


Fonte: elaboração própria

Nota-se que na Figura 88 o sistema ainda não está controlado, pois não atingiu o nível de referência desejado, por isso foi preciso fazer um ajuste nos parâmetros do

Fuzzy incluindo os ganhos proporcional (GE) e ganho derivativo (GDE). Ou seja, o controlador FPD, comparado ao PD convencional.

Figura 88 – Saída do sistema vibratório



Fonte: elaboração própria

4.2.1 Ajuste dos parâmetros

O ajuste *Fuzzy* é desenvolvido com o controlador FPD (*Fuzzy* proporcional e derivativo), multiplicando ao error o GE (ganho proporcional) e à derivada do derror por GCE (ganho derivativo).

O valor de k_p e k_d são transferidos para GE e GCE respectivamente por meio da Tabela 7 de relações entre *Fuzzy* e PID. Para a simulação estudada utilizou-se a 3ª linha dessa Tabela (Jantzen, 1998).

Tabela 7 - Relação entre os ganhos fuzzy e PID

3ª linha

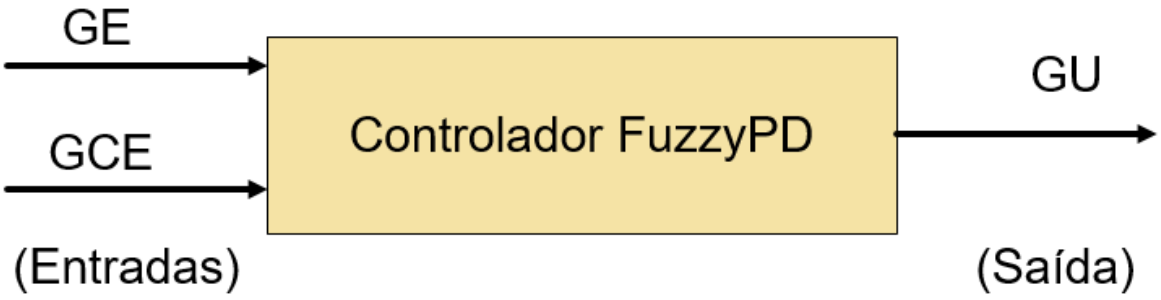
Controller	K_p	$1/T_i$	T_d
FP	$GE * GU$		
FInc	$GCE * GCU$	GE/GCE	
FPD	$GE * GU$		GCE/GE
FPD+I	$GE * GU$	GIE/GE	GCE/GE

Fonte: Technical University of Denmark, Department of Automation, Bldg 326, DK-2800 Lyngby, DENMARK. Tech. report no 98-H 871 (fpid), 30 Sep 1998

Na sintonia FPD faz-se uso do controlador PD utilizando o error e a derivada derror multiplicando ao derror o ganho GCE e o erro multiplicando por GE que corresponde ao universo de discurso do erro, como mostra a Figura 88. Logo:

GE representa o ganho proporcional, GCE o ganho derivativo e GU a saída do controlador (Figura 89).

Figura 89 - Ganhos do controlador *Fuzzy*PD



Fonte: elaboração própria

Para encontrar o valor de GCE utilizou-se a fórmula $K_d = K_p.(T_d)$, vinda do controlador PD tradicional, com o intuito de descobrir o valor de T_d, uma vez que pela 3ª linha da Tabela 7 T_d = GCE / GE e K_p = GE.GU, em que GU representa U que é a saída do controlador convencional que por simulação encontrou-se que K_p =1 e K_d = 100 isso indica que:

Como o universo de discurso do erro é de -1 a 1, o valor de GE = 1

$$K_d = K_p.(T_d)$$
$$100 = 1.(T_d)$$
$$T_d = 100 / 1$$
$$T_d = 100$$

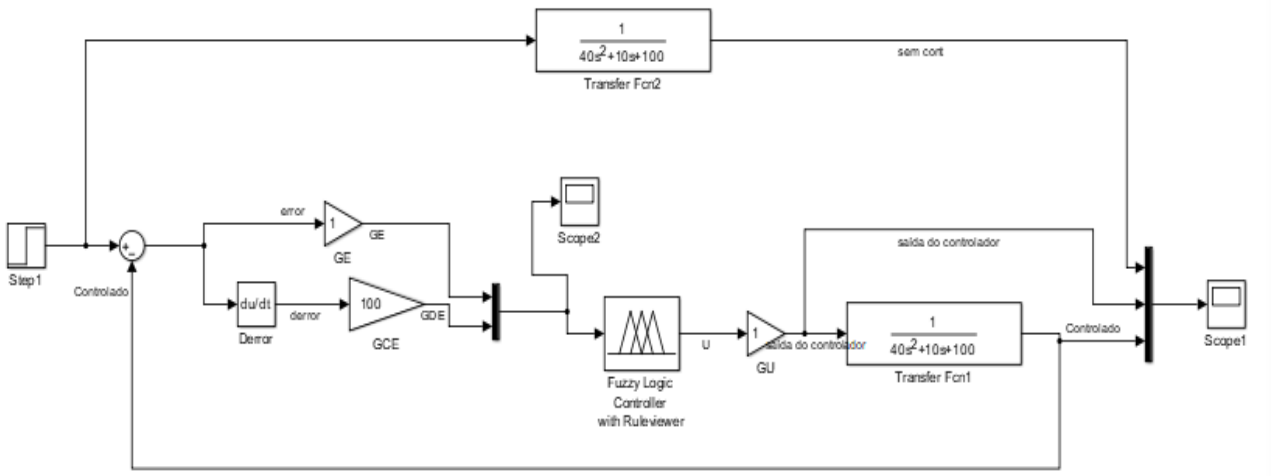
$$T_d = GCE / GE$$
$$100 = GCE / 1$$
$$GCE = 100 \qquad (17)$$

Recorrendo novamente a 3ª linha da Tabela 7 K_p = GE.GU. Logo:

$$K_p = GE.GU$$
$$1 = 1.GU$$
$$GU = 1 / 1$$
$$GU = 1 \qquad (18)$$

Os valores de GCE e GU (equações 17 e 18) foram incluídos no diagrama de blocos da Figura 90, compondo o controlador FPD.

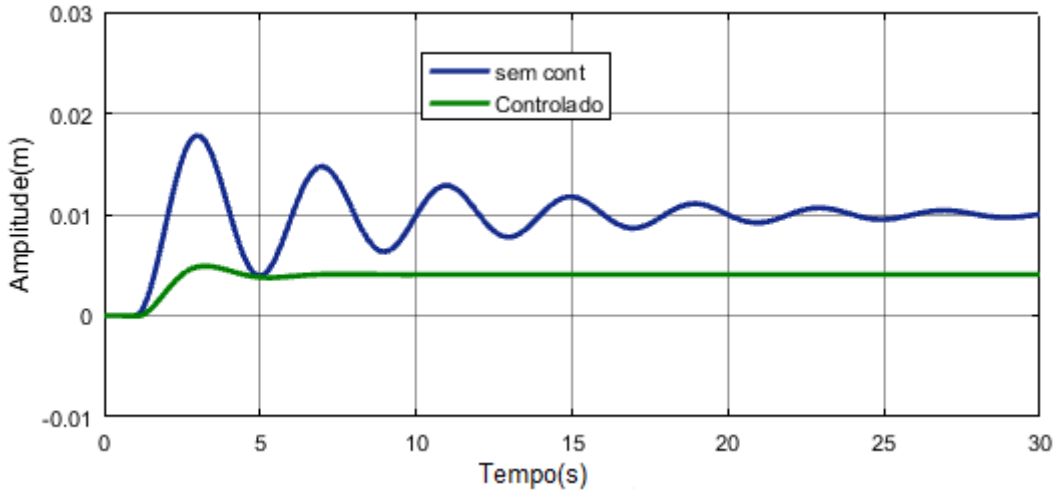
Figura 90 -Diagrama de blocos com saída do controlador GU =1



Fonte: elaboração própria

A Figura 91 mostra o sistema sem um bom controle necessitando de ajustes, o que será informado na próxima seção.

