

**INSTITUTO FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E  
AUTOMAÇÃO**

**FELIPE ALCÂNTARA DE CASTRO**

**APLICAÇÃO DE CONTROLADORES PID INTEIRO E FRACIONÁRIO COM AUTO  
SINTONIA ATRAVÉS DE LÓGICA FUZZY**

**SERRA  
2017**

FELIPE ALCÂNTARA DE CASTRO

**APLICAÇÃO DE CONTROLADORES PID INTEIRO E FRACIONÁRIO COM AUTO  
SINTONIA ATRAVÉS DE LÓGICA FUZZY**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Controle e Automação do Instituto Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia de Controle e Automação.

Orientadores: Prof. Dr. Marco Antonio de Souza Leite Cuadros e Prof. Dr. Gustavo Maia de Almeida

SERRA

2017

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

---

C355a Castro, Felipe Alcântara  
2017 Aplicação de controladores PID inteiro e fracionário com auto sintonia através de lógica Fuzzy / Felipe Alcântara Castro. - 2017. 102 f.; il.; 30 cm

Orientador: Prof. Dr. Marco Antonio de Souza Leite Cuadros.  
Orientador: Prof. Dr. Gustavo Maia de Almeida.  
Dissertação (mestrado) - Instituto Federal do Espírito Santo, Programa de Pós-graduação em Engenharia de Controle de Automação, 2017.

1. Controladores PID. 2. Lógica difusa. 3. Controle de processos. 4. Algoritmos genéticos. I. Cuadros, Marco Antonio de Souza Leite. II. Almeida, Gustavo Maia de. III. Instituto Federal do Espírito Santo. IV. Título.

CDD 629.8

---

**MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO**  
**INSTITUTO FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO**

**FELIPE ALCÂNTARA DE CASTRO**

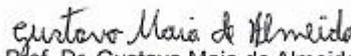
**APLICAÇÃO DE CONTROLADORES PID INTEIRO E FRACIONÁRIO COM AUTO  
SINTONIA ATRAVÉS DE LÓGICA FUZZY**

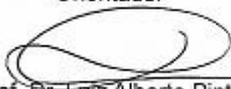
Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Controle e Automação do Instituto Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção de título de Mestre em Engenharia de Controle e Automação.

Aprovado em 15 de dezembro de 2017

**COMISSÃO EXAMINADORA**

  
Prof. Dr. Marco Antonio de Spuza Leite Cuadros  
Instituto Federal do Espírito Santo  
Orientador

  
Prof. Dr. Gustavo Maia de Almeida  
Instituto Federal do Espírito Santo  
Orientador

  
Prof. Dr. Luiz Alberto Pinto  
Instituto Federal do Espírito Santo  
Membro Interno

  
Prof. Dr. Celso José Munaro  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Membro externo

FELIPE ALCÂNTARA DE CASTRO

CASTRO, Felipe Alcântara de; CUADROS, Marco Antônio de Souza Leite;  
ALMEIDA, Gustavo Maia de. **Aplicação de controladores PID inteiro e fracionário  
com auto sintonia através de lógica fuzzy**. Serra: Ifes, 2017. 95 p.

Produto final apresentado ao Programa de Pós-  
Graduação em Engenharia de Controle e  
Automação do Instituto Federal do Espírito Santo,  
como requisito parcial para obtenção do Título de  
Mestre em Engenharia de Controle e Automação.

Aprovado em 15 de Dezembro de 2017

**COMISSÃO EXAMINADORA**



Prof. Dr. Marco Antonio de Souza Leite Cuadros  
Instituto Federal do Espírito Santo  
Orientador



Prof. Dr. Gustavo Maia de Almeida  
Instituto Federal do Espírito Santo  
Orientador



Prof. Dr. Luiz Alberto Pinto  
Instituto Federal do Espírito Santo  
Membro Interno



Prof. Dr. Celso José Munaro  
Universidade Federal do Espírito Santo  
Membro Externo

## AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, à minha esposa Marcela por estar sempre ao meu lado, mesmo nos momentos de dificuldades, incentivando-me a superar os momentos de fraqueza, dando-me forças para continuar em busca de mais uma conquista. Aos meus professores orientadores, Marco Antônio e Gustavo, que me demonstraram o significado e o valor da pesquisa através de seus ensinamentos e exemplos tornando possível a realização deste trabalho. Agradeço também aos meus companheiros de Ifes, Nemerson, Vinícius e Pablo que foram grandes parceiros e também professores no auxílio do desenvolvimento dos programas de simulação e testes práticos em *Matlab* e *LabVIEW<sup>TM</sup>*. Por fim, a toda minha família, meus pais e irmãos que são a base de tudo o que eu sou, sendo responsáveis pelo alicerce na condução da realização deste objetivo.

*“Existem muitas hipóteses em ciência que estão erradas. Isso é perfeitamente aceitável, elas são a abertura para achar as que estão certas”.*

*(Carl Sagan)*

## RESUMO

O cálculo fracionário vem sendo cada vez mais aplicado em sistemas de controle, no entanto devido ao alto grau de complexidade envolvido e a recente evolução do processamento computacional, ainda são poucos os experimentos práticos realizados. Recentemente, com o desenvolvimento do controle fracionário, pesquisas passaram a se aprofundar no controlador do tipo PID (Proporcional-Integral-Derivativo) de ordem fracionária ou simplesmente  $PI^\lambda D^\mu$ . Nele, além dos tradicionais parâmetros, os ganhos de natureza proporcional, integral e derivativa, conhecidos como -  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$ , respectivamente, surgem dois novos parâmetros, as ordens de natureza fracionária integral e derivativa  $\lambda$  e  $\mu$ , respectivamente. Diante destes cinco parâmetros a sintonia do controlador, embora se torne mais flexível, apresenta-se mais trabalhosa e demorada, sendo que para aplicações industriais apresenta-se como aspecto crítico. A proposta deste estudo consiste na avaliação do potencial do controle fracionário com sintonia automática, realizada através de lógica fuzzy, para aplicações industriais, usando-se para isso, como planta de experimentação, processos de nível e pressão. Os controladores aplicados foram implementados no ambiente do software *LabVIEW*<sup>TM</sup>, conectados ao processo, via placa de aquisição *NIDAQ*<sup>TM</sup> da *National Instrument*<sup>TM</sup>. Para efeito de comparação e avaliação os resultados das simulações e ensaios práticos obtidos com o controlador auto sintonizado de ambas ordens são confrontados aos mesmos controladores, porém com sintonia não automática, sintonizados com o método de busca de parâmetros de sintonia por Algoritmo Genético.

Palavras-chave: Cálculo fracionário. Controle de processos. Algoritmo genético. Lógica Fuzzy.

## ABSTRACT

Fractional calculus has been increasingly applied to control systems, but due to the high degree of complexity involved and the recent evolution of computational processing, there are still few practical experiments performed. Recently, with the development of the fractional control, researches come more and more deepening in the controller of the PID type (Proportional-Integral-Derivative) of fractional order, or simply  $PI^\lambda D^\mu$ . In addition to the traditional proportional, integral and derivative gains -  $K_p$ ,  $K_i$  and  $K_d$ , respectively, two new parameters, known as fractional integral and derivative orders  $\lambda$  and  $\mu$ , respectively arise. Although more flexible the tuning of these five parameters is more complex and time consuming, which for industrial applications becomes a critical aspect. The purpose of this study is to evaluate the potential of fractional control with automatic tuning performed through fuzzy logic, for industrial applications. As a test plant, level and pressure processes have been selected. The controllers studied here were implemented in the LabVIEW™ software, connected to the process, through acquisition board NIDAQ™ of the National Instrument™. For the purposes of comparison and evaluation, the simulations and practical tests results obtained with the auto tuned controller of both orders are compared to the same controllers, but with non-automatic tuning, tuned to the search method of tuning parameters by Genetic Algorithm.

Keywords: Fractional calculus. Process control. Genetic algorithm. Fuzzy logic.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Surgimento do cálculo fracionário .....	20
Figura 2 - Controlador PID .....	24
Figura 3 - Controlador PID com anti-windup .....	25
Figura 4 - Esquema geral lógica fuzzy .....	28
Figura 5 - Estrutura genérica de um controlador fuzzy.....	28
Figura 6 - Efeito da variação de $\lambda$ .....	32
Figura 7 - Efeito da variação de $\mu$ .....	33
Figura 8 - Efeito da variação de $\lambda, \mu$ .....	34
Figura 9 - Diagrama de Bode para variação de $\lambda, \mu$ .....	34
Figura 10 - Efeitos de $\lambda$ & $\mu$ no domínio da frequência.....	36
Figura 11 - Estrutura de um controlador COFVF.....	37
Figura 12 - Regras de controle fuzzy na auto sintonia (a) $\lambda$ , (b) $\mu$ .....	38
Figura 13 - Função de inferência para o erro .....	38
Figura 14 - Superfície não linear de COFVF (a) $\lambda$ , (b) $\mu$ .....	38
Figura 15 - Roleta no AG.....	40
Figura 16 - Diagrama de simulação do AG no Simulink.....	42
Figura 17 - Sistema de nível de líquido .....	45
Figura 18 - Resposta ao degrau sistema de primeira ordem .....	47
Figura 19 - Planta de prática de nível.....	47
Figura 20 - Esquema de ligação da planta de nível .....	48
Figura 21 - Processo de controle de pressão.....	49
Figura 22 - Planta de pressão .....	50
Figura 23 - Não linearidade planta de pressão.....	51
Figura 24 - Análise de linearidade do processo .....	52
Figura 25 - Esquema de ligação planta de pressão .....	52
Figura 26 - Modelagem planta de nível .....	53
Figura 27 - Detalhe do tempo morto.....	54
Figura 28 - Sistemas de 2ª ordem resposta ao degrau .....	55
Figura 29 - Região de modelagem da planta de pressão.....	56
Figura 30 - Implementação do cálculo dos coeficientes binomiais.....	59
Figura 31 - Cálculo fracionário da derivada e da integral .....	59
Figura 32 - Fluxograma de implementação do $PI^\lambda D^\mu$ .....	60
Figura 33 - Implementação PID fracionário.....	61
Figura 34 - Implementação PID com auto sintonia.....	62

Figura 35 - Função de pertinência de E .....	63
Figura 36 - Função de pertinência de $\Delta e$ .....	64
Figura 37 - Função de pertinência de $K_p$ .....	64
Figura 38 - Função de pertinência de $K_i$ .....	64
Figura 39 - Função de pertinência de $K_d$ .....	65
Figura 40 - Mapeamento de entradas/saída para $K_p$ e $K_i$ .....	66
Figura 41 - Função de pertinência de $\lambda$ .....	68
Figura 42 - Função de pertinência para $\mu$ .....	68
Figura 43 - Mapeamento de entradas/saída para $\lambda$ e $\mu$ .....	68
Figura 44 - Diagrama de blocos $PI^\lambda D^\mu$ com auto sintonia.....	69
Figura 45 - Comparação dos métodos de sintonia PIDs inteiros.....	74
Figura 46 - Comparação entre PID e $PI^\lambda D^\mu$ com AG .....	74
Figura 47 - PID inteiro sintonia fina versus fuzzy .....	75
Figura 48 - Comparação dos métodos de sintonia para o $PI^\lambda D^\mu$ .....	76
Figura 49 - Simulação degrau planta de pressão.....	79
Figura 50 - Sinal de controle para os PIDs simulados.....	79
Figura 51 - $PI^\lambda D^\mu$ verificação da variação de $\lambda$ .....	82
Figura 52 - Detalhe do degrau positivo com variação de $\lambda$ .....	82
Figura 53 - Detalhe da resposta ao degrau negativo com variação de $\lambda$ .....	83
Figura 54 - PID inteiro comparação de sintonias.....	84
Figura 55 - Comparação da resposta ao degrau dos PIDs com $PI^\lambda D^\mu$ .....	84
Figura 56 - PID comparação da sintonia fixa X variável.....	85
Figura 57 - $PI^\lambda D^\mu$ - comparação entre sintonia fixa AG X Fuzzy.....	86
Figura 58 - Resposta aos degraus PIDs .....	87
Figura 59 - Controladores sob degrau de 210 cm - 230 cm .....	88
Figura 60 - Controladores sob degrau de 230 cm - 180 cm .....	88
Figura 61 - $PI^\lambda D^\mu$ - Verificação dos efeitos de $\lambda$ e $\mu$ .....	90
Figura 62 - Comparação PID X $PI^\lambda D^\mu$ .....	91
Figura 63 - PID inteiro - Comparação dos métodos de sintonia.....	92
Figura 64 - Comparação $PI^\lambda D^\mu$ com auto sintonia frente a sintonia fixa .....	92
Figura 65 - Resposta aos degraus dos PIDs.....	94
Figura 66 - Detalhe da resposta aos degraus dos PIDs.....	94
Figura 67 - Resposta aos degraus dos $PI^\lambda D^\mu$ .....	95
Figura 68 - Detalhe da resposta aos degraus dos $PI^\lambda D^\mu$ .....	95
Figura 69 - Resposta ao distúrbio dos PIDs.....	97

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros do Algoritmo Genético .....	43
Tabela 2 - Variáveis linguísticas.....	63
Tabela 3 - Regras fuzzy para ganho $K_p$ .....	65
Tabela 4 - Regras fuzzy para ganho $K_i$ .....	65
Tabela 5 - Regras fuzzy para ganho $K_d$ .....	66
Tabela 6 - Regras de inferência $\lambda$ .....	67
Tabela 7 - Regras de inferência $\mu$ .....	67
Tabela 8 - Sintonia planta de nível.....	73
Tabela 9 - IEs simulação planta de nível.....	76
Tabela 10 - Sintonia planta de pressão.....	78
Tabela 11 - IEs simulação planta de pressão degrau 50-70 .....	80
Tabela 12 - IEs ensaio prático planta de nível degrau único de 150 a 200 .....	86
Tabela 13 - IEs ensaio prático múltiplos degraus planta de nível.....	89
Tabela 14 - IEs ensaio prático planta de pressão degrau único 50 a 70.....	93
Tabela 15 - IEs planta de pressão múltiplos degraus.....	96
Tabela 16 - IEs planta de pressão modo regulatório.....	97

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

GAIN - Grupo de estudo de automação industrial do Campus Serra do Instituto Federal do Espírito Santo

PID - Controlador Proporcional Integral Derivativo

PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> - Controlador Proporcional Integral Derivativo de Ordem Fracionário

AG - Algoritmo Genético

NI - *National Instruments*<sup>TM</sup>

SubVI - *Subroutine Virtual Instruments*

COFVF - Controlador de ordem fracionária variável fuzzy

LCF - Lógica de Controle Fuzzy

VP - Variável de Processo

SP - Variável de referência

K<sub>p</sub> - Ganho proporcional

K<sub>i</sub> - Ganho integral

K<sub>d</sub> - Ganho Derivativo

IEs - Índices de desempenho

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	14
1.1	OBJETIVOS .....	15
1.2	JUSTIFICATIVA E IMPORTÂNCIA .....	16
1.3	METODOLOGIA.....	16
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	17
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b> .....	19
2.1	CÁLCULO FRACIONÁRIO.....	19
2.2	CONTROLADOR PID.....	23
2.3	CONTROLADORES FUZZY .....	26
2.4	CONTROLADOR PID COM AUTO SINTONIA FUZZY .....	30
2.5	CONTROLADOR PID FRACIONÁRIO.....	31
2.6	CARACTERÍSTICAS NO DOMÍNIO DO TEMPO E FREQUÊNCIA .....	33
2.7	CONTROLADOR $PI^{\lambda}D^{\mu}$ COM AUTO SINTONIA FUZZY .....	36
2.8	SINTONIA POR ALGORITMO GENÉTICO.....	39
<b>3</b>	<b>PLANTAS PRÁTICAS</b> .....	44
3.1	PLANTA DE NÍVEL .....	44
3.2	PLANTA DE PRESSÃO .....	49
3.3	MODELAMENTO DOS SISTEMAS .....	53
3.3.1	Processo de nível .....	53
3.3.2	Processo de pressão .....	54
<b>4</b>	<b>IMPLEMENTAÇÃO E SIMULAÇÃO</b> .....	58
4.1	IMPLEMENTAÇÃO DO OPERADOR FRACIONÁRIO.....	58
4.2	IMPLEMENTAÇÃO DO PID E $PI^{\lambda}D^{\mu}$ FUZZY.....	61
<b>5</b>	<b>SIMULAÇÕES E RESULTADOS</b> .....	70
5.1	INDICADORES DE DESEMPENHO .....	70
5.2	PLANTA DE NÍVEL .....	71
5.2.1	Determinação de parâmetros de sintonia .....	71
5.2.2	Resultados das simulações .....	73
5.3	PLANTA DE PRESSÃO .....	77
5.3.1	Determinação dos parâmetros de sintonia .....	77
5.3.2	Resultados das simulações .....	78
<b>6</b>	<b>ENSAIOS PRÁTICOS E RESULTADOS</b> .....	81

6.1	PLANTA DE NÍVEL .....	81
6.1.1	<b>Varição da ordem fracionária <math>\lambda</math> .....</b>	<b>81</b>
6.1.2	<b>Ensaio dos controladores degrau único .....</b>	<b>83</b>
6.1.3	<b>Ensaio dos controladores degraus múltiplos.....</b>	<b>87</b>
6.2	PLANTA DE PRESSÃO .....	89
6.2.1	<b>Efeito da variação das ordens fracionárias .....</b>	<b>89</b>
6.2.2	<b>Ensaio dos controladores degrau único .....</b>	<b>90</b>
6.2.3	<b>Ensaio dos controladores frente a degraus múltiplos.....</b>	<b>93</b>
6.2.4	<b>Ensaio dos controladores sob modo regulatório.....</b>	<b>96</b>
7	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>98</b>
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>100</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Apresentado na forma mnemônica como  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ , o controle PID fracionário introduz o conceito de dois novos parâmetros  $\lambda$  e  $\mu$ , também conhecidos como a ordem fracionária integral e derivativa, respectivamente (PODLUBNY, 1999). Segundo Podlubny (1994), dada a função de transferência genérica  $G(s)$ , a representação geral para um  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ , quando estes termos são igualados a 1, levam ao formato original amplamente conhecido do PID, conforme a equação 1 abaixo:

$$G(s)=K_p+K_i s^{-\lambda}+K_d s^{\mu}, \quad (1)$$

onde temos os ganhos de natureza proporcional  $K_p$ , integral  $K_i$  e derivativa  $K_d$ .

Conforme demonstrado por Anantachaisilp e Lin (2011), quando comparado ao PID, o  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  apresenta maior flexibilidade no ajuste das margens de fase e ganho requeridas. Quanto à robustez, Monje et al. (2008) apresenta resultados importantes no desempenho do controlador frente a distúrbios e mudanças de ganhos quando do uso das ordens fracionárias  $\lambda$  e  $\mu$ . Sendo assim, quando sintonizado corretamente, ele possui grande potencial de atender aos requisitos especificados para um sistema de malha fechada no domínio da frequência.

Embora esse acréscimo de parâmetros proporcione um aumento de flexibilidade e robustez, o processo de sintonia torna-se mais trabalhoso e complexo, requerendo assim um método de sintonia rápido e prático. Para tanto, neste trabalho foram selecionadas duas alternativas de sintonia aplicáveis ao  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ , sendo a primeira através de Algoritmo Genético (AG) e a segunda via auto sintonia com emprego de lógica fuzzy.

No primeiro método, a busca pelos melhores parâmetros de sintonia é realizada com o emprego do AG. Derivada da teoria de evolução das espécies, apresentada por Charles Darwin (ALMEIDA, 2011), o AG traduzido para o universo computacional obtém a melhor sintonia, através da seleção dos melhores indivíduos (parâmetros do controlador) como apresentado inicialmente por Mitchell (1996).

Já a lógica fuzzy é empregada na avaliação, em tempo real, do sinal do erro ( $e$ ) e da derivada de ordem inteira ( $de$ ) ou da derivada de ordem fracionária do erro ( $d^\mu e$ ), para então ajustar dinamicamente, em tempo real, todos os parâmetros de sintonia, baseado nas regras de controle, objetivando, assim, a melhor sintonia possível em tempo real, baseada nas suas regras linguísticas.

Nesta dissertação serão apresentados o projeto e a aplicação de controladores PID e  $PI^\mu D^\mu$ , inicialmente sintonizados com AG, chamado aqui de sintonia não automática ou fixa, aplicados em plantas reais de nível e pressão. Posteriormente, os mesmos controladores serão aplicados com sintonia dinâmica, através do emprego de lógica fuzzy, conhecido também como auto sintonia conforme conceito apresentado por Åstrom e Hägglund (1995). Os resultados obtidos de cada controlador serão avaliados através da comparação dos cálculos de índices de desempenho (IEs), sendo eles: Integral do quadrado do erro (ISE), Integral do erro absoluto (IAE), Integral do produto do tempo pelo Erro Absoluto (ITAE), Integral do tempo pelo quadrado do erro (ITSE), tempo de assentamento ( $T_s$ ), tempo de subida ( $T_r$ ) e percentual de ultrapassagem máxima ( $M_p$ ).

## 1.1 OBJETIVOS

Esta dissertação tem como objetivo principal a implementação de controladores PID de ordem fracionária auto sintonizados através de lógica fuzzy. Para a determinação dos parâmetros de sintonia do controlador também é empregado um método de seleção alternativo por AG. A comparação e avaliação dos controladores e métodos de sintonia são efetuadas tanto em ambiente de simulação quanto em ambiente real, mais especificamente em uma planta de pressão e nível. Assim os objetivos específicos da dissertação são:

- Estudar e apresentar a implementação de controladores  $PI^\mu D^\mu$  no ambiente de programação do *Matlab e LabVIEW<sup>TM</sup>*;
- Aplicar a técnica de algoritmos genéticos à sintonia de controladores PIDs de ordem inteira e fracionária;

- Avaliar as vantagens e desvantagens do controle PID fracionário frente ao controle de ordem inteira tradicional;
- Implementar controladores PID e  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  com sintonia dinâmica através de lógica fuzzy;
- Comparar o método de sintonia dinâmica através de lógica fuzzy com a sintonia estática via AG;
- Avaliar as vantagens e desvantagens do projeto de controladores de ordem não inteira em ambiente real, como plantas de nível e pressão;
- Comparar os resultados dos controladores de ordem inteira versus fracionária e os métodos de sintonia dinâmico frente ao método de sintonia fixo.

## 1.2 JUSTIFICATIVA E IMPORTÂNCIA

Estima-se que cerca de 90% das aplicações de controle empregam o PID como elemento controlador (PADHEE et al, 2011) sendo assim predominante no ambiente industrial. Em contrapartida o uso de sua versão de ordem fracionária, embora esteja sendo cada vez mais explorada, ainda se limita à área de pesquisa, com pouca aplicação industrial. Recentes trabalhos vêm apresentando ganhos em flexibilidade e estabilidade com o emprego deste controlador que podem ser de grande retorno para aplicações industriais. Desta forma, a aplicação do controle fracionário apresentada neste trabalho é realizada em ambiente prático real, onde espera-se obter conhecimentos e conclusões mais concretas para a avaliação dos benefícios deste tipo de controlador, apresentando uma oportunidade para seu uso em campos da indústria.

## 1.3 METODOLOGIA

Para o desenvolvimento da dissertação foi empregada a metodologia descrita a seguir, a fim de alcançar, de fato, os objetivos propostos.

Inicialmente realizou-se o estudo do controle PID e  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  para o projeto e implementação dos controladores no ambiente do *Matlab*. O controlador fracionário primeiramente foi implementado através do uso da *toolbox* chamado FOMCON, enquanto que para o PID utilizou-se da *Control System toolbox*.

Em seguida, para viabilizar o projeto dos controladores, fez-se necessário sua discretização para possibilitar a implementação dentro do ambiente do software *LabVIEW<sup>TM</sup>*, onde também foram criadas telas de interface homem máquina para supervisão, controle e monitoramento das simulações.

O passo seguinte consistiu na modelagem das plantas de estudo, de nível e pressão, através da metodologia de resposta ao degrau do sistema.

Para a obtenção dos parâmetros de sintonia, pelo método de busca do algoritmo genético, foi necessária a adaptação do AG desenvolvido por Almeida (2011), dentro do ambiente do *Matlab/Simulink* para o controlador  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ .

Por fim, realizou-se a implementação da lógica fuzzy, dentro do *LabVIEW<sup>TM</sup>*, para o processo de auto sintonia dos controladores de ordens inteira e fracionária.

Para a conclusão foram coletados os resultados obtidos, realizados os cálculos dos índices de desempenho para a avaliação e comparação das características dos controladores.

#### 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Esta dissertação está dividida em 7 capítulos. No capítulo inicial é apresentada a motivação, o objetivo e os resultados esperados na implementação do controlador de ordem fracionária tipo PID em conjunto com lógica fuzzy em sua auto sintonia.

No segundo capítulo é realizada toda a revisão bibliográfica gerada pelo processo de pesquisa e desenvolvimento da dissertação, apresentando-se um breve histórico do cálculo fracionário, suas principais definições, propriedades e aplicações. Os controladores do tipo PID de ordem inteira e seu equivalente de ordem fracionária são detalhados, e é apresentada a teoria do controle proporcional, integral e derivativo. Nos tópicos finais deste capítulo é abordado o primeiro método de sintonia usado, o algoritmo genético, com as suas principais características e variações. Por fim, faz-se uma revisão da teoria de controle não linear da lógica nebulosa e seu emprego com sistema de sintonia automática no controlador PID.

O capítulo 3 trata da teoria de controle de processos de nível e pressão e da apresentação das plantas reais de nível e pressão, usadas na experimentação dos controladores, detalhando suas características, modelagem, sistemas de medição, atuadores e controlador.

O capítulo 4 detalha o projeto implementado tanto no ambiente de simulação, quanto na aplicação prática, tendo sido utilizado o software *LabVIEW<sup>TM</sup>* para ambos casos.

Todos os resultados obtidos no ambiente de simulação, cálculos dos IEs e apresentação de conclusões preliminares são vistos no capítulo 5, enquanto no capítulo 6 são apresentados os resultados dos ensaios práticos.

Por fim, no capítulo 7 são apresentadas as conclusões finais, onde serão feitos os comparativos entre os tipos de controladores simulados e testados, bem como as razões para o emprego do controle fracionário frente ao controle de ordem inteira. Por fim, são propostos novos estudos para a continuidade da linha de pesquisa.

Na seção Referências são apresentadas todas as citações que direta ou indiretamente foram utilizadas para a construção deste material.

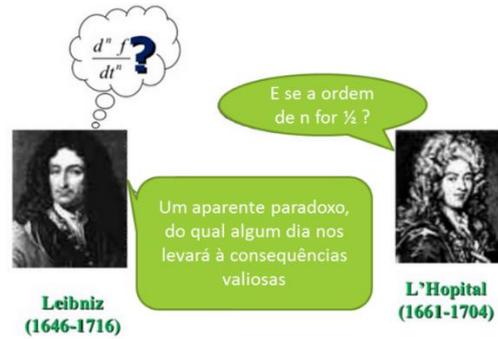
## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Segundo Chen, Petras e Xue (2009) a maioria dos sistemas dinâmicos são melhor representados quando modelados por equações diferenciais de ordem fracionária. Os controladores PID estão consolidados no meio acadêmico, e, principalmente, na indústria, sendo que somente nas últimas quatro décadas novos trabalhos passaram a explorar controladores fracionários (YAN et al., 2013). A dificuldade de implementação dos métodos de solução de equações diferenciais de ordem fracionária, limitava a sua utilização em sistemas de controle, até a década de 70 (XUE; ZHAO; CHEN, 2006). Entretanto, após estudos apresentados por Liouville, Riemann e Holmgren, métodos de soluções foram demonstrados como soluções matemáticas para o cálculo fracionário, viabilizando e despertando grande interesse para a busca de melhoria em controladores (OLDHAM; SPANIER, 1974).