Figura 91 - Sistema vibratório com controlador FPD

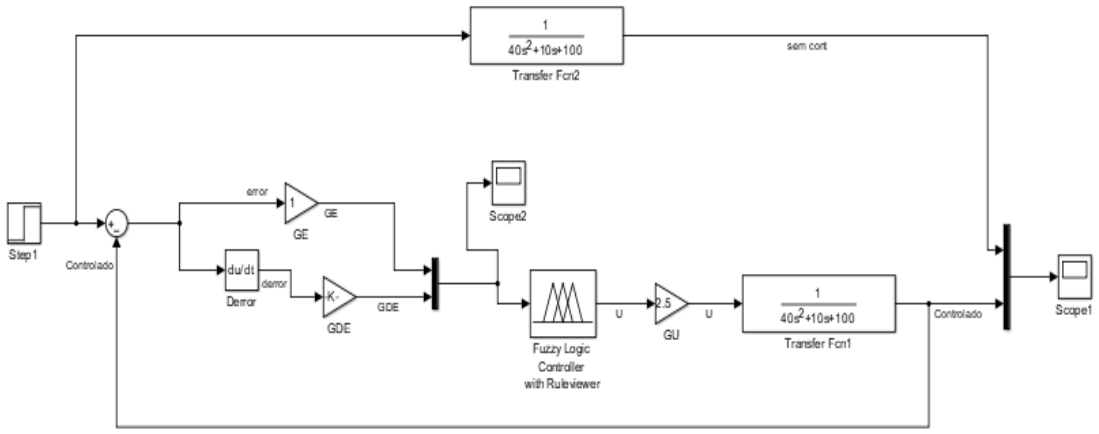


Fonte: elaboração própria

4.3 Implementação do simulador

Nota-se que com os parâmetros calculadas e incluídos no diagrama de blocos, o sistema não indicou um bom controle, dessa forma é necessário sintonizar o controle FPD, pela saída do controlador. Ou seja, implementando o simulador com o ganho de GU = 1 para GU = 2.5, desenvolvido com aproximação sucessiva como mostra a Figura 92

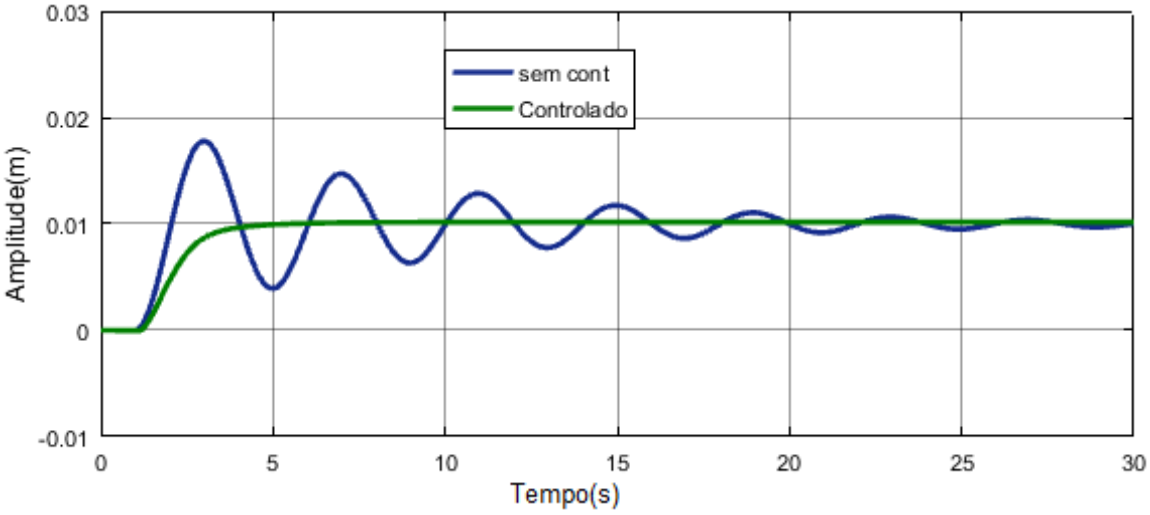
Figura 92 - Diagrama de blocos com saída do controlador Gu= 2.5



Fonte: elaboração própria

Na Figura 93 o sistema foi controlado como mostra a linha roxa. O que significa que os parâmetros do sistema foram bem ajustados.

Figura 93 - Sistema vibratório com controlador FPD, após sintonização



Fonte: elaboração própria

5 RESULTADOS

Como esperado, o controlador FPD (controlador *Fuzzy*) pode ser comparado com o controlador PD convencional usando a mesma FT para ambos os controles e mesmo que os ajustes e sintonias para implementar os controles durante a simulação sejam diferentes como mostra a Tabela 8.

Tabela 8 - Comparação entre os controles PD e FPD

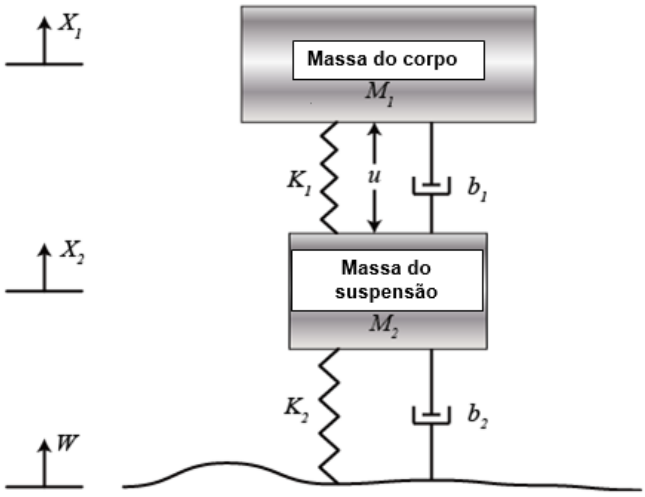
	Controladores	
	PD	FPD
Tipo de sistema	Sistema Vibratório (massa, mola, amortecedor)	Sistema vibratório (massa, mola, amortecedor)
FT dos sistema	$G(s) = \frac{1}{40s^2+10s+100}$	$G(s) = \frac{1}{40s^2+10s+100}$
FT do controlador	$G_c(s) = K_p(1+Tds)$	$G_c(s) = (GE + GCE).(GFuzzy).(GU)$
Ajuste dos parâmetros	$K_p = K_{cr}$ $P_{cr} = 2\pi / \sqrt{w}$ $T_d = 0{,}125.P_{cr}$ $K_d = K_p.(Tds)$	$K_p = GE.GU$ $K_d = K_p.(T_d)$ $Td = GCE / GE$
Sintonia dos controles	$[K_p.(1+T_ds)]$. 2	Implementação do GU
Resultado do controlador	Sistema controlado	Sistema controlado

Fonte: elaboração própria

5.1 Suspensão sem controle

Após o desenvolvimento do modelo para a simulação e comparação dos controladores, desenvolveu-se a simulação da suspensão ativa. Incialmente observou-se o sistema de suspensão ativa sem controle, também baseado num sistema massa, mola amortecido do ônibus. Nota-se que a Figura 94, mostra o mesmo sistema antes dado no capitulo 2.