### 2.1 CÁLCULO FRACIONÁRIO

A origem do cálculo de ordem fracionária tem seu primeiro registro em uma carta escrita por L'Hopital, endereçada à Leibniz, datada em 30 de setembro de 1695 (KIMEU, 2009). Naquela oportunidade, L'Hopital levantou uma curiosa questão: “qual seria o resultado da derivada de  $\frac{d^n f}{dx^n}$ , sendo n a ordem não inteira da derivada de uma função?”. Como resposta Leibniz disse: “um aparente paradoxo, do qual algum dia nos levará a consequências valiosas”, figura 1. Embora não tenha respondido matematicamente, Leibniz já vislumbrava a importância do cálculo fracionário.

Figura 1 - Surgimento do cálculo fracionário



Fonte: Ramirez (2017).

Contudo, muitos anos se passaram até o século XIX (1819), quando o matemático Lacroix apresentou um trabalho demonstrando o cálculo de uma derivada fracionária, a partir de uma função. Para tanto, supondo que  $m$  é um número inteiro positivo, ele demonstrou que:

$$\frac{d^n y}{dx^n} = \frac{m!}{(m-n)!} x^{m-n}, \quad m \geq n, \quad (2)$$

aplicando o operador fatorial de Legendre's, a equação 2 acima pode ser reescrita por:

$$\frac{d^n y}{dx^n} = \frac{\Gamma(m+1)}{\Gamma(m-n+1)} x^{m-n}. \quad (3)$$

Finalmente, fazendo  $m = 1$  e  $n = \frac{1}{2}$ , obteve-se a equação 4 abaixo:

$$\frac{d^{1/2} y}{dx^{1/2}} = \frac{2\sqrt{x}}{\sqrt{\pi}}. \quad (4)$$

O cálculo fracionário pode ser descrito como a generalização da derivada e da integral de ordem não inteira representada pelo operador  ${}_a D_t^\alpha$ , onde  $a$  e  $t$  são os limites inferior e superior, respectivamente, e  $\alpha$  a ordem fracionária. A representação do operador integral diferencial geral pode ser definida como:

$${}_a D_t^\alpha = \begin{cases} d^\alpha / dt^\alpha & R(\alpha) > 0, \\ 1 & R(\alpha) = 0, \\ \int_a^t (d\tau)^{-\alpha} & R(\alpha) < 0, \end{cases} \quad (5)$$

onde  $R(\alpha)$  representa os valores do universo Real de  $\alpha$ .

Ao longo do tempo, diversos matemáticos desenvolveram definições matemáticas para o cálculo fracionário. Dentre elas destacam-se duas de grande utilização quando aplicados ao controle fracionário, a definição de Grunwald-Letnikov e de Riemann-Liouville.

O cálculo fracionário por Grunwald-Letnikov é descrito pela equação 6 abaixo:

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{T \rightarrow 0} \left( \frac{1}{x T^\alpha} \sum_{j=0}^{\lfloor \frac{t-a}{T} \rfloor} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t-jh) \right), \quad (6)$$

onde :

$$\binom{\alpha}{j} = \begin{cases} 1 & \text{para } j=0, \\ \frac{\alpha(\alpha-1)(\alpha-2)\dots(\alpha-j+1)}{j!} & \text{para } j \geq 1, \end{cases} \quad (7)$$

e  $\lfloor \frac{t-a}{T} \rfloor$  é a parte inteira e  $T$  o tempo.

Enquanto a definição de Riemann-Liouville é dada pela equação 8:

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau, \quad (8)$$

onde:  $(n-1 < \alpha < n)$  e  $\Gamma$  é a função Gamma, conhecida como a função geral do cálculo fatorial dos números reais, conforme definição dada pela equação 9:

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{x-1} dt, x \in \mathbb{R}^+, \quad (9)$$

Conforme demonstrado por Podlubny (1999) as propriedades da Transformada de Laplace são válidas para o cálculo fracionário. Desta maneira as definições de Riemann-Liouville e de Grunwald-Letnikov podem ser reescritas, conforme as equações 10 e 11, respectivamente mostradas a seguir:

$$L\{ {}_0 D_t^\alpha f(t) \} = \int_0^{\infty} e^{-st} {}_0 D_t^\alpha f(t) dt = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k {}_0 D_t^{\alpha-k-1} f(t) |_{t=0}, \quad (10)$$

$$L\{ {}_0 D_t^\alpha f(t) \} = s^\alpha F(s), 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (11)$$

para  $(n-1 < \alpha \leq n)$  e  $s = j\omega$  é a variável de Laplace.

Oustaloup (1999) e Westerlund e L. Ekstam (1994) demonstraram que os sistemas dinâmicos em sua grande maioria são melhor representados por equações diferenciais de ordem fracionárias, porém, para muitos deles a sua parte não-inteira é pouco significativa. Segundo Podlubny (1994, 1999) um sistema de ordem fracionária pode ser representado pela equação 12:

$$a_n D_t^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} D_t^{\alpha_{n-1}} y(t) + \dots + a_0 D_t^{\alpha_0} y(t) = \quad (12)$$

$$b_m D_t^{\beta_m} u(t) + b_{m-1} D_t^{\beta_{m-1}} u(t) + \dots + b_0 D_t^{\beta_0} u(t),$$

onde  $D^y = {}_0 D_t^y$ ;  $k=0, 1, \dots, n$ ;  $a_k$  são constantes e  $\alpha_k, \beta_k$  são números reais.

Assumindo que  $\alpha_n > \alpha_{n-1} > \dots > \alpha_0$  e que  $\beta_n > \beta_{n-1} > \dots > \beta_0$  sem perda de validade.

A representação discreta de um modelo de ordem fracionária, conforme apresentado por Vinagre et al. (2000), deve ser obtida por aproximações discretas dos operadores diferenciais fracionários da equação 13, para um sistema dinâmico fracionário genérico, resultando em sua função de transferência discreta para um sistema de controle:

$$G(z) = \frac{b_m (w(z^{-1}))^{\beta_m} + \dots + b_0 (w(z^{-1}))^{\beta_0} \alpha_n}{a_n (w(z^{-1}))^{\alpha_m} + \dots + a_0 (w(z^{-1}))^{\alpha_0}}, \quad (13)$$

onde  $(w(z^{-1}))$  representa a função discreta equivalente do operador de Laplace  $s$ , expressa com a variável  $z$  (variável discreta de atraso).

## 2.2 CONTROLADOR PID

O controlador Proporcional, Integral e Derivativo, também chamado de PID continua sendo massivamente utilizado em ambientes industriais. O PID apresenta algumas estruturas: ideal, série e paralelo. Uma boa revisão sobre este tema pode ser encontrada em Åström e Hägglund (1995).

Como representação matemática, em sua forma ideal ou padrão ISA (*International Society of Automation*), o PID pode ser descrito como:

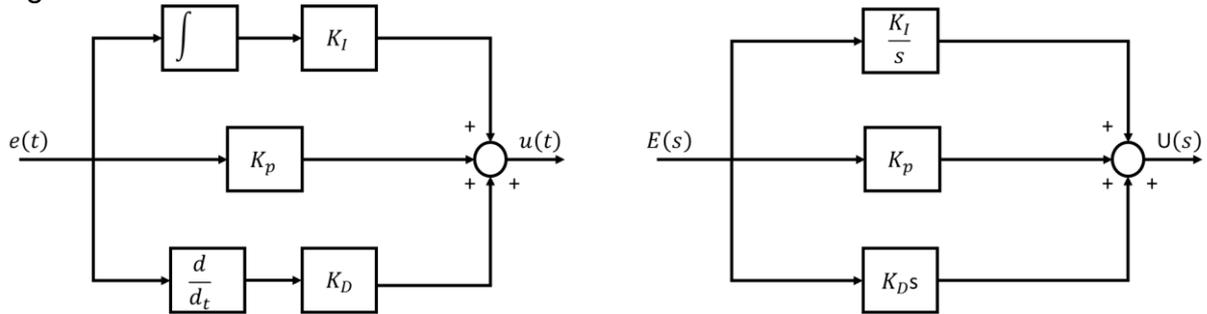
$$u(t) = K_c \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right), \quad (14)$$

onde  $u$  é o sinal de controle,  $e$  o erro de controle, definido como  $e = r - y$ , sendo  $r$  a referência e  $y$  o sinal de saída para o processo. Os três principais parâmetros do controlador são: ganho do controlador  $K_c$ , tempo integral  $T_i$  e tempo derivativo  $T_d$ . A função de transferência do controlador PID da equação 14 pode ser escrita como:

$$G_c = \frac{u(s)}{e(s)} = K_c \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s, \quad (15)$$

onde os parâmetros  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  são denominados como ganhos proporcional, integral e derivativo, respectivamente. Como representação em diagrama de blocos as equações 14 e 15 podem ser representadas pela figura 2.

Figura 2 - Controlador PID



Fonte: Próprio Autor (2017).

Cada um dos parâmetros do PID possui uma característica conforme detalhado abaixo:

Ganho Proporcional -  $K_p$ : produz uma ação de controle proporcional à amplitude do sinal de erro. Assim, quanto maior o ganho proporcional, menor será o erro em regime permanente, entretanto, nunca se consegue anular completamente o erro somente com o uso deste parâmetro.

Ganho Integral -  $K_i$ : produz efeito da ação de controle para melhorar o regime estacionário. Esta ação tem como causa o fato de possuir um polo na origem, sendo um compensador de atraso de fase ou compensador de baixa frequência. Essa característica se traduz em um baixo erro estático, aumentando a precisão do controlador. Contudo, como efeito colateral, pode gerar o efeito *windup*, que ocorre quando há saturação do atuador e consequente acúmulo do termo integral, gerando atraso do tempo de resposta.

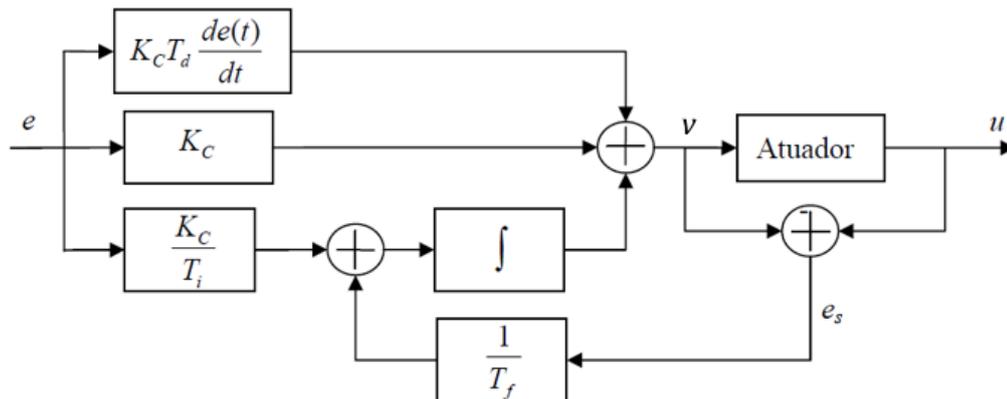
Ganho Derivativo -  $K_d$ : produz efeito na ação de controle no regime transitório do sistema, por ser um compensador de avanço de fase ou de alta frequência, já que ele introduz um zero no sistema. A consequência desse fenômeno é percebida pela velocidade no tempo de ação do controlador sobre o sinal de controle frente a distúrbios ou mudanças de referência.

Sabe-se que, praticamente, todos os processos industriais estão sujeitos a algum tipo de restrição no sinal de controle, sendo uma das mais comuns a restrição em amplitude, que pode provocar uma piora no desempenho do sistema não prevista na

fase de projeto do controlador. O efeito da introdução do ganho integral é o aparecimento do fenômeno chamado de *windup*, traduzido pela saturação do sinal de controle no atuador, explicado pela acumulação do termo integral quando ocorre a saturação do sinal de saída. Nesta situação, ocorre o atraso no sinal de controle, pois o termo integral alcança valores elevados sem qualquer efeito sobre a saída da planta. Assim, o erro deve possuir um sinal negativo durante um longo intervalo de tempo para que o termo integral possa ser trazido de volta ao estado estacionário, o que ocasiona um elevado sobressinal e um tempo de acomodação relativamente longo. Diante desta situação, para que o sistema possa ter um desempenho satisfatório, deve ser implementada no PID uma forma de mecanismo chamada de *anti-windup*.

Dentre as técnicas de *anti-windup* empregadas, o método clássico e mais usado é chamado de *Back-Calculation and Tracking*. Neste método, o termo integral é minimizado quando o sinal de controle  $u(t)$  é menor que o sinal de saída do controlador, figura 3.

Figura 3 - Controlador PID com anti-windup



Fonte: Próprio Autor (2017).

Nota-se pela figura acima que a entrada do integrador pode ser expressa por  $e_s(t) + \frac{K_s}{T_i} e(t)$ , onde  $e_s(t) = -\frac{K_s T_f}{T_i} e(t)$ , no regime permanente. Sabendo-se que

$e_s(t) = u(t) - v(t)$ , chega-se:

$$v(t) = u_{lim} + \frac{K_c T_f}{T_i} e(t), \quad (16)$$

onde  $u_{lim}$  é a saturação do sinal de controle. Desta forma, caso o sinal de saída do controlador  $v$  exceda o máximo sinal de controle, o termo integrador passa a ser reduzido com uma taxa de variação ajustada pelo parâmetro  $T_f$ .

### 2.3 CONTROLADORES FUZZY

A lógica fuzzy, também denominada lógica nebulosa ou difusa, é uma teoria que incorpora a experiência, a intuição, o conhecimento do especialista e a natureza imprecisa do processo decisório humano, através de um conjunto de regras ou heurísticas.

O controle fuzzy foi inicialmente desenvolvido por Lofti A. Zadeh, durante a década de 1960. O artigo publicado pelo autor em 1965 pela Universidade da Califórnia, em Berkeley, revolucionou o assunto com a criação de sistemas fuzzy. Uma boa revisão da teoria nebulosa pode ser encontrada em Jantzen (2007).

Como citado, este tipo de controle é baseado na capacidade das pessoas encontrarem soluções para situações problemáticas. Embora os seres humanos tenham a capacidade de processar simultaneamente uma grande quantidade de informações e de tomar decisões eficazes, nem todas elas são definidas com precisão. Através da lógica fuzzy, as ações de um operador podem ser eficazmente convertidas em um algoritmo de controle totalmente estruturado, através de expressões linguísticas, baseadas em antecedentes e consequentes, chamadas de regras Se-Então.

**Se <Condição> Então <Conclusão>.** (17)

Os termos *Condição* e *Conclusão* são descritos por conjuntos fuzzy que diferem da teoria clássica de conjuntos por terem a pertinência de um elemento  $x_i$  dada por uma função de pertinência,  $\mu(x_i)$ , tal que:

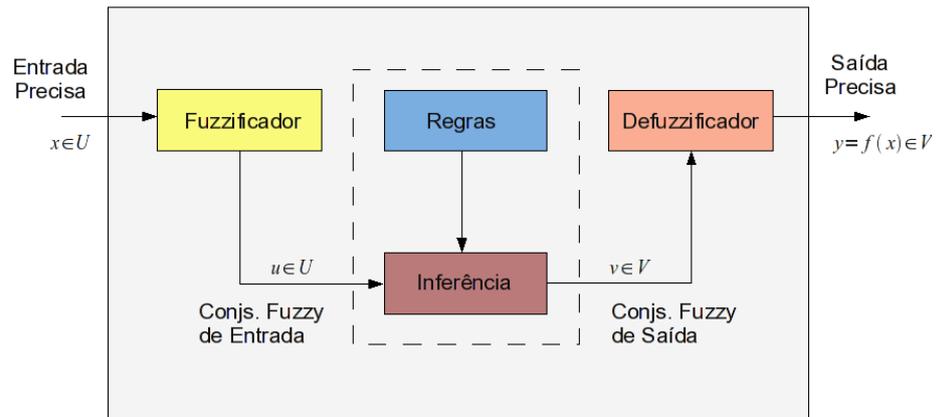
$$0 \leq \mu(x_i) \leq 1. \quad (18)$$

Com a função de pertinência os conjuntos fuzzy podem representar conceitos. Assim, as regras no formato da equação 17 mapeiam conceitos relativos as variáveis de entrada com conceitos relativos às variáveis de saída.

O crescente interesse pela aplicação da teoria da lógica fuzzy, em controle de processos industriais, surgiu de sua capacidade em substituir as ações humanas como um operador, frente a situações de não linearidade, atuando conforme sua experiência (REZENDE, 2003). Essa característica não é bem resolvida pela teoria de controle clássico ou mesmo moderno, já que neste caso se faz necessária a modelagem da sua planta real.

Assim como no controle tradicional, um controlador nebuloso possui como entradas os dados obtidos de medições, normalmente através de sensores e instrumentos. Em toda estrutura baseada em uma regra nebulosa o primeiro estágio é chamado de *fuzzificação*. Nele, o valor preciso, normalmente numérico, é transformado em um conjunto nebuloso ou função de saída. Essa relação de transformação, pode ser vista como uma função restrita de 0 a 1 de  $N$  variáveis, através de uma combinação Se-Então, chamada de regra linguística. Assim, a entrada  $x$  do controlador (dado medido) sofre uma fuzzificação transformando-se em  $u$ . Sistemas baseados em regras nebulosas têm uma estrutura base, conforme figura 4.

Figura 4 - Esquema geral lógica fuzzy



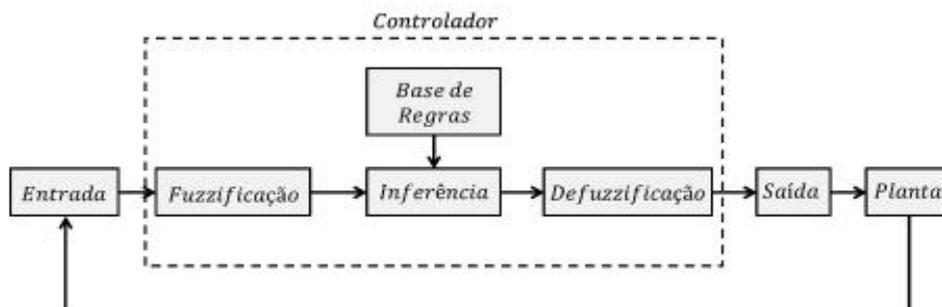
Fonte: Rezende (2003)

No próximo passo, chamado de inferência ou regra de composição, é determinado como as regras são combinadas e ativadas. A inferência mapeia o conjunto nebuloso em funções sofrendo uma inferência baseada nas regras fuzzy, gerando  $v$ , para ser defuzzificada na saída  $y$ .

A razão do estágio defuzzificador está na necessidade de escolher, dentro do universo de variáveis de saídas precisas (valor de uma ação de controle), um elemento representativo resultante da inferência.

Quando aplicada a um controlador, a estrutura geral de um controle fuzzy pode ser entendida conforme o diagrama apresentado na figura 5.

Figura 5 - Estrutura genérica de um controlador fuzzy



Fonte: Rezende (2003).

No controlador há quatro estruturas essenciais que podem ser identificadas e descritas como abaixo:

- i. Fuzzificação: interface onde a variável de entrada é traduzida para linguagem heurística, através de funções de pertinência que verifica o quanto este dado se encaixa em um conjunto fuzzy.
- ii. Inferência: centro do sistema de controle fuzzy. É através da inferência que é feita a tomada de decisão. Na inferência utiliza-se os dados resultantes a partir das regras do tipo Se-Então, mapeando-os para os novos conjuntos. Todas as regras de inferência devem ser combinadas de alguma maneira antes que alguma decisão seja tomada. É importante que haja uma quantidade de regras pré-definidas para mapear as diversas combinações possíveis, garantindo que haverá uma regra específica ativa para qualquer entrada do sistema.
- iii. Base de regras: baseado no conhecimento prévio do especialista aplicado ao domínio e objetivos de controle, consiste em uma base de dados chamada também de regras de controle fuzzy ou controle linguístico. Essas regras definem o objetivo e estratégia de controle baseadas em técnicas linguísticas de fácil compreensão como a regra Se-Então.
- iv. Defuzzificação: objetiva a conversão do resultado obtido pela inferência do conjunto fuzzy em um valor numérico e produz um valor numérico na saída, onde as variáveis linguísticas produzidas pela inferência devem ser “defuzzificadas”.

Segundo Rezende (2003), a utilização de regras nebulosas (regras fuzzy e variáveis linguísticas) confere ao sistema de controle várias vantagens, incluindo:

- Simplificação do modelo do processo;
- Melhor tratamento das imprecisões inerentes aos sensores utilizados;
- Facilidade na especificação das regras de controle, em linguagem próxima à natural;

- Satisfação de múltiplos objetivos de controle e;
- Facilidade de incorporação do conhecimento de especialistas humanos.

#### 2.4 CONTROLADOR PID COM AUTO SINTONIA FUZZY

Os controladores PID tradicionais necessitam de uma sintonia inicial para alcance do desempenho no sistema de controle. Neste tipo de controle os parâmetros de sintonia são constantes, não conseguindo adaptar-se à dinâmica de processos industriais, que apresentam variações dos seus modelos, devido a diversos fatores, desde desgaste de elementos mecânicos, como válvulas, registros, atuadores, até influências externas como temperatura, umidade, pressão, etc. Para estes casos, o controle pode apresentar um comprometimento de seu desempenho, pois os processos variam sua característica inicial de projeto e, conseqüentemente seu modelo ou seu ponto de operação.

Diante destas situações, onde é necessário que o controlador atue em não linearidades ou para aumento da sua robustez, uma das possibilidades de utilização de controladores tem por base o conceito da lógica fuzzy. Uma das maneiras de se empregá-lo é na sintonia em tempo real, adaptando-se à não-linearidades e atuando em situações que emulam a lógica do raciocínio humano. Segundo Åström e Hägglund (2000) essa seria uma auto sintonia fuzzy.

O método tradicional, para a determinação dos três parâmetros  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  é empregado no processo de sintonia que busca satisfazer diferentes objetivos como problema servo e regulatório, na atenuação de distúrbios, robustez e rejeição de ruídos. Entretanto, estes métodos não são capazes de cobrir todas as especificações desejadas.

## 2.5 CONTROLADOR PID FRACIONÁRIO

A forma mais genérica do controlador PID é sua representação na ordem fracionária -  $PI^\lambda D^\mu$ , onde os parâmetros de ordem fracionária integral  $\lambda$  e derivativa  $\mu$ , quando igualados à unidade transformam a sua equação na conhecida formulação do controle PID tradicional.

Sabendo-se que uma equação diferencial de ordem fracionária no domínio do tempo é definida pela equação 12, onde assume-se condições iniciais em que  $\left[ {}_0 D_t^{\alpha_i+1} y(t) \right]_{t=0}$  ( $i=0,1,\dots,n-1$ ) e  $\left[ {}_0 D_t^{\beta_j+1} y(t) \right]_{t=0}$  ( $j=0,1,\dots,n-1$ ), a transformada de

Laplace da função de transferência de um  $PI^\lambda D^\mu$ , pode ser descrita como:

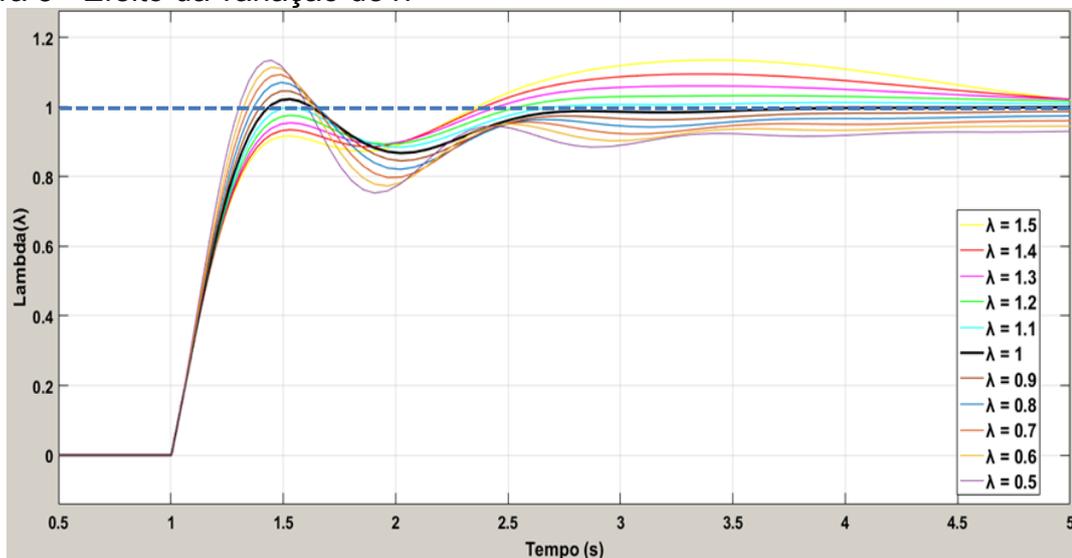
$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (\lambda, \mu > 0). \quad (19)$$

A correta escolha dos parâmetros da ordem fracionária integral e derivativa  $\lambda, \mu$ , respectivamente, podem melhorar o desempenho do controle, especialmente quando o processo possuir características fracionárias mais significativas (CHEN, PRETRÁS, XUE, 2009) ou conforme demonstrado por Monje et al. (2008) quando o processo for de ordem mais elevada.

A maior vantagem do controle fracionário está na capacidade do termo de ordem não inteira, por exemplo o termo integral  $\lambda$ , atuar sobre o ganho  $K_i$  ao longo do tempo. Sabendo-se que a parte integradora é caracterizada pela eliminação do erro estático, a função de integração é usada principalmente para eliminar o erro, aumentando a precisão de controle dos sistemas. O grau do efeito de integração é dependente do coeficiente integral  $K_i$ . Contudo, um grande valor de  $K_i$  conduzirá à instabilidade do sistema, gerando um sistema mais instável. Por outro lado, sendo muito pequeno, a influência do efeito de integração será irrelevante, e o desempenho dinâmico ideal requerido não será alcançado, apresentando um erro estático significativo.