Figura 94 –Modelo de suspensão ativa do ônibus(1/4)



Fonte: http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=Suspension&section=SystemModeling

Os parâmetros utilizados para o desenvolvimento das simulações foram descritos na Tabela 9:

Tabela 9 - Parâmetros do sistema

Simbologia	Descrição	Valores
M1	¼ da massa do corpo do onibus	2500 kg
M2	Massa da suspensão	320 kg
K1	Mola da suspensão	80000 N/m
K2	Mola da roda e pneu	500000 N/m
b1	Amortecedor da suspensão	350 N.s/m
b2	Amortecedor da roda e penu	15020 N.s/m
U*	Força de controle do corpo do ônibus	

Fonte: desenvolvido pela própria autora através dos dados do site http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=Suspension&section=SystemModeling

***Um atuador que gera a força U para controlar o movimento do corpo do ônibus.**

Como no sistema massa mola amortecido, nesse também foi calculada a FT do sistema de suspensão. No entanto, como o sistema está em paralelo existe a necessidade de se obter em duas funções de transferência (MESSNER; TILBURY, 2014). Para encontrar essas FT's foi necessário desenvolver o modelamento matemático das equações diferenciais, passando posteriormente para o domínio da frequência por meio da Transformada de Laplace. Logo para encontrar $G_1(s)$ partiu-se de uma equação diferencial dita como:

$m_1.x''_1 + b_1.(x'_1 - x'_2) + K_1.(x_1 - x_2) = U(s)$

$m_1.x''_1 + b_1.x'_1 - b_1.x'_2 + K_1.x_1 - k_1.x_2 = U(s)$

$m_1.x''_1 + b_1.x'_1 + K_1.x_1 = U(s) + b_1.x'_2 + k_1.x_2$

$[m_1s^2 + b_1s + K_1].X_1(s) = U(s) + X_2(s).(b_1s + k_1)$ => Laplace

$$[m_1s^2 + b_1s + K_1].X_1(s) - (b_1s + k_1).X_2(s) = U(s) \quad (19)$$

$m_2.x''_2 + b_1.(x'_2 - x'_1) + K_1.(x_2 - x_1) + b_2.(x'_2 - w) + k.2(x_2 - w) + U(s) = 0$

$m_2.x''_2 + b_1.x'_2 - b_1.x'_1 + K_1.x_2 - k_1.x_1 + b_2.x'_2 - b_2.w' + k_2.x_2 - k_2.w + U(s) = 0$

$m_2.x''_2 + b_1.x'_2 + K_1.x_2 + b_2.x'_2 + k_2.x_2 = b_1.x'_1 + k_1.x_1 + b_2.w' + k_2.w = - U(s)$

$[m_2.s^2 + b_1s + K_1 + b_2s + k_2].X_2(s) = [b_1s + k_1].X_1(s) + [b_2s + k_2].W(s) - U(s)$ => Laplace

$$- [b_1s + k_1].X_1(s) + [m_2s^2 + b_1s + K_1 + b_2s+k_2].X_2(s) = [b_2s+k_2].W(s) - U(s) \quad (20)$$

Utilizando as equações 19 e 20 é possível desenvolver o valor de Δ por meio da matriz A:

$$\begin{bmatrix} (m1s^2 + b1s + K1) & -(b1s + k1) \\ -(b1s + k1) & (m2s^2 + b1s + K1 + b2s + k2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U(s) \\ [b2s + k2].W(s) - U(s) \end{bmatrix}$$

$$\Delta = \begin{bmatrix} [m1s^2 + b1s + K1] & -(b1s + k1) \\ -(b1s + k1) & m2s^2 + (b1s + b2)s + (K1 + k2) \end{bmatrix}$$

$\Delta = \{[(m_1s^2 + b_1s + K_1).(m_2s^2 + (b_1s + b_2s) + (K_1 + k_2))] - [-(b_1s + k_1).(-b_1s + k_1)]\}$

Encontrando o inverso da Matriz A e multiplicando pelas entradas U(s) e W tem-se:

$$\begin{bmatrix} X1(s) \\ X2(s) \end{bmatrix} = 1/\Delta \begin{bmatrix} (m2s^2 + (b1s + b2s) + (K1 + k2)) & (b1s + k1) \\ (b1s + k1) & (m1s^2 + b1s + K1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(s) \\ [b2s + k2]W(s) \quad -U(s) \end{bmatrix}$$

$[(m_2s^2 + (b_1s + b_2s) + (K_1 + k_2)).U(s)] + [((b_1s + k_1)(b_2s+k_2)W(s)) - U(s)]$

$m_2s.^2U(s) + b_1.U(s) + b_2s.U(s) + K_1.U(s) + K_2.U(s) - b_1.U(s) - k_1.U(s)$
$= m_2s^2 + b_2s + K_2$ (21)
$(b_1.b_2s^2).W(s) + (b_1.k_2s).W(s) + (k_1.b_2s).W(s) + (k_1+k_2).W(s) = (b_1.b_2s^2 + (b_1.K_2 + k_1.b_2)s + K_1.K_2)$

$(b_1s + k_1).U(s) + (m_1s^2 + b_1s + k_1)\ [(b_2s + k_2).W(s) - U(s)]$

$b_1s.U(s) + k_1.U(s) - m1s^2.U(s) - b_1s.U(s) - k_1.U(s) = -m_1s^2$ (22)

$m_1s^2 + b_2s.W(s) + b_1s.b_2s.W(s)+k_1.b_2s.W(s) + m_1s^2.k_2.W(s) + b_1s.k_2.W(s) + k_1.k_2.W(s)$
$= m_1.b_2s^3 + (m_1.k_2+b_1.b_2)s^2 .(b_1.k_2 + k_1.b_2)s + K_1.K_2$

Para encontrar a FT $G_1(s)$ do modelo de "quarto de veículo" foi necessário considerar apenas a entrada de controle U(s), isto é W(s) = 0

$$\begin{bmatrix} X1(s) \\ X2(s) \end{bmatrix} = 1/\Delta \begin{bmatrix} (m2s^2 + b2s + K2) & (b1b2s^2 + (b1K2 + k1b2)s + K1K2) \\ (-m1s^2) & m1b2s^3 + (m1k2 + b1b2)s + (b1k2 + k1b2)s + K1K2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(s) \\ W(s) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X1(s) \\ X2(s) \end{bmatrix} = 1/\Delta \begin{bmatrix} (m2s^2 + b2s + K2) & (b1b2s^2 + (b1K2 + k1b2)s + K1K2) \\ (-m1s^2) & m1b2s^3 + (m1k2 + b1b2)s + (b1k2 + k1b2)s + K1K2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(s) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X1(s) \\ X2(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} m2s^2 + b2s + K2 \\ -m1s^2 \end{bmatrix} [\ U(s)\ ]$$

$G_1(s) = (X_1(s) – X_2(s)) / U(s) = [m_2s^2 + b_2s + K_2 – [- m_1s^2]] / \Delta = ((m_1 + m_2)s^2 + b_2s + k) / \Delta$

Logo:

$G_1(s) = ((m_1 + m_2)s^2 + b_2s + k\ / (m_1s^2 + b_1s + K_1).(m_2s^2 + (b_1s + b_2s) + (K_1 + k_2)) – [(b_1s + k_1).(b_1s+ k_1)]$ (23)

.

Para encontrar FT de $G_2(s)$ necessário considerar apenas a entrada de controle W(s), isto é U(s) = 0

$$\begin{bmatrix} X1(s) \\ X2(s) \end{bmatrix} = 1/\Delta \begin{bmatrix} (m2s^2 + b2s + K2) & (b1b2s^2 + (b1K2 + k1b2)s + K1K2) \\ (-m1s^2) & m1b2s^3 + (m1k2 + b1b2)s + (b1k2 + k1b2)s + K1K2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ W(s) \end{bmatrix}$$