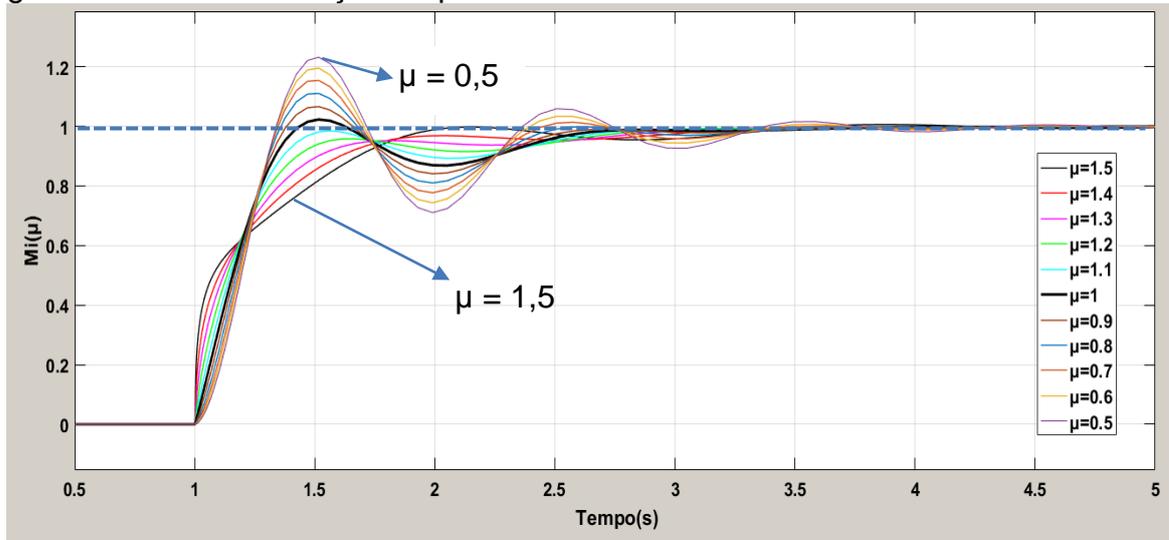
Conforme ilustra a figura 6 , uma pequena fração na ordem fracionária integral,  $\lambda \ll 1$  gera um sinal de resposta rápida, com alto sobressinal, porém com um certo comprometimento do erro no estado estacionário, demora no alcance da referência. Em contrapartida um grande valor de  $\lambda$ , geralmente um pouco maior que a unidade, incrementa o termo integrador, levando a um baixo sobressinal, tempo de acomodação e de subida maiores, comprometendo a estabilidade do sistema, podendo torná-lo oscilatório.

Figura 6 - Efeito da variação de  $\lambda$



Fonte: Próprio Autor (2017).

Com relação ao efeito derivativo, a variação do ganho  $K_d$  tem influência somente no regime transitório, tendo como características a antecipação da ação de controle, conforme a variação do erro atual com o instante anterior. Desta forma um alto valor de  $K_d$  tende a reduzir o sobressinal, tornando o controle mais agressivo e por vezes, oscilatório. Em contrapartida, um ganho derivativo muito baixo, torna a resposta do sistema lenta, assim como o seu sobressinal. Quanto ao efeito da variação da ordem fracionária derivativa a figura 7 ilustra o seu efeito.

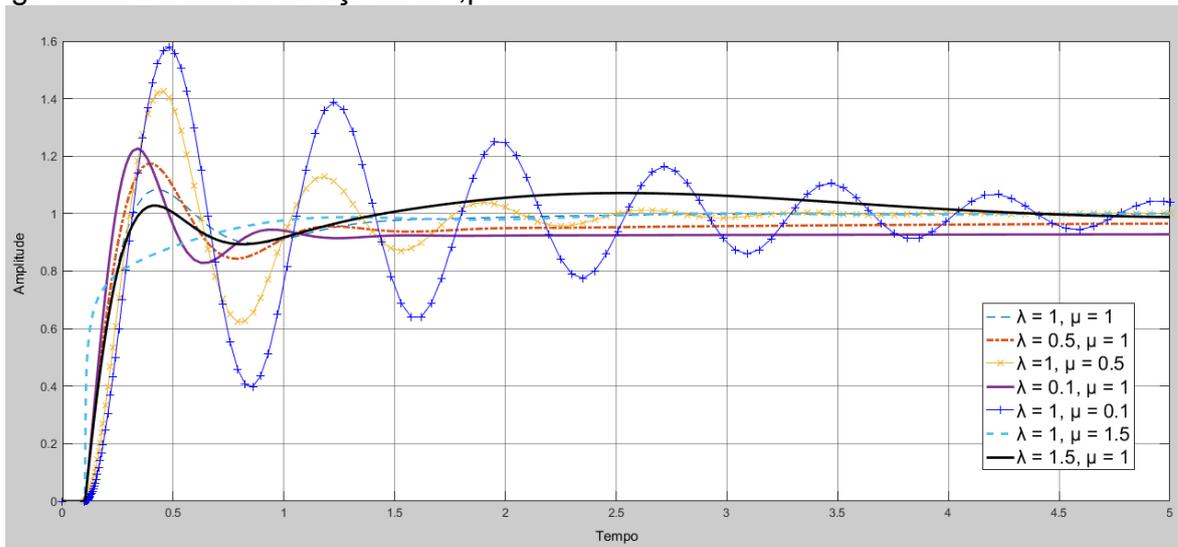
Figura 7 - Efeito da variação de  $\mu$ 

Fonte: Próprio Autor (2017).

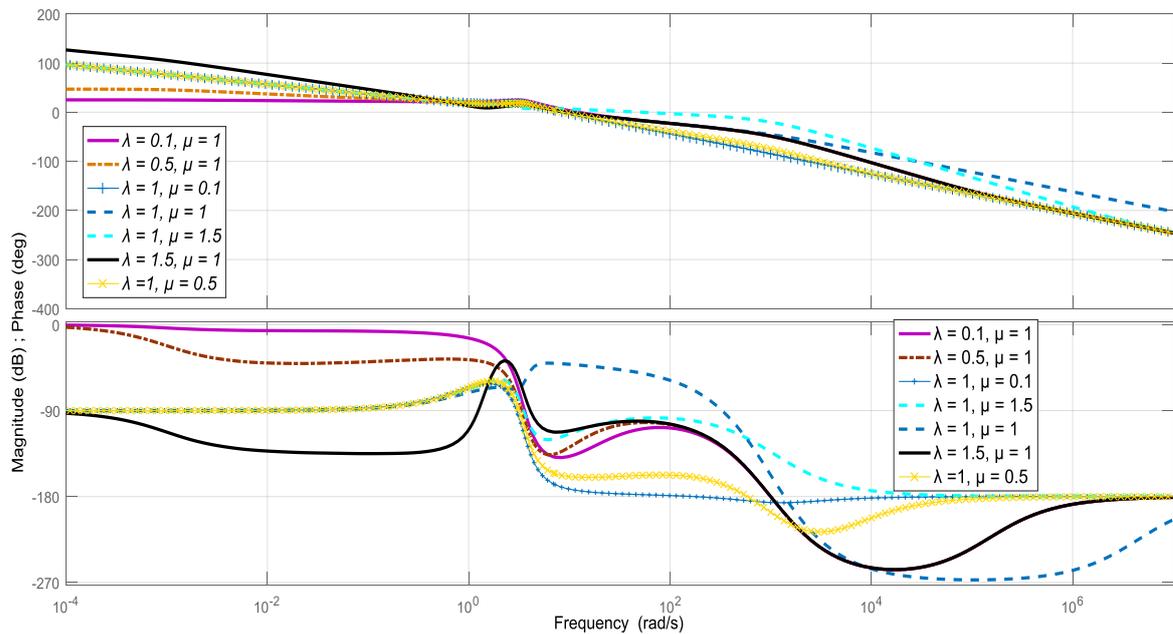
## 2.6 CARACTERÍSTICAS NO DOMÍNIO DO TEMPO E FREQUÊNCIA

Para ilustrar o comportamento e efeito da variação das ordens fracionárias em um sistema controlado por um  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ , tanto no domínio do tempo quanto da frequência, tomando-se como processo um sistema de segunda ordem dado pela equação 20, seguem a figuras 8 e 9.

$$G_p(s) = \frac{12}{s^2 + 2.25s + 12}. \quad (20)$$

Figura 8 - Efeito da variação de  $\lambda, \mu$ 

Fonte: Próprio Autor (2017).

Figura 9 - Diagrama de Bode para variação de  $\lambda, \mu$ 

Fonte: Próprio Autor (2017).

Analogamente à ordem fracionária integral, a variação de  $\mu$  apresenta como consequência principal a variação do tempo de acomodação e sobressinal, quando a ordem derivativa  $\mu$  é pequena. A região de baixa frequência do gráfico de amplitude-frequência, ver

figura 9, é uma linha de baixo decaimento, a um nível relativamente alto. Isso significa que o erro de estado estacionário da ordem fracionária é mínimo e a precisão da resposta é alta ao mesmo tempo. Já a banda de frequência intermediária é relativamente extensa, gerando aumento do sobressinal e tempo de acomodação do sistema. Com o aumento de  $\mu$ , quase não há variação da inclinação na região de baixa frequência, porém a inclinação da curva da banda de média frequência em torno da frequência de corte  $\omega_c$ , se torna gradual, e a variação da magnitude e fase aumentam nesta faixa de frequência média, gerando tempo de acomodação maior e sobressinal menores. Caso eleve-se demasiadamente a ordem fracionária derivativa, o sistema é levado à região de instabilidade.

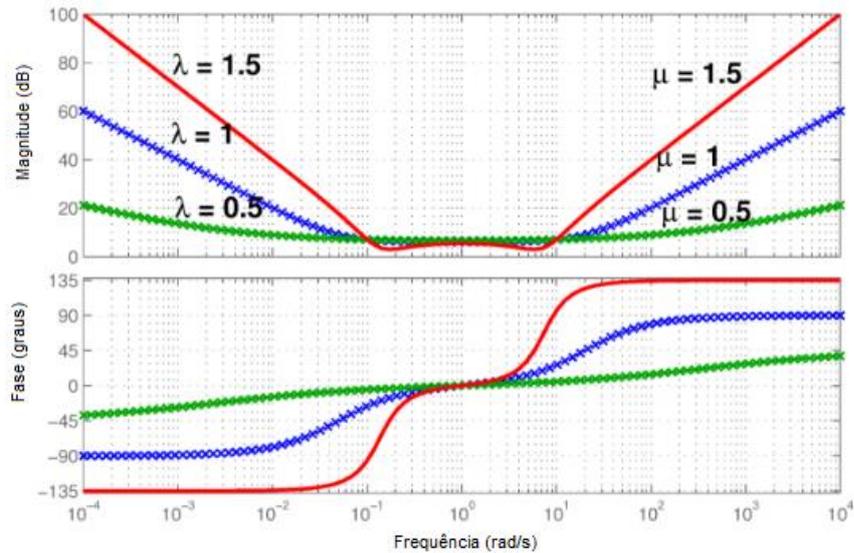
No domínio da frequência, a curva de magnitude para a derivada e integral de ordem fracionária do PID fracionário pode ser obtida em escala logarítmica conforme equação 21 abaixo:

$$\begin{aligned} 20 \log/s^\mu /_{s=j\omega} &= 20\mu \log w, \\ 20 \log/s^{-\lambda} /_{s=j\omega} &= -20\lambda \log w, \end{aligned} \quad (21)$$

enquanto a fase é calculada por:

$$\begin{aligned} \arg/s^\mu /_{s=j\omega} &= \mu \frac{\pi}{2}, \\ \arg/s^{-\lambda} /_{s=j\omega} &= -\lambda \frac{\pi}{2}. \end{aligned} \quad (22)$$

Analisando-se as equações acima, percebe-se que para um controle PID ( $\lambda$  &  $\mu=1$ ), na região de baixa frequência, a magnitude decai numa razão 20dB/Década, com uma fase de  $-\frac{\pi}{2}$ , similarmente em altas frequências a magnitude cresce a uma taxa de 20db/Década, com fase em  $\frac{\pi}{2}$ .

Figura 10 - Efeitos de  $\lambda$  &  $\mu$  no domínio da frequência

Fonte: Anantachaisilp; Lin (2017)

O PID fracionário, conforme mostra a figura acima, apresenta para a faixa de baixa frequência, uma inclinação do ganho em  $-20\lambda$  dB/Década e a fase da resposta é  $-\lambda \frac{\pi}{2}$  radiano. Na alta frequência, a inclinação do ganho se torna  $+20\mu$  dB/Década e a fase da resposta é  $\mu \frac{\pi}{2}$  radiano. Isto mostra que o  $PI^\lambda D^\mu$ , além de preservar as características do controlador PID, proporciona uma flexibilidade adicional no ajuste da fase e do ganho nas frequências desejadas. Isso também implica que, se adequadamente sintonizado, o  $PI^\lambda D^\mu$  pode ter um potencial para atender às especificações de domínio de frequência desejadas do sistema de malha fechada.

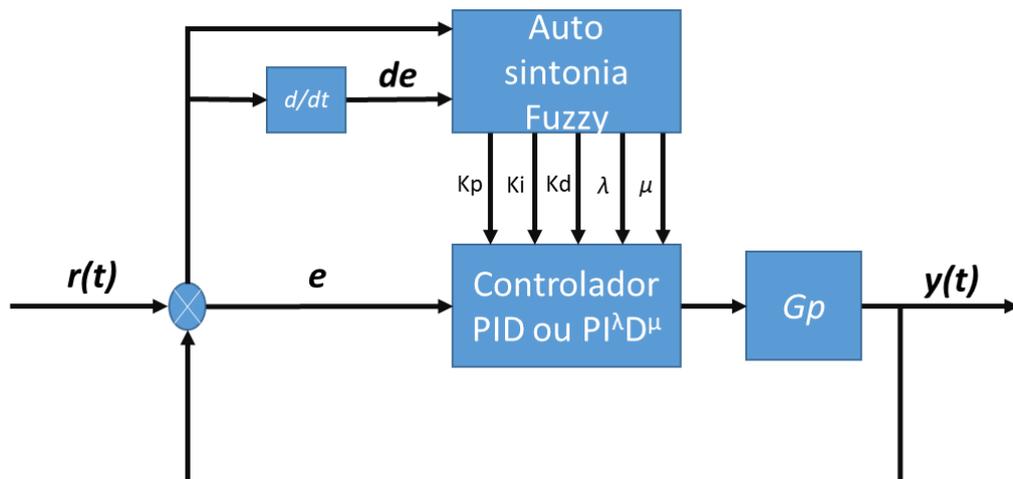
## 2.7 CONTROLADOR $PI^\lambda D^\mu$ COM AUTO SINTONIA FUZZY

Um controlador PID fuzzy de ordem fracionária foi apresentado por Das et al. (2012) baseado em uma combinação dos controladores fracionários fuzzy PD e fuzzy PI. As vantagens representativas destes tipos de controladores foram mencionadas em Pan et. al (2011) e Yesil, Güzelkaya e Eksin (2004). No entanto, os parâmetros do controlador de ordem fracionária  $\lambda$ ,  $\mu$  são incapazes de variar por este método. Uma

proposta alternativa foi apresentada por Liu, Pan e Xiu (2015), onde todos os cinco parâmetros do controlador  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  variam com a transformação da estrutura do sistema. Para tanto, a estrutura trabalha com duas entradas e cinco saídas envolvidas no controlador. Na proposta de auto sintonia para controladores  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ s, as entradas da lógica fuzzy, normalmente empregadas, utilizam o erro e a variação do erro no tempo, fornecendo na saída os parâmetros de sintonia do controlador, parâmetros  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$ ,  $\lambda$  e  $\mu$ .

A figura 11 mostra a estrutura fundamental do Controlador de ordem fracionária variável fuzzy (COFVF) com cinco ajustes dos parâmetros  $K_p$ ;  $K_i$ ;  $K_d$ ;  $\lambda$ ;  $\mu$ ; variando conforme os sinais de entrada. Analogamente, há quatro seções: regra base; mecanismo de inferência; fuzzificação e defuzzificação.

Figura 11 - Estrutura de um controlador COFVF



Fonte: Próprio Autor (2017).

Para o PID de ordem fracionária, com a adição de dois novos termos  $\lambda$ ,  $\mu$ , faz-se necessário o estabelecimento das regras de controle fuzzy, de acordo com a influência das ordens fracionárias. As regras para as ordens fracionárias usadas neste estudo foram apresentadas por LIU, PAN e XUE (2015) e são mostradas pela figura 12, com as funções de pertinência, figura 13. A figura 14 revela as parcelas de superfície não linear de COFVF com funções triangulares e inferência tipo Mamdani para as ordens fracionárias.

Figura 12 - Regras de controle fuzzy para auto sintonia (a)  $\lambda$ , (b)  $\mu$ 

**a**

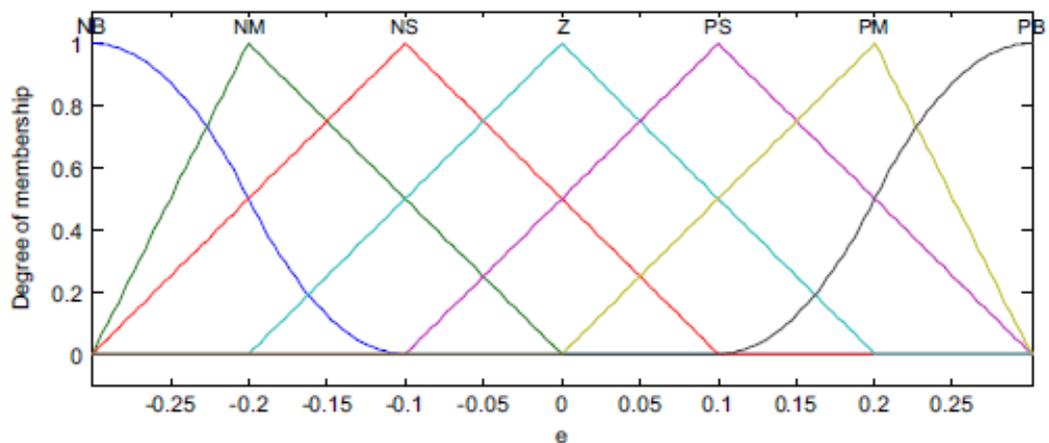
$e$ $\frac{de}{dt}$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PB	PM	PM	Z	Z
NM	PB	PB	PM	PM	PS	Z	Z
NS	PM	PM	PS	PS	Z	NS	NS
Z	PM	PS	PS	Z	NS	NS	NM
PS	PS	PS	Z	NS	NS	NM	NM
PM	Z	Z	NS	NM	NM	NB	NB
PB	Z	Z	NS	NM	NB	NB	NB

**b**

$e$ $\frac{de}{dt}$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NS	PS	Z	Z	Z	NB	NB
NM	PS	PS	PS	PS	Z	NS	NM
NS	PB	PB	PM	PS	Z	NS	NM
Z	PB	PM	PM	PS	Z	NS	NM
PS	PB	PM	PS	PS	Z	NS	NS
PM	PM	PS	PS	PS	Z	NS	NS
PB	NS	Z	Z	Z	Z	NB	NB

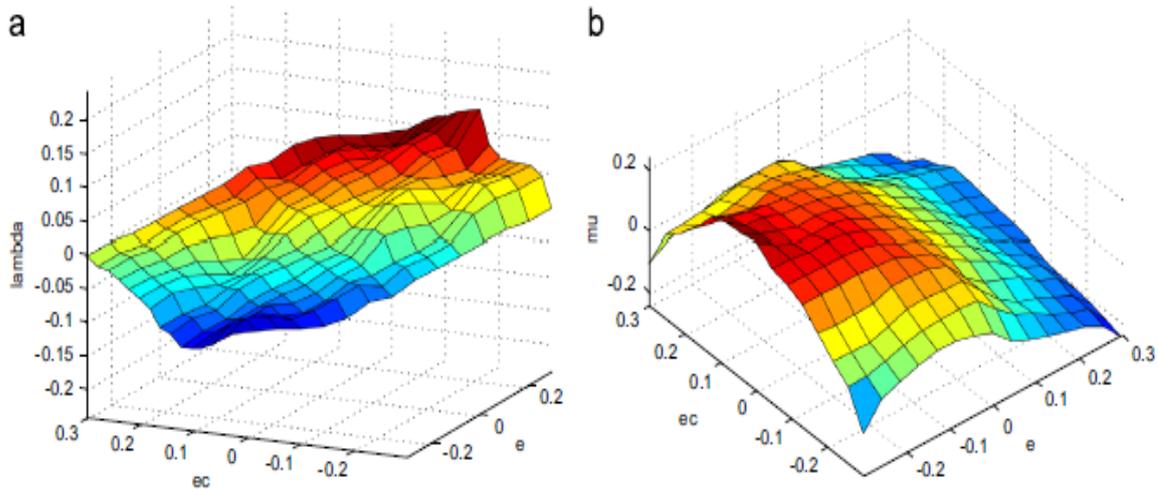
Fonte: Liu; Pan; Xue (2015).

Figura 13 - Função de inferência para o erro



Fonte: Liu; Pan; Xue (2015).

Figura 14 - Superfície não linear de COFVF (a)  $\lambda$ , (b)  $\mu$



Fonte: Liu; Pan; Xue (2015).

## 2.8 SINTONIA POR ALGORITMO GENÉTICO

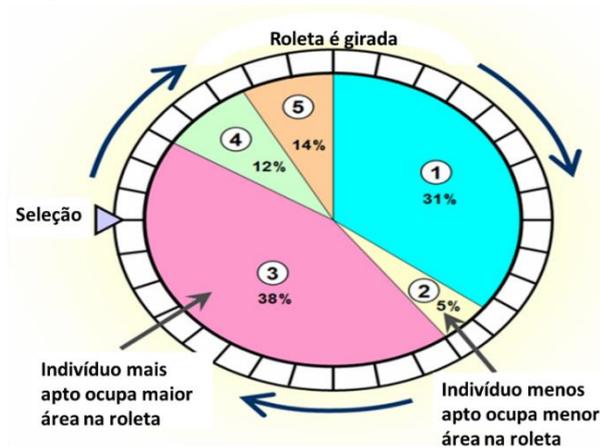
Dentre os métodos de sintonia existentes são inúmeras as opções, tanto para o PID convencional, como para o de ordem fracionária. A escolha depende de vários fatores, tais como: a experiência da pessoa que sintoniza, o tipo de resposta do sistema controlado, critérios de desempenho pré-definidos, entre outros (VALÉRIO; COSTA, 2010).

Neste trabalho, um dos métodos de sintonia empregados para busca dos melhores parâmetros foi realizado por um método computacional de busca avançada, o AG. A principal razão para a escolha desta técnica de sintonia foi motivada pela necessidade de se empregar um método único que pudesse ser aplicado aos dois tipos de PID.

Como na teoria original apresentada por Charles Darwin, o AG se baseia nos mecanismos de evolução das espécies, onde os indivíduos mais fortes e mais adaptados ao meio ambiente sobrevivem e transmitem seu patrimônio genético às sucessivas gerações, assim como na teoria genética de Mendel (ALMEIDA, 2011).

O algoritmo genético clássico usa um esquema de seleção individual chamada seleção por roleta (GOLDBERG, 1989), (BLICKLE E THIELE, 1995). Nele cada indivíduo ocupa uma área proporcional ao seu nível de aptidão, dentro da “roleta”, figura 15. Os indivíduos com maior aptidão estão associados com uma maior área do que os indivíduos com menor aptidão, que ficam com fatias menores. No próximo passo, a simulação roda  $n$  vezes, selecionando os indivíduos que permanecerão. Os mais aptos têm maior chance de serem selecionados e também podem ser escolhidos mais de uma vez, enquanto os menos aptos, com menor probabilidade, podem desaparecer após as primeiras gerações.

Figura 15 - Roleta no AG



Fonte: Próprio Autor (2017).

Este método computacional tem as seguintes características principais, de acordo com Mitchell (1996):

- Manter uma população de soluções para um problema específico;
- Ter um processo de seleção de indivíduos com base no grau de adaptação de cada um;
- Operadores genéticos próprios para gerar novos indivíduos para a população.

Embora seja o método de seleção mais comumente usado, ele possui algumas limitações. Este tipo de seleção leva o algoritmo a reduzir a diversidade da

população e isso provoca, em certas situações, convergência prematura dos resultados. Outra característica deste método de busca é que como este tipo de seleção funciona com probabilidades, é possível que um indivíduo com alto nível de aptidão não seja selecionado e uma solução interessante pode ser perdida nas primeiras gerações.

Devido a esses problemas outros métodos de seleção foram desenvolvidos, tais como seleção de torneios, seleção de truncamento, seleção de classificação e técnica elitista (GOLDBERG, 1989) e (BLICKLE; THIELE, 1995).

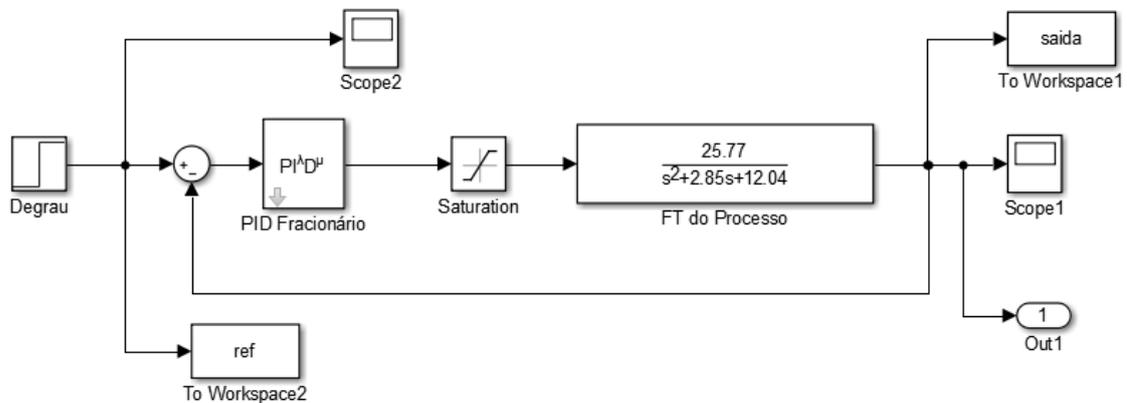
Como o algoritmo genético trabalha analogamente aos mecanismos biológicos de seleção natural e princípios da genética, algumas terminologias destas áreas foram adotadas e são frequentemente encontradas na literatura:

1. Cromossomo ou Indivíduo - vetores de caracteres que representam as variáveis do problema. Cada indivíduo representa uma possível resposta para o problema considerado;
2. Gene - unidade básica do cromossomo, o caractere que descreve uma determinada variável do problema;
3. População - conjunto de indivíduos, inserido no espaço de busca do problema;
4. Geração - número da iteração que o AG executa;
5. Operadores Genéticos - operações que o AG realiza sobre os indivíduos com objetivo de garantir a evolução da espécie e explorar novos espaços de busca;
6. Função *Fitness* - função que se quer otimizar. Representa as características do problema e é usada para avaliar o nível de aptidão dos indivíduos, ou seja, mede quanto o indivíduo está apto a resolver o problema;
7. Reprodução - consiste em simplesmente copiar o indivíduo de uma geração para a outra;

8. *Crossover* - consiste na troca, evento aleatório, de informações entre dois indivíduos.
9. *Mutação* - consiste na troca, evento aleatório, da característica de um gene, variável, em determinado indivíduo.

Os parâmetros  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  comuns aos controladores e  $\mu$  e  $\lambda$  específicos para PID fracionário foram definidos como os indivíduos do AG. Para a simulação realizada neste estudo foi adaptado o programa desenvolvido por Almeida (2011). No entanto, o trabalho também aplicou o AG no  $PI^\lambda D^\mu$ , utilizando, para isso, a *toolbox* FOMCON de autoria de Tallinn (2017). A cada interação o AG sorteia uma seleção de parâmetros de sintonia, indivíduos e em seguida, simula-os através do *Matlab/Simulink*, onde ambos PIDs são aplicados à função de transferência representativa do processo, figura 16.

Figura 16 - Diagrama de simulação do AG no Simulink



Fonte: Próprio Autor (2017).

A resposta do sistema ao degrau e o erro são armazenados, sendo, por fim, efetuado o cálculo do IAE, escolhido como a função de avaliação (*fitness*) para seleção dos melhores parâmetros.