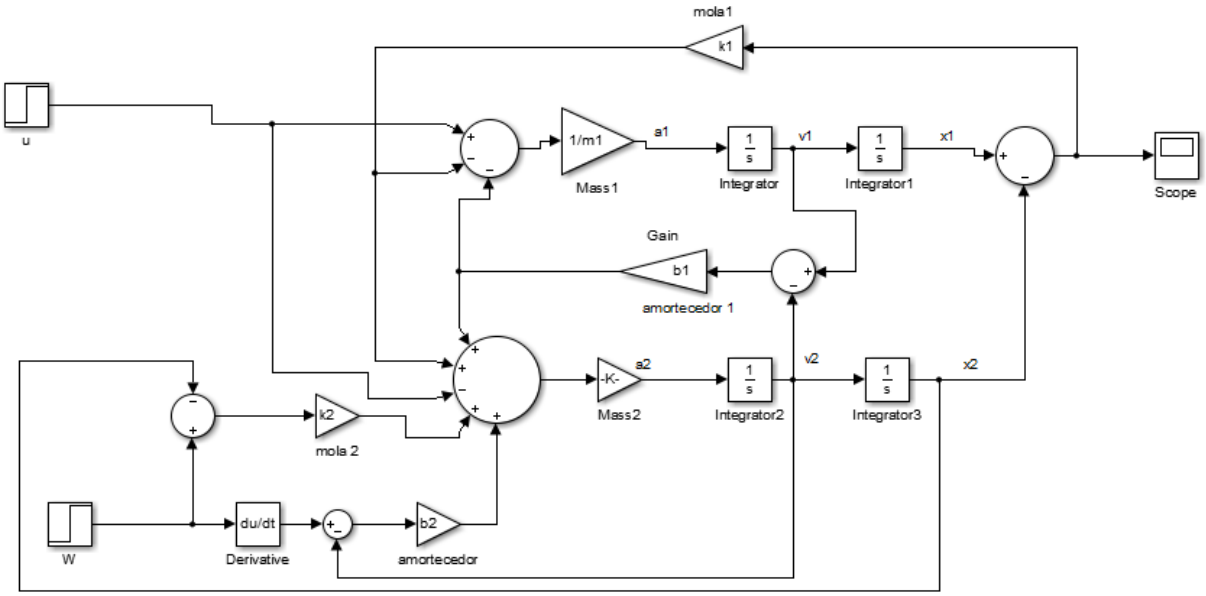
$$\begin{bmatrix} X1(s) \\ X2(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} (b1b2s^2 + (b1K2 + k1b2)s + K1K2) \\ m1b2s^3 + (m1k2 + b1b2)s^2 (b1k2 + k1b2)s + K1K2 \end{bmatrix}$$

$G_2(s) = (X_1(s) – X_2(s)) / W(s) = (b_1.b_2s^2+(b_1.K_2 + k_1.b_2)s + K_1.K_2) - m_1.b_2s^3 + (m_1.k_2+b_1.b_2)s^2 (b_1.k_2 + k_1.b_2)s + K_1.K_2 / \Delta$

$G_2(s) = (- m_1b2s^2 - m_1k_2s^2) / \{(m_1s^2 + b_1s + K_1).(m_2s^2 + (b_1s + b_2s)+ (K_1 + k_2)) – [(b_1s+k_1).(b_1s+ k_1)] \}$ (24)

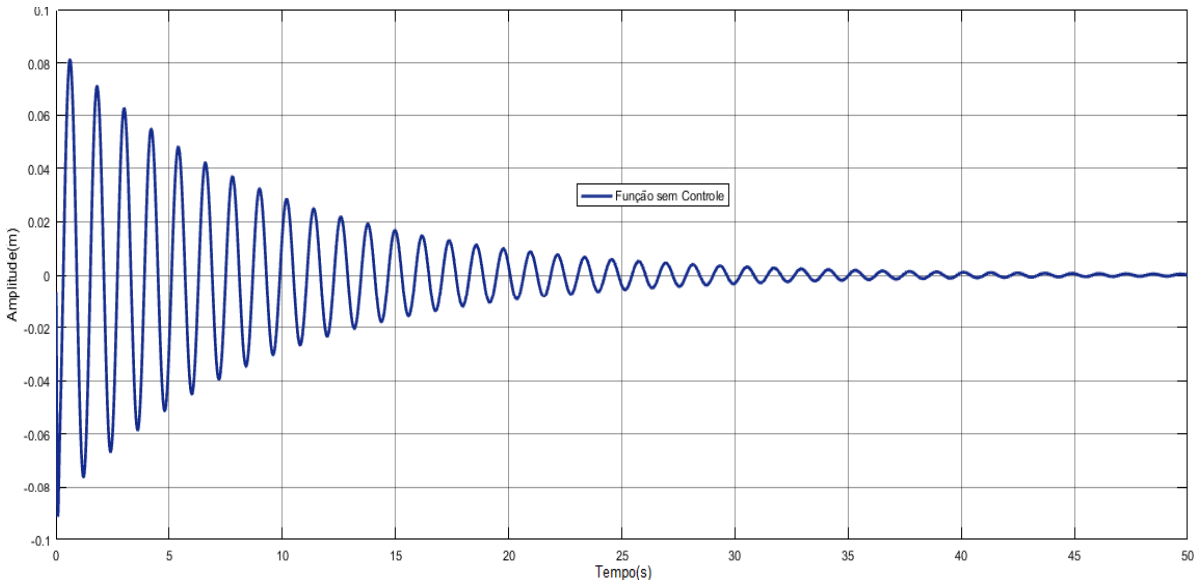
Na Figura 95 tem o DB do sistema de suspensão ativa e na Figura 96 nota-se que o sistema não está controlado, havendo a necessidade de aplicação de um controle, nesse caso, utilizar controlador PD.

Figura 95 - Diagrama de blocos do sistema de suspensão ativa do ônibus(¼)



Fonte:http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=Suspension&section=SystemModeling

Figura 96 - Gráfico do sistema de suspensão ativa do ônibus (1/4) sem controle



Fonte:

http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=Suspension&section=SystemModeling

5.2 Sintonia do controlador

No sistema massa, mola e amortecedor, definido nesse trabalho como sistema vibratório, foi calculado a FT por meio de um sistema mecânico, desenvolvendo seu tipo de sistema por meio da Tabela de Routh, bem como verificando o desempenho dos controladores PD e *Fuzzy*PD, com simulações dos diagramas de blocos, obtendo em forma de gráfico a saída do sistema. Assim definindo os ajustes dos parâmetros para melhor controlador essa saída. O mesmo processo se deu para o sistema de suspensão ativa do ônibus(1/4), isto é utilizou-se de forma sucessiva crescente (MESSNER; TILBURY, 2014) uma maneira de encontrar os valores de K_p e K_d definindo também seus parâmetros para melhor controlar a saída do sistema dessa suspensão ativa utilizando também os controladores PD e *Fuzzy*PD.

$$K_p = 832100 \qquad e \qquad K_d = 208025$$

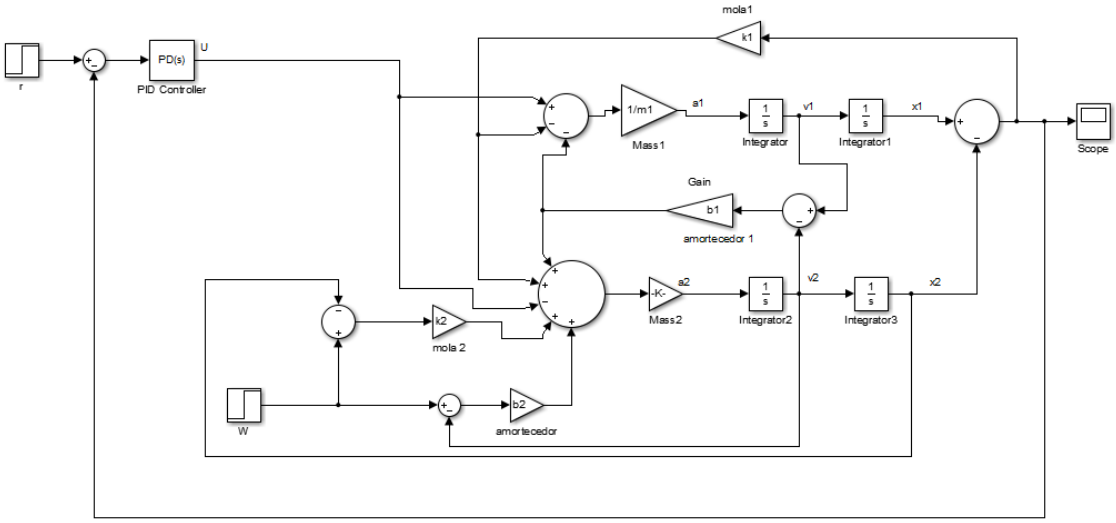
Para encontrar os valores de K_p e K_d, é necessário pelo segundo método de Ziegler Nichols elevar K_p até que se encontre uma oscilação sustentada. Dessa forma esse K_p elevado passa a se tornar o K_{cr}, dessa forma K_p para a FT do sistema é K_p= $0.6k_{cr}$, conforme tabela do segundo método de Zigler Nichlos, então fazendo uso desta mesma tabela, calcula-se $T_d = 0.125P_{cr}$, em que T_d é definido como o tempo derivativo para então calcular a FT do sistema dada como $Gc(s) = K_p(1+T_d s)$. No entanto, é válido informar que a sintonia do PD inclui encontrar o Kcr (ganho crítico) pela tabela de Routh igualar ao K_p (ganho proporcional), calcular o P_{cr} (período crítico), com esse calcular T_d e por fim a FT do sistema.