Quanto aos outros dados de entrada do AG, todas as simulações deste trabalho empregaram os parâmetros genéticos da tabela 1, conforme abaixo:

Tabela 1 - Parâmetros do Algoritmo Genético

Tamanho da população	200
Número de gerações	10
Taxa de cruzamento	75%
Taxa de mutação	1%

Fonte: Próprio Autor (2017).

Neste trabalho foi utilizada a técnica de elitismo paralela, com seleção por roleta, o que garante que os resultados nunca serão piores do que a geração anterior, assegurando sempre os melhores indivíduos na próxima geração.

O princípio da técnica de elitismo paralela parte do envio dos melhores indivíduos de cada geração diretamente para a geração posterior, evitando assim a perda de boas soluções no processo de busca. Em contra partida, essa técnica pode gerar a convergência prematura da solução, devido ao domínio da melhor solução transmitida para as gerações futuras.

### 3 PLANTAS PRÁTICAS

Os sistemas de controle de nível e pressão foram selecionados para objeto de aplicação e avaliação do desempenho do controle fracionário, com e sem auto sintonia frente ao seu correspondente controle de ordem inteira. Nesta seção são detalhados os princípios fundamentais dos processos utilizados e apresentadas as plantas reais para empregá-las nos ensaios práticos na experimentação dos controladores.

A razão da seleção de sistemas de controle de nível e pressão deve-se a sua imensa utilização no campo industrial e a facilidade de experimentação prática no laboratório do IFES, Campus/Serra.

#### 3.1 PLANTA DE NÍVEL

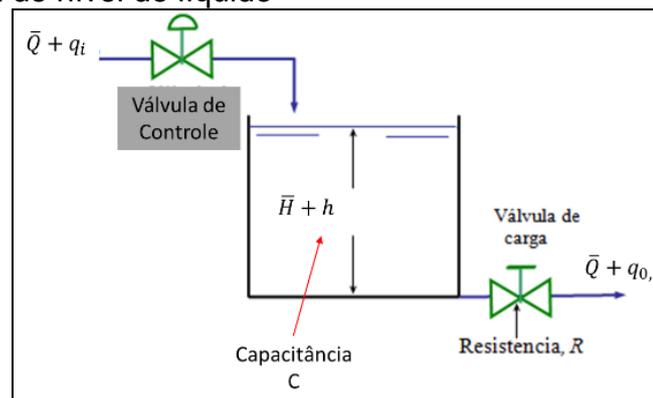
O controle de nível figura entre um dos mais importantes no meio industrial (MASSA; TEIXEIRA, 2006). Eles são responsáveis pelo balanço de massa de processos industriais, onde o princípio da conservação da massa ocorre pela mensuração do volume de material que entra ou deixa um processo.

Segundo Massa e Teixeira (2006) um bom controle de nível é percebido quando, mesmo frente à entrada de massa no sistema como, por exemplo aumento da vazão de entrada, o controlador não gera instabilidade no processo. Para tanto, ele deve manipular a vazão de saída, de maneira a equilibrar o nível em torno de um valor de referência, da forma mais estável possível. Nesta situação, muitas vezes o controlador deverá atuar de forma a compensar uma breve oscilação do nível, atuando sobre a vazão de saída, absorvendo e suavizando a relação de entrada versus saída de massa, sem grandes flutuações no nível controlado.

Os processos de controle de nível são modelados como sistemas de primeira ordem. Para isso considere a figura 17, onde:

- $\bar{Q}$  = vazão em regime permanente dado em  $m^3/s$ ;
- $q_i$  = variação da vazão de entrada em relação ao regime em  $m^3/s$ ;
- $q_o$  = variação da vazão de saída em relação ao regime em  $m^3/s$ ;
- $\bar{H}$  = altura do nível em regime permanente em metros;
- $h$  = variação do nível quando da variação de vazão de entrada ou saída em metros;
- $C$  = variação do volume pelo nível em  $m^3/m$  (Capacitância);
- $R$  = variação do nível pela variação da vazão  $m/(m^3/s)$  (Resistência);

Figura 17- Sistema de nível de líquido



Fonte: Próprio Autor (2017).

Assumindo-se que o sistema é linear, dado um pequeno intervalo de tempo  $dt$ , temos a equação 23:

$$C dh = (q_i - q_o) dt. \quad (23)$$

Dado que  $q_o = h/R$ , a equação diferencial para o sistema pode ser escrita como:

$$RC \frac{dh}{dt} + h = Rq_i. \quad (24)$$

Onde temos  $RC$  como a constante de tempo do sistema, podendo ser representado em Transformada de Laplace como uma equação geral de sistemas de primeira ordem:

$$\frac{H(s)}{Q_i(s)} = \frac{R}{RCs+1}. \quad (25)$$

Tomando-se a representação geral, para um sistema de primeira ordem, representado por sua função de transferência dada pela equação 26:

$$G_p(s) = \frac{K e^{\theta}}{Ts+1}, \quad (26)$$

onde  $K$  é o ganho do processo,  $T$  é a constante de tempo e  $\theta$  tempo morto.

Supondo que a entrada  $U(s)$  é um degrau de valor  $E$ , ou seja,  $U(s) = \frac{E}{s}$ , então a resposta  $Y(s)$  é dada por:

$$Y(s) = G_p(s)U(s) = \frac{K e^{\theta} E}{Ts+1} \frac{1}{s}, \quad (27)$$

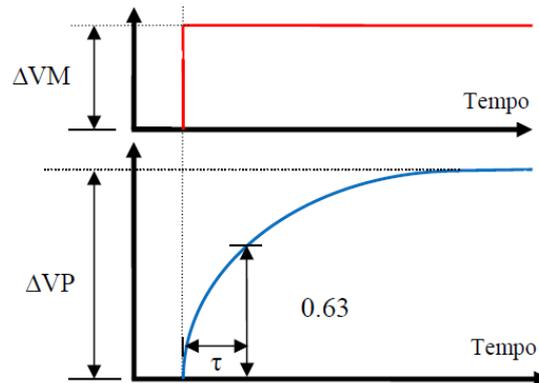
ou, determinado a anti transformada de Laplace, com condições iniciais nulas, a resposta no tempo é dada por:

$$y(t) = KE \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right). \quad (28)$$

A constante de tempo representa o tempo gasto para que a variável de processo  $VP$  alcance 63,2% do valor final, depois da variação provocada na variável manipulada

VM. A figura 18 ilustra o comportamento da resposta de um sistema de primeira ordem frente a um degrau.

Figura 18 - Resposta ao degrau sistema de primeira ordem



Fonte: Próprio Autor (2017).

A primeira planta experimental utilizada para validação e aplicação dos controladores foi uma planta de nível. No caso da planta utilizada neste estudo o sistema é composto basicamente por dois tanques, um superior e outro inferior, onde a água é transportada por meio de uma bomba, conforme ilustrado na figura 19.

Figura 19 - Planta de prática de nível



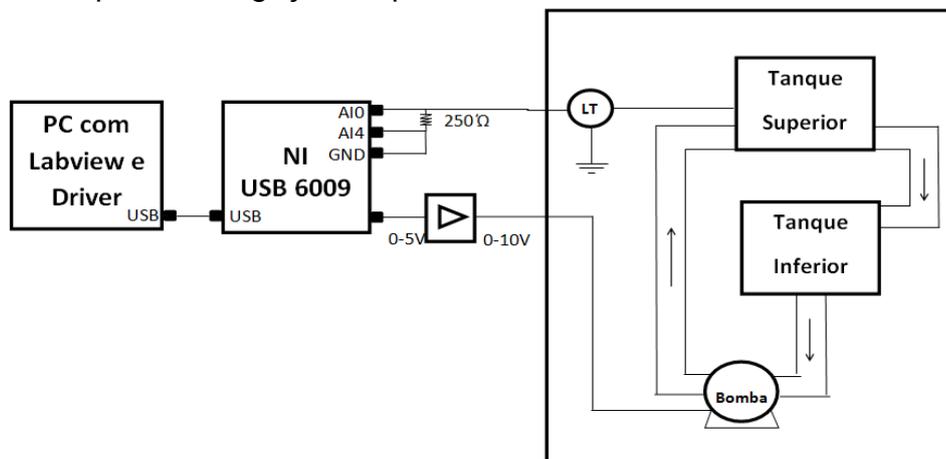
Fonte: Próprio Autor (2017).

Para possibilitar o comando e o controle foi realizada a interligação dos componentes da planta, bomba e sensor ultrassônico de nível, a um computador, através da placa de aquisição da *National Instruments*<sup>TM</sup> modelo NI 6009 via porta USB. Como principais características a placa NI 6009 possui:

- 8 entradas analógicas simples ou 4 entradas diferenciais. É possível configurar por software as faixas de tensão:  $\pm 20V$ ,  $\pm 10V$ ,  $\pm 5V$ ,  $\pm 4V$ ,  $\pm 2.5V$ ,  $\pm 2V$ ,  $\pm 1,25$ ,  $\pm 1V$ . Taxa máxima de amostragem 48000 KS/s, com 14 bits de resolução do conversor AD
- 2 saídas Analógicas. Escala da tensão é 0 - 5V (fixo), taxa de atualização da saída é 150Hz com 12 bits de resolução do conversor AD.
- 12 canais digitais, que podem ser usados tanto como DI ou DO (configurados individualmente).

As entradas e saídas da placa de aquisição USB-6009 podem ser testadas sem a necessidade do desenvolvimento de um programa, bastando usar o *Measurement & Automation Explorer* da *National Instruments*<sup>TM</sup>. A referida placa possui entradas e saídas analógicas responsáveis pela leitura da variável de processo e atuação da variável de controle, respectivamente. O diagrama esquemático da planta e o sistema de controle são ilustrados na figura 20, abaixo:

Figura 20 - Esquema de ligação da planta de nível

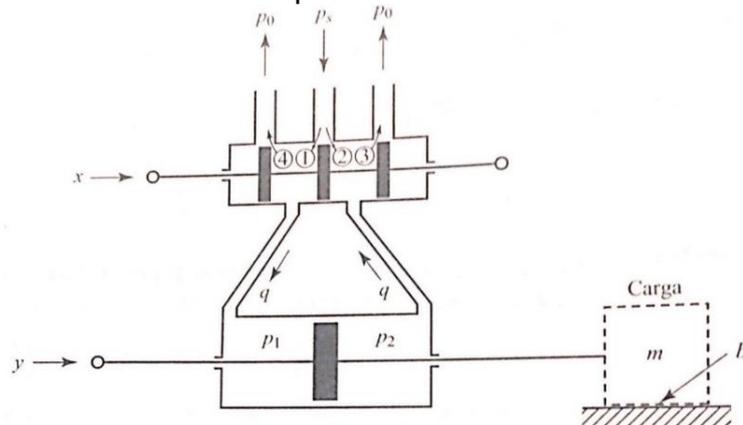


Fonte: Próprio Autor (2017).

### 3.2 PLANTA DE PRESSÃO

Conceitualmente, controlar a pressão de um sistema pode ser descrito como a capacidade de um controlador manter constante a pressão de um sistema, sob condições operacionais, em torno de um valor de referência. Assim, manter a pressão de um processo constante, significa igualar as pressões de entrada e saída do processo. Desta forma, semelhante ao citado para o controle de nível, este controle também pode ser chamado de balanços de massas (MASSA; TEIXEIRA, 2006). Como modelo simplificado para um processo de controle de pressão hidráulica segue a figura 21.

Figura 21 - Processo de controle de pressão



Fonte: Ogata (2014)

Conforme demonstrado por Ogata (2014), dada a figura 21, onde  $q$  é a vazão,  $p_x$  a pressão no ponto,  $y$  e  $x$  o deslocamento do pistão, a vazão hidráulica é igual à variação do deslocamento do êmbolo  $dy$  vezes a área do êmbolo  $A$  e sua densidade  $\rho$ :

$$A\rho dy = q dt. \quad (29)$$

Agora supondo-se que o êmbolo desloque a carga  $m$  com atrito viscoso, Ogata (2014) deduziu que:

$$m\ddot{y} + b\dot{y} = \frac{A}{K_2} (K_1x - A\rho\dot{y}), \quad (30)$$

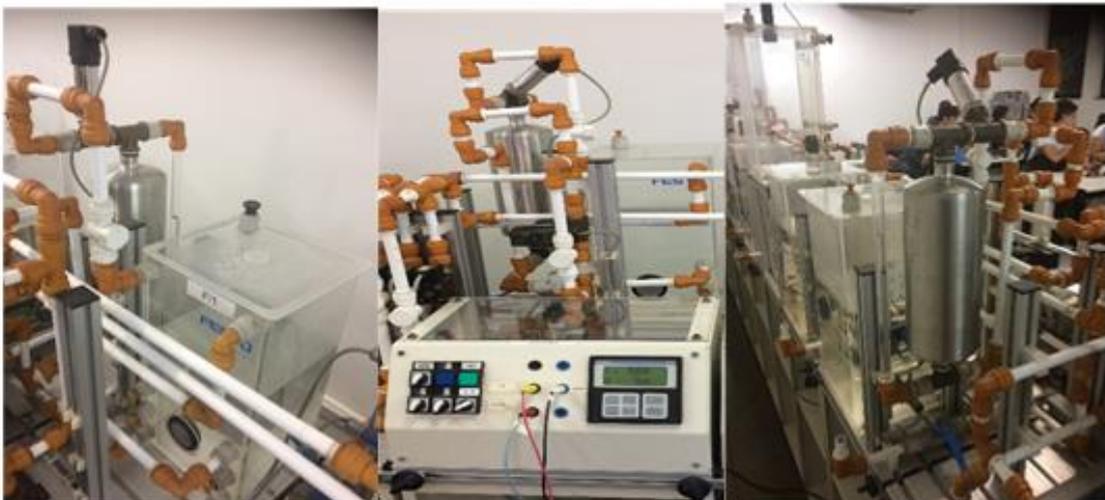
onde  $m$  é a massa da carga e  $b$  o coeficiente de atrito. Reescrevendo a equação e efetuando a sua transformada de Laplace obtemos:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K}{s(T_1s+1)(T_2s+1)}, \quad (31)$$

onde  $T_1$  e  $T_2$  são constantes de tempo. Percebe-se que as constantes de tempo dependem do volume hidráulico no circuito de operação.