Entretanto, quando não existe a possibilidade se encontrar uma oscilação sustentada por meio desses métodos, é necessário encontrar K_p experimentalmente. E como já citado anteriormente, se necessário, fazer uma sintonia fina do PD multiplicando a FT do sistema por 2, e dobrando assim sucessivamente se julgar necessário.

5.2.1 Controle convencional PD

Para o controlador PD do sistema de suspensão ativa do ônibus (uma das quatro rodas), foi criado com base no diagrama de blocos do próprio sistema, apenas incluindo o bloco PD como mostra a Figura 97.

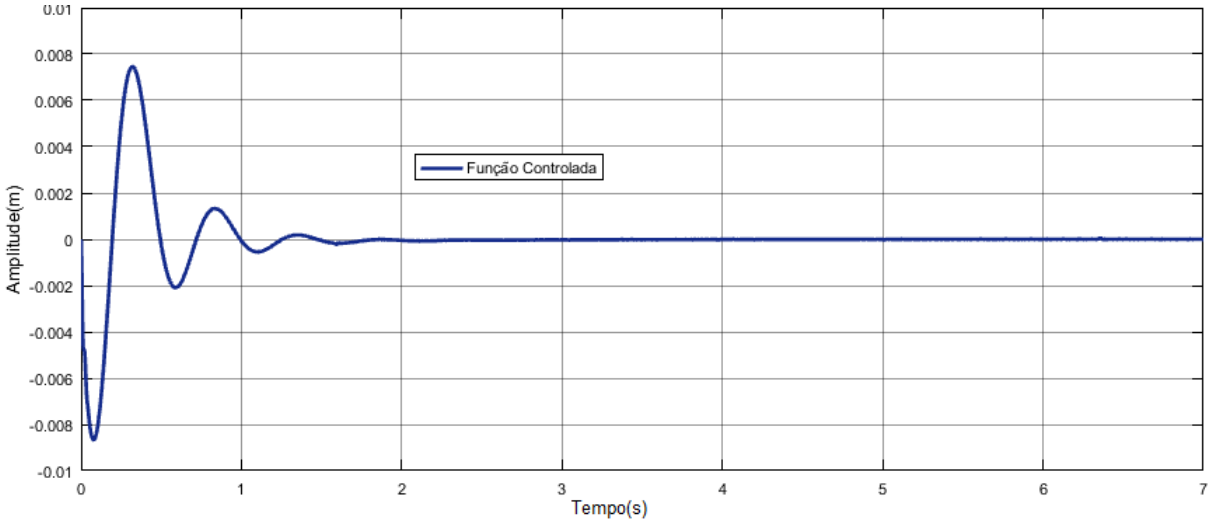
Figura 97 - Diagrama de bloco do sistema de suspensão ativa do ônibus (1/4)



Fonte: Aptado de <http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=Suspension&section=SystemModeling>

Observa-se agora na Figura 98 o sistema passa a ser controlado, antes mesmo dos 5s, ou seja, cerca de 2.5s o sistema foi controlado.

Figura 98 - Gráfico do sistema de suspensão ativa do ônibus (1/4)



Fonte: elaboração própria

5.2.2 Controle por lógica difusa

Da mesma forma que no sistema simples massa-mola-amortecido, para a lógica difusa do sistema suspensão ativa do ônibus(¼), foram desenvolvidas as variáveis de entrada e saída, bem como as regras para serem aplicadas no controlador. Dessa forma, incluiu-se no *Fuzzy* do Matlab as duas entradas (erro e derror), com o grau de pertinência variando de -1 a 1 com variações do erro ditas como NS, ZE e PS e uma saída (deslocamento). Logo foram 3 variações totalizando 9 regras como já mostrado no capítulo 4. Para cada combinação das entradas foi obtida uma saída conforme Figura 76. Essa Figura já foi discutida anteriormente no capitulo 4.

Fazendo uso da Tabela 6 é possível então montar as regras no controlador *Fuzzy.* Nota-se que foi utilizado o mesmo controlador *Fuzzy*, tanto para o sistema vibratório, quanto para o sistema de suspensão ativa.

O ajuste de controle *Fuzzy* se deu também seguindo a 3ª linha da Tabela 7 T_d = GCE/GE. Como K_p=GE.GU e GU representa U a saída do controlador convencional, por crescente refinamento encontrou-se que K_p = 832100 e K_d = 208025, e como o universo de discurso do erro é de -1 a 1, o valor de GE = 1 , isso indica que:

$$K_d = K_p.(T_d) \qquad (25)$$

$$208025 = 832100.(T_d)$$

$$T_d = 0.25$$

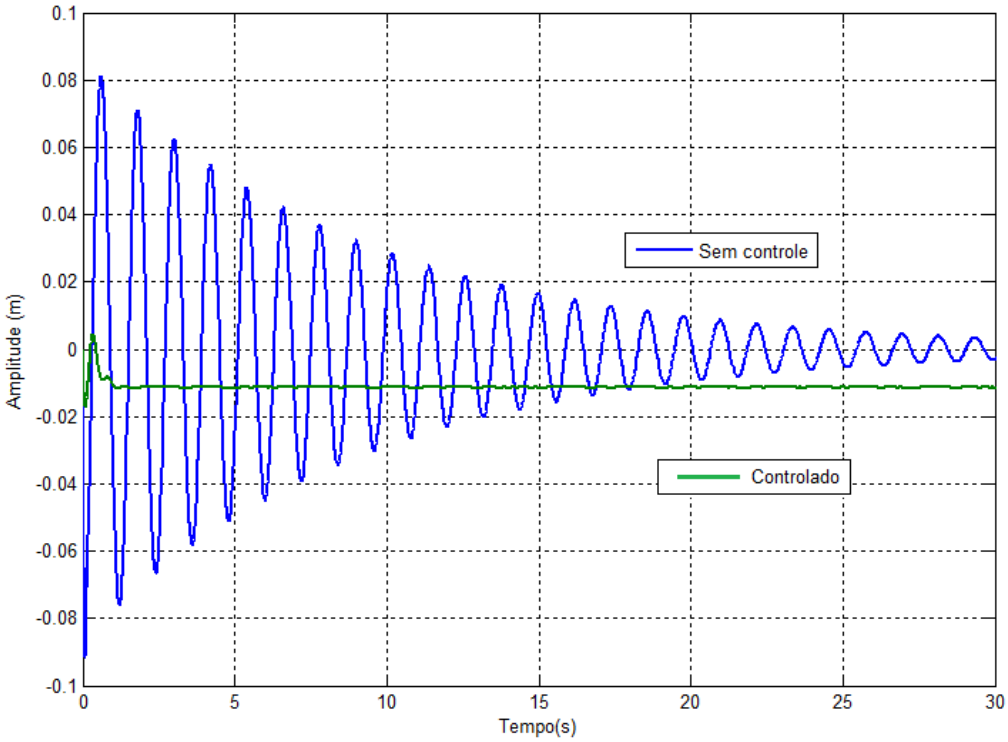
$$T_d = GCE / GE$$
$$T_d.GE = GCE$$
$$0.25.1 = GCE$$
$$GCE = 0.25$$

Recorrendo novamente à 3ª linha da Tabela 7 $K_p = GE.GU$. Logo:

$$K_p = GE.GU \quad (26)$$
$$GU = K_P / GE$$
$$GU = 832100 / 1$$
$$GU = 832100$$

Observa-se na Figura 99 que o sistema mostra-se controlado, mas assim como no controlador convencional, é possível no *Fuzzy* fazer uma sintoniza fina de modo a melhorar o controle, pois o nível de referência desejado do sistema não está em zero (linha roxa). Para esse, com aproximação sucessiva, foi-se diminuindo o valor do ganho GU.