Para o processo de controle de pressão foi utilizada uma planta de teste composta de um tanque de água, um cilindro e uma bomba d'água. Neste sistema a água é bombeada do tanque inferior para o cilindro, onde ocorre uma pressurização hidráulica e coleta da pressão do processo, na parte superior do cilindro, figura 22.

Figura 22 - Planta de pressão



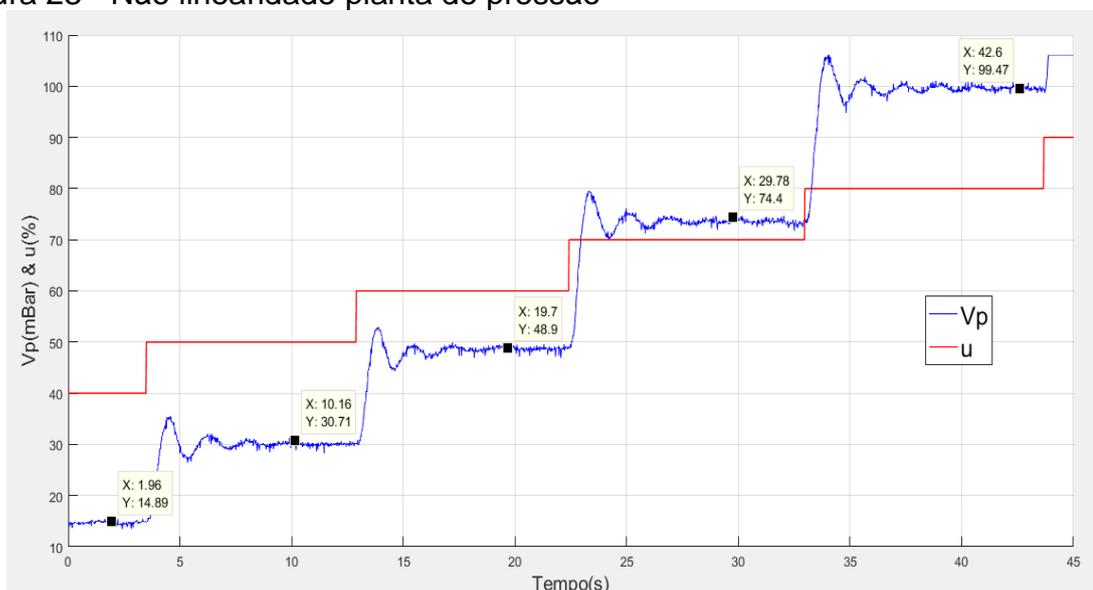
Fonte: Próprio Autor (2017).

A tomada da medição da variável de processo -  $V_p$ , ocorre no próprio cilindro, através de um transmissor de pressão com variação de 0 a 100 mBar, convertido em um sinal elétrico de 0 a 10V.

Essa planta foi escolhida, pois trata-se de um processo que pode ser modelado como de segunda ordem. Outra razão da sua escolha foi motivada pelo fato de ser uma planta com rápido tempo de resposta, de comportamento não-linear, e desta forma representa uma continuidade ao primeiro ensaio prático e ótimo modelo para emprego de controle tipo fuzzy.

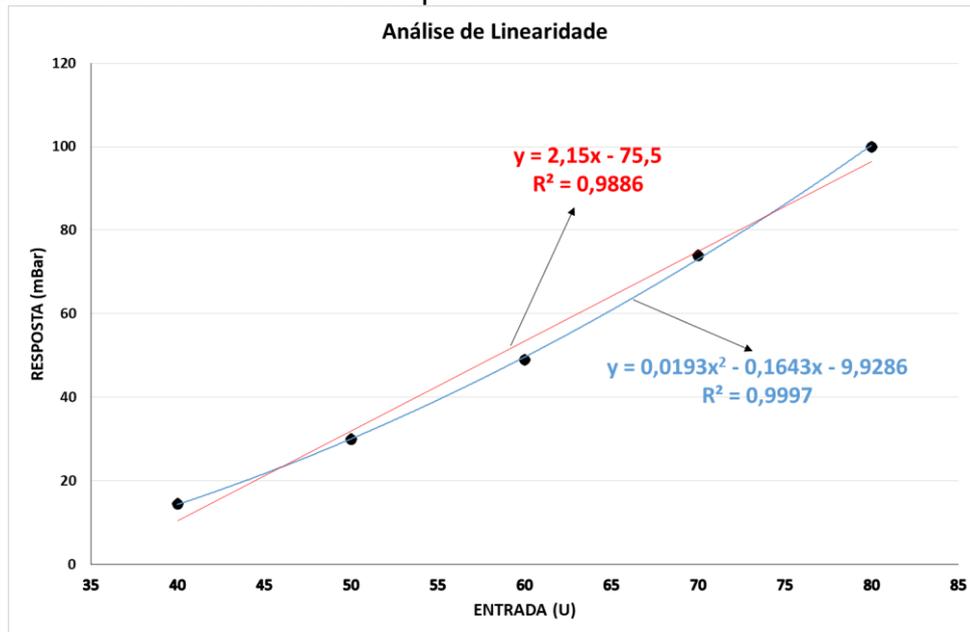
Como característica esta planta apresenta uma não linearidade ao longo das faixas de pressão de trabalho - 0 a 100 mBar. Para ilustrar essa característica foi realizada uma sequência de 5 degraus, variando-se o sinal de controle  $u$  em patamares semelhantes de 10% conforme figura 23. Após a estabilização do sinal de processo de cada degrau foi coletado o valor da  $V_p$  e plotado um gráfico de  $u \times V_p$  para avaliação da não linearidade do sistema, figura 24. Para os pontos plotados foram traçadas duas curvas de tendência, uma aproximação linear e a outra polinomial. Por fim, para cada curva foi obtida o coeficiente de determinação ou simplesmente  $R^2$ , para determinar qual curva melhor representa o processo. Como resultado a curva polinomial apresentou uma correlação de 99,97% com os pontos coletados.

Figura 23 - Não linearidade planta de pressão



Fonte: Próprio Autor (2017).

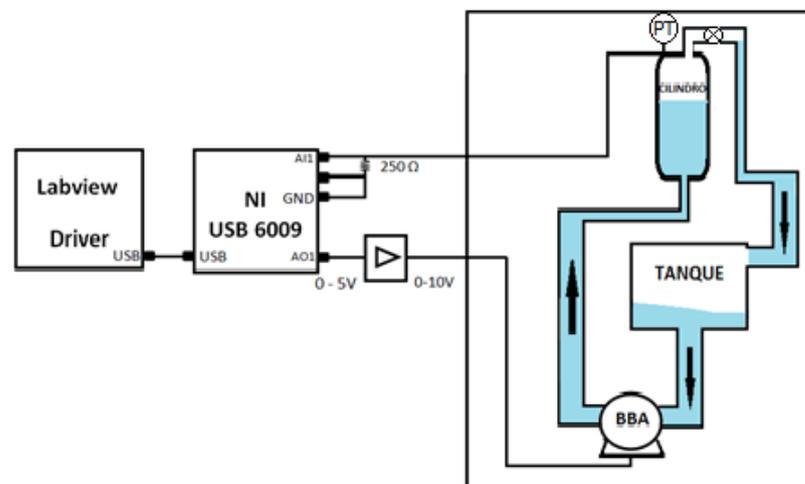
Figura 24 - Análise de linearidade do processo



Fonte: Próprio Autor (2017).

O comando e controle foi realizado através da interconexão dos componentes da planta com um computador, efetuados com uma placa NI 6009 e porta serial USB. A placa em questão, idêntica à usada para planta de nível, possui entradas e saídas analógicas, responsáveis pela leitura da variável de processo e atuação na variável de controle, figura 25.

Figura 25 - Esquema de ligação planta de pressão



Fonte: Próprio Autor (2017).

### 3.3 MODELAMENTO DOS SISTEMAS

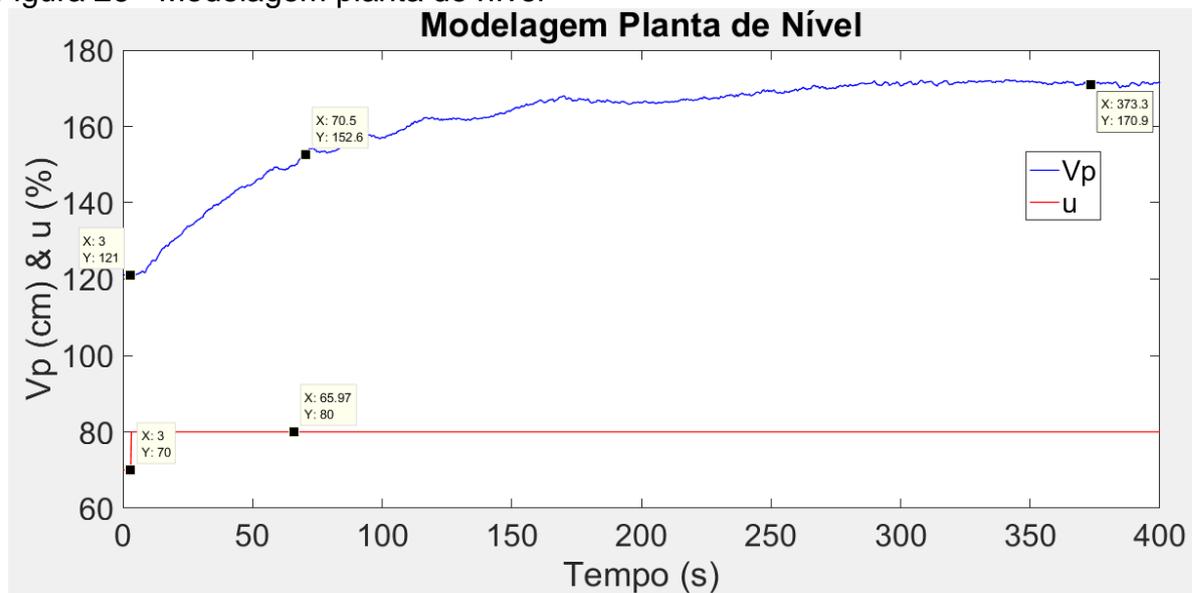
#### 3.3.1 Processo de nível

Para fazer a sintonia de um controlador, o primeiro passo a se realizar é a obtenção do modelo da planta que se deseja controlar. A fim de determinar o modelo da planta teste de nível foi efetuado o teste da resposta ao degrau do sistema, injetando-se um degrau de 70% para 80% na bomba e coletada a resposta. O ganho do processo,  $K_p = \frac{V_{pfinal} - V_{pinicial}}{u_{final} - u_{inicial}}$ , é calculado pela variação da variável de processo

$V_p$ , dividido pela variação do sinal de controle, equação 32. A constante de tempo  $\tau$ , calculada pela equação 33, representa o tempo gasto por  $V_p$ , para atingir 63,2% do valor final em regime após o tempo morto. Os cálculos desses parâmetros foram obtidos pela extração de dados do gráfico da figura 26 e

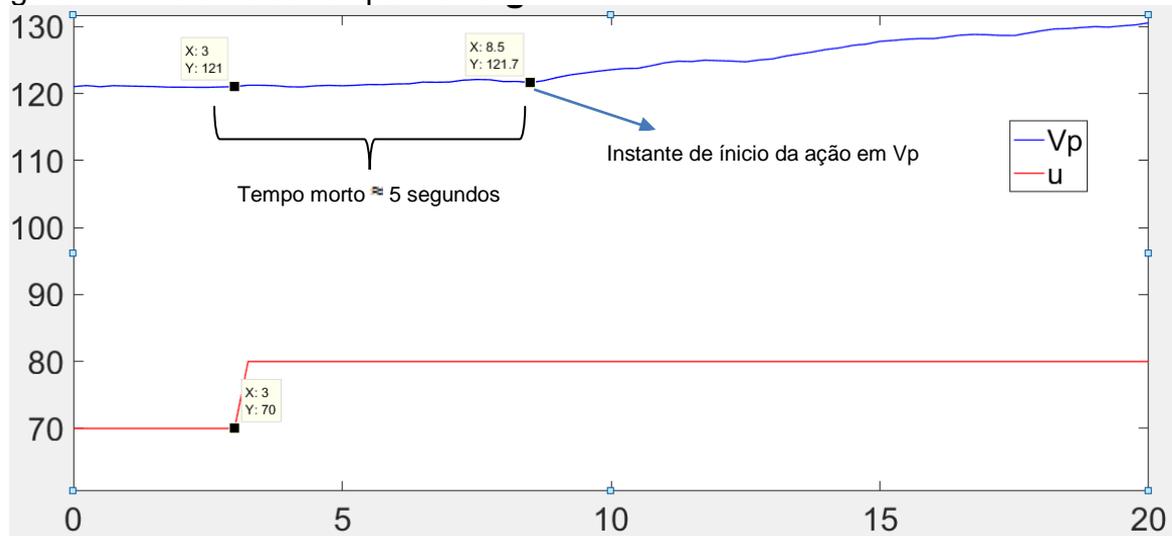
figura 27.

Figura 26 - Modelagem planta de nível



Fonte: Próprio Autor (2017).

Figura 27 - Detalhe do tempo morto



Fonte: Próprio Autor (2017).

$$K_p = \frac{171,6 - 121}{80 - 70} \approx 5, \quad (32)$$

$$\tau = t_{63,2\%} - t_{inicial} = 70,5 - 8,5 \approx 62 \text{ segundos.} \quad (33)$$

O tempo morto  $\Theta$  é obtido pela