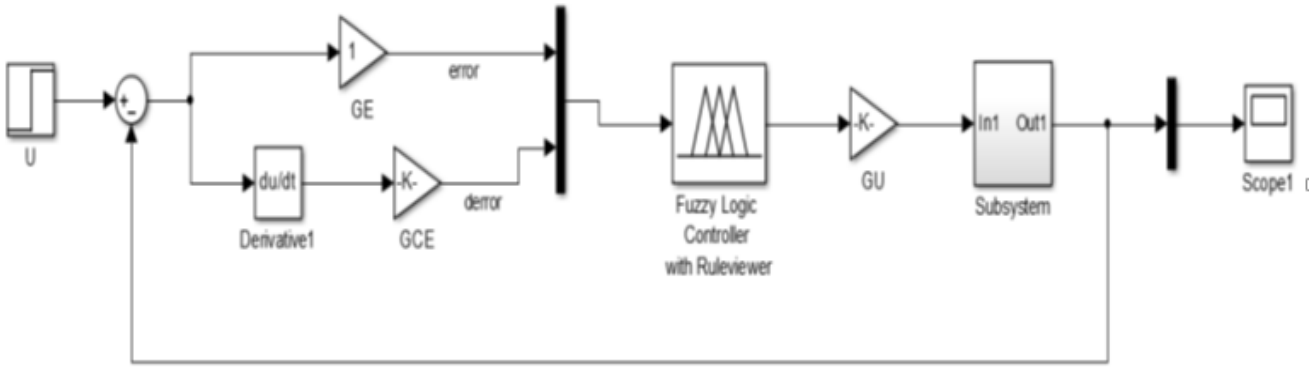
Figura 99 - Saídas do sistema controlado



Fonte: elaboração própria

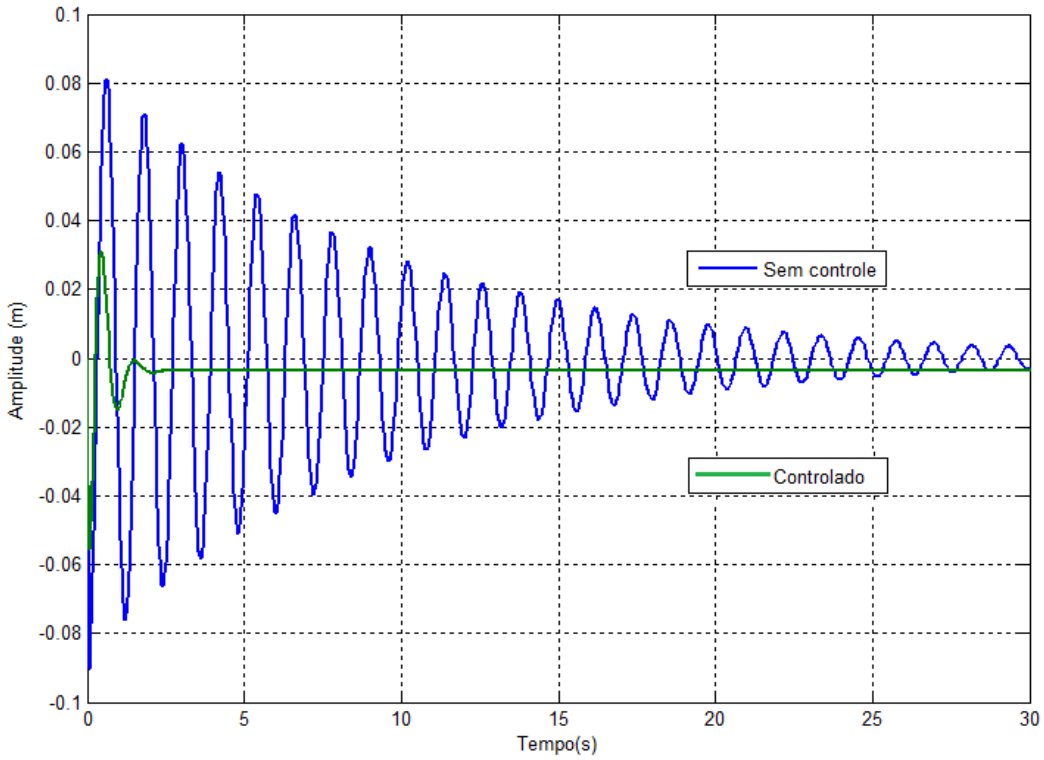
Ao contrário da Figura 99, a Figura 101 mostra que o controlador se aproxima mais do nível de referência do sistema, tornando o sistema controlado, definido à sintonia fina feito no controlador *Fuzzy*PD, por meio do GU. A Figura 100 mostra o DB do controlador *Fuzzy*PD com o superboloco (Subsystem) da suspensão ativa.

Figura 100 - DB do controlador *Fuzzy*PD com superbloco



Fonte: elaboração própria

Figura 101 - Saídas do sistema com melhor controle

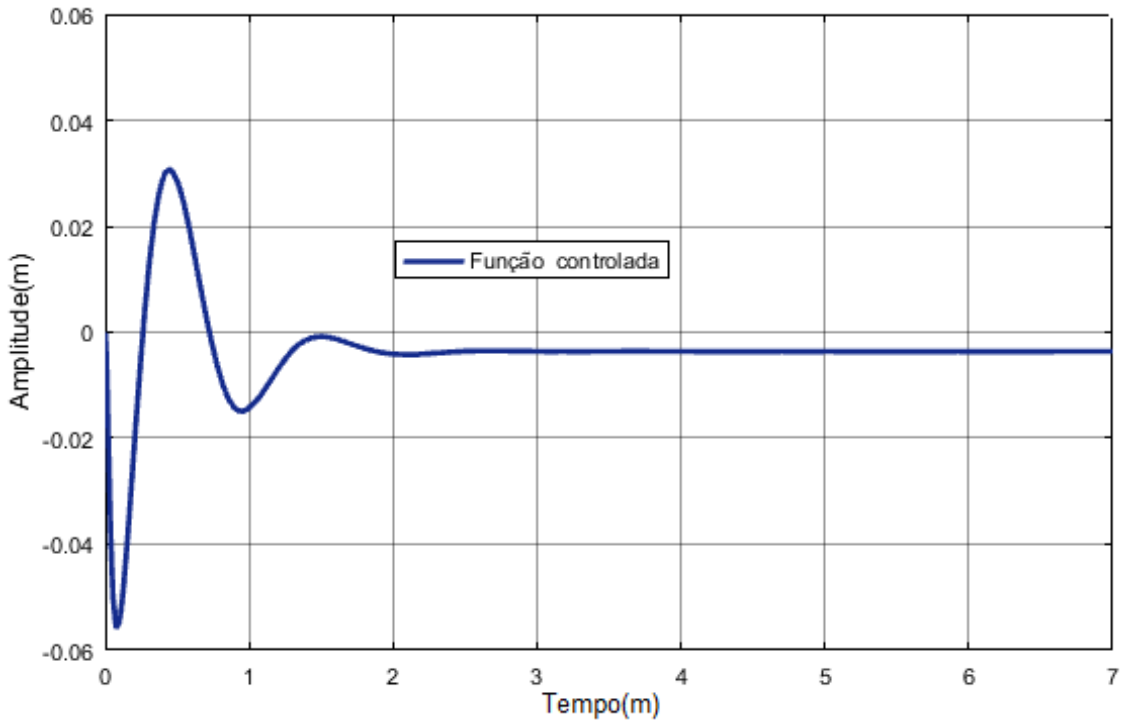


Fonte: elaboração própria

5.3 Suspensão sob controle

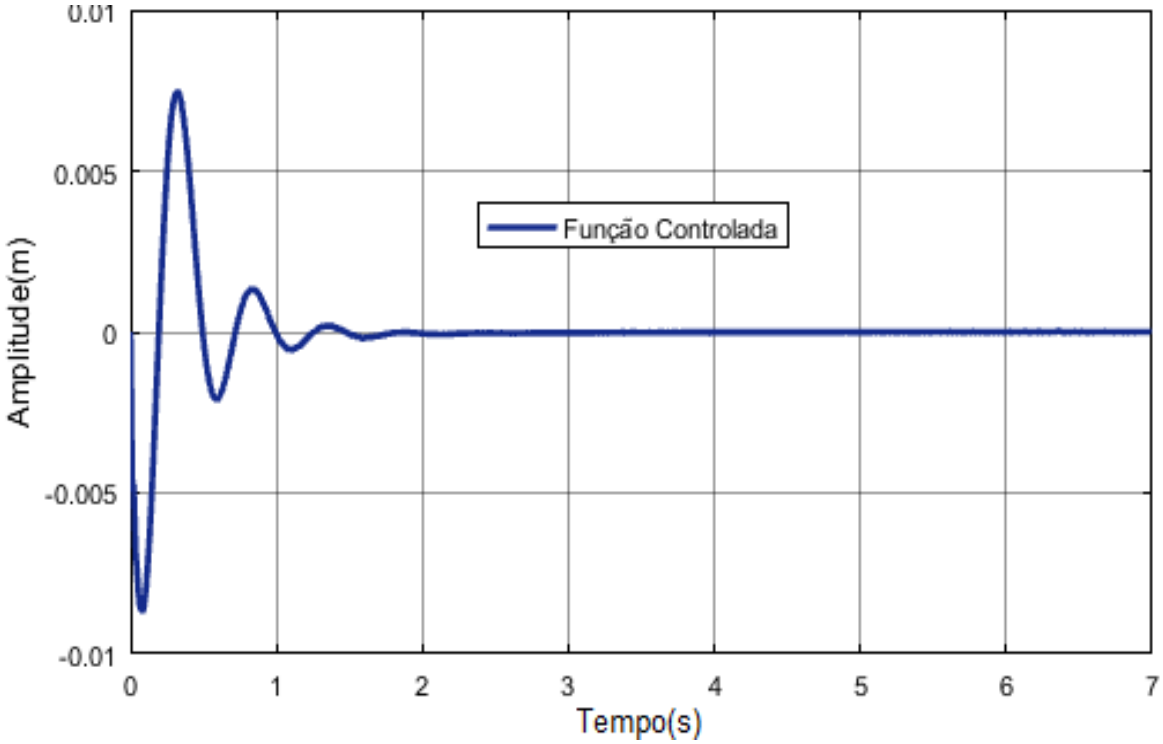
Como esperado o controlador FPD (controlador *Fuzzy*) pode ser comparado com o controlador PD convencional usando a mesma FT para ambos os controles e mesmo que os ajustes e sintonias para implementar os controles durante a simulação sejam diferentes. Nota-se na Figura 102 para o controlador FPD, o nível de referência não está totalmente em zero, mas controlou o sistema de forma rápida, ou seja, antes de 5 segundos. Para a Figura 103 o controlador PD atingiu o nível de referência, chegando a zero. Essa diferença notada entre ambos os controladores PD e FPD, se baseia nos ajustes finos executados

Figura 102 - Controlador *Fuzzy*PD



Fonte: elaboração própria

Figura 103 - Controlador Convencional (PD)



Fonte: elaboração própria

Nota-se também que na Figura 102 a FT se apresenta com menos vibrações que na Figura 103, mostrando que para esse sistema o controlador *Fuzzy*PD apresenta mais conforto aos ocupantes do veículo num intervalo de 2s.

6 DISCUSSÃO

Um bom sistema de suspensão automotiva deve apresentar uma boa resposta no contato com a pista ao mesmo tempo que fornece conforto aos ocupantes do veículo enquanto o mesmo percorre uma trajetória acidentada. Quando o veículo recebe qualquer distúrbio provenientes da pista (buracos, fissuras, degraus e lombadas), ele não deve apresentar grandes oscilações e essas devem se dissipar rapidamente. Sendo a distância X1–W muito difícil de medir, e a deformação do pneu X2–W é desprezível, então foi utilizada a distância X1-X2 como saída do problema aqui discutido, em vez de X1-W.

O distúrbio W proveniente da pista foi aqui simulado através de uma função degrau, que por exemplo, pode representar um buraco ou um a descontinuidade brusca no pavimento. No gráfico da resposta do sistema sem controle percebe-se claramente que o sistema é subamortecido pelas várias oscilações que apresenta antes de acomodar. Ocupantes desse veículo, sentiriam um grande desconforto devido ao enorme tempo de acomodação (aproximadamente 40s) dessa suspensão. A inclusão do projeto do controlador obteve um sobressinal menor que 5% e um tempo de acomodação menor que 2s, tornando o distúrbio bem menos impactante aos ocupantes.

Tanto o controlador PD tradicional quanto o *Fuzzy*PD forneceram condições suficientes para o controle da suspensão ativa automotiva apresentada neste trabalho. Fica claro que ainda é necessário melhorar o ajuste fino de ambos controladores, pois como foi visto, no sistema de suspensão ativa, seria necessário fazer um ajuste fino na saída do controlador *Fuzzy*PD para melhorar o nível de referência. Ao contrário desse no controlador PD tradicional o *setpoint* ficou dentro do especificado.

Para o sistema massa-mola-amortecido, o controlador *Fuzzy*PD foi mais favorável em seus ajustes, deixando o nível de referência dentro do especificado bem como o *o*vershoot melhorado. No controlador PD o mesmo nível de referência ficou dentro do especificado, mas o *overshoot* ainda precisava ser melhorado.

A maior dificuldade encontrada para esses dois sistemas foi ajustar os parâmetros dos mesmos, porque, além de envolver técnicas, experiência e conhecimento total do sistema a ser controlado, foram necessárias muitas simulações para atingir valores de sobressinal e acomodação razoáveis. O motivo disso é que o

segundo método de Ziegler-Nichols não pode ser diretamente aplicado aos parâmetros do controlador *Fuzzy*, mas um cálculo para obter os ganhos de entrada e saída do controlador foi realizado com base nesse método (equações 25 e 26). A conversão do método tradicional para o *Fuzz*y baseado em Ziegler-Nichols não é direta e isso se explica também porque é necessário outro ajuste fino nas posições e nas larguras de todas as funções de pertinência, o que leva a um grande número de parâmetros a serem ajustados. Portanto, percebe-se que deve haver outros caminhos a serem percorridos para otimização desses parâmetros.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

O controle de suspensão ativa automotiva por lógica difusa (Lógica *Fuzzy*), pode ser utilizada de forma a respeitar as regras de controle *fuzzy* e seus ajustes. Embora essa seja segundo Simões e Shaw (2007), uma técnica que incorpora a forma humana de pensar em um sistema de controle, ou seja, incorpora um raciocínio dedutivo, essa pode ser comparada ao controlador PD convencional. E, embora os parâmetros de ajustes sejam semelhantes, foi possível notar pequenas diferenças no controle final entre esses controladores, devido à natureza difusa do *Fuzzy*PD.

O ajuste realizado mostrou-se satisfatório com desempenho comparável ao controlador tradicional. Pode-se perguntar: por que não foi utilizado o controlador PID e qual o seu equivalente difuso?

O termo proporcional (K_p), ajusta a intensidade da resposta do controlador. O termo derivativo (K_d) ajuda a minimizar rapidamente as oscilações do sistema, porque atua sobre a variação do sinal. O termo integrador (K_i) compensa o erro acumulado ao longo dos ciclos, que no *Fuzzy*PD pode ser compensado por um ajuste de *setpoint* na saída do controlador.

O termo integrador no *Fuzzy*PD pode ser acrescentado por meio de outra variável de entrada, além das “error” e “derror” aqui utilizadas, que representaria o erro acumulado. Porém isso exigiria a configuração de um novo universo de discurso, com novas funções de pertinência e, ainda mais, mais parâmetros a serem ajustados no controlador. É por isso que se conclui que os resultados obtidos até aqui foram bastante satisfatórios.

.

7.1 Trabalhos futuros

Como trabalhos futuros pretende-se efetuar a inclusão do parâmetro integrativo do controlador, transformando-o em um *Fuzzy*PID, com respectivo reajuste dos parâmetros talvez assim minimizando o *overshoot* e melhorando o nível de referência. Isso envolve trabalhar com mais uma variável o ganho Ki, que soma o erro ao longo do tempo. E isso implica modelar o controlador *fuzzy* com 27 regras, sendo um desafio para encontrar o resultado das combinações das variáveis *error*, *derror* e *ierror* (ou seja, equivalente ao Ki).

Outro trabalho mais avançado poderia ser a proposta do desenvolvimento de um sistema de controle difuso que ajuste os parâmetros de um controlador, de modo adaptativo.

Enquanto esses trabalhos propostos são baseados em simulações, se torna interessante o desenvolvimento físico de um sistema massa-mola amortecido de forma a testar na prática o desempenho obtido nas simulações.

REFERÊNCIAS

BARATA, J. **O Que Era e Que Fim Levou a Misteriosa Suspensão Ativa da Bose.** Disponível em: <https://www.flatout.com.br/o-que-era-e-que-fim-levou-a-misteriosa-suspensao-ativa-da-bose/> Acesso em 18 out de 2017.

BAZANELLA, A. S.; SILVA Jr., J. M. **Ajuste de Controladores PID**. Disponível em: <http://www.ece.ufrgs.br/~jmgomes/pid/Apostila/apostila/node29.html> Acesso em jun de 2017.

BELTRAME, E. V. et al. Implementação de um controlador fuzzy para conversor buck em microcontrolador avr de 8bits. **Revista Ilha Digital**. Florianópolis, v3, p.41-46,2012. Disponível em: <http://ilhadigital.florianopolis.ifsc.edu.br/>Acesso em 06 nov.2016.

CORRIGA, G.; SANNA, S.; USAI, G. An Optimal Tandem Active-Passive Suspension System for Road Vehicles with Minimum Power Consumption. **IEEE Transactions on industrial eletronics***. vol. 38, n. 3*, p. 210-216.1991.

COX, E. Fuzzy fundamentals. **Spectrum IEEE***.* p. 58–61, sep.1992.

CRIVELLARO, C. **Controle robusto de suspensão semi-ativa para caminhonetes utilizando amortecedores magneto-reológicos***.* Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo,2008.

DAIMLER, A. **Mercedes-Benz**. Disponível em Active Body Control ABC: <http://techcenter.mercedes-benz.com/en/abc/detail.html> Acesso em: 15 de jun de 2016

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de controle modernos***.* Rio de Janeiro: LTC, 2009.

ETEP, Faculdades. **Apostila de Robótica.** Disponível em: <https://www.slideshare.net/duducardeal/apostila-rob-tica10092009> Acesso em 18 out 2017.

FERRARO, N. G. **Aulas de física 1***.* São Paulo: Atual,1991

GILLESPIE, T. D. **Fundamentals of Vehicle Dynamics***.* Warrendale: Society of Automotive Engineers Inc.,1992.

GYSEN, B. L.; PAULIDES, J. J.; JANSSEN, J. L.; LOMONOVA, E. A. Active Electromagnetic Suspension System for Improved Vehicle Dynamics. **IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**, p. 1 - 6).2008.

HALLIDAY, D. **Física**, vol. 1. Rio de Janeiro: LTC, 2002.

HSU, P. Power recovery property of electrical active suspension systems. **Energy Conversion Engineering Conference,** p. 1899-1904),1996.

INSTRUMENTS, N.. Explicando a Teoria PID. **Site da National Instruments**. Disponível em: <http://www.ni.com/white-paper/3782/pt/.> 13 dez. 2011

JANTZEN, J.. Tecnical university of Denmark. **Department of Automation**, *B;dg 326, DK-2800 LYgby, DENMARK. Tech report no 98-H 871 (fpid).* 30 de Sep. 1998.

KLIR, G. J.; YUAN, B. **Fuzzy Sets and Fuzzy Logic**: Theory and Applications. Las Vegas: Prentice Hall, 1995.

LEE, S.; KIM, W.-j. Active Suspension Control With Direct-Drive Tubular Linear Brushless Permanent-Magnet Motor. ***IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY***, p. 859-870, jul de2010.

MARTINS, I.; ESTEVES, M.; SILVA, F. P.; VERDELHO, P. Electromagnetic hydrid active-passeive vehicle suspension system. **IEEE 49th Vehicular Technology Conference,** p. 2273 - 2277, 1999.

MESSNER, B.; TILBURY, D. **Control Tutorials for Matlab & Simulink**. Disponível em:<http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=Suspension&section=SystemModeling>. Acesso em: 2014.

MULLA, A. A.; UNAUME, D. R. Active Suspensions Future Trend of Automotive Suspensions. *International Conference on Emerging Trends in Technology & its Applications* ***ICETTA*** *2013.*

NASCIMENTO JÚNIOR, C. L.; YONEYAMA, T. **Inteligência artificial em controle e automação**. São Paulo: FAPESP, 2000.

NISE, N. S. (2012). **Engenharia de sistemas de controle**. 6ª ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. PHB, 1982

OGATA, K.. **Engenharia de controle moderno**. 5ª ed. São Paulo: Pearson, 2010.

PONTELLI, C. O. **Estratégias de controle para isolação ativa de vibrações em barras de pulverizadores agrícolas**. Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos, São Carlos, 2012

POPOVIC, V.; Jankovic, D.; Vasic, B. (2000). Design and Simulation of Active Suspension System by Using Matlab. ***Seoul 2000 FISITA World Automotive Congress*** p. 1-8,Seul: F2000G269, 2000.

RAPIDSTM32. ***08 Design of Fuzzy Logic Controller for Temperature Control***. Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=W2UgdwKMABU> 28 de Jan. de 2013.

SHAW, S. I. **Controle e Modelagem fuzzy**. São Paulo: BLUCHER, 2007.

SOLEYMANI, M. M.-G. Investigation of the Energy Regeneration of Active Suspension System in Hybrid Electric Vehicles. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS,** *57*(3), p. 918-925, mar de 2010.

STRASSBERGER, M.; Guldner, J. BMW's dynamic drive: an active stabilizer bar system. ***IEEE Control Syst****. Mag*, p. 28-29, Ago de 2004.

STRIBRSKY, A.; HYNIOVA, K., HONCU, J.; KRUCZEK, A. Energy Recuperation in Automotive Active Suspension Systems with Linear Electric Motor. **Mediterranean Conference on Control & Automation (MED '07),** p. 1-5, 2007.

VAN LEEKWIJCK, W.; KERRE, E. E. Defuzzification: criteria and classification. **Fuzzy Sets and Systems***, 108*(2), p.159–178, 1999.

WILLIAMS, R. A.; Best, A. Control of a low frequency active suspension. **International Conference on Control**, p. 338-343, 1994.

WILLIANS, H. **How Suspension Work.** Disponível em: <https://auto.howstuffworks.com/car-suspension.htm> Acesso em 18 out de 2017.

XUE, X. D.; CHENG, K. W.; ZHANG, Z.; LIN, J. K.; WANG, D. H.; BAO, Y. J.; CHEUNG, N. Study of Art of Automotive Active Suspensions. **4th International Conference on Power Electronics Systems and Applications**, p. 394-400. Hong Kong, 2011.

ZADEH, L. A. Fuzzy sets. **Information and Control**, n.8, p. 338–353, 1965.

ZADEH, L. A. (2002). From computing with numbers to computing with words — from manipulation of measurements to manipulation of perceptions. **International Journal of Applied Math and Computer Science***, 12*(3), p. 307–324, 2002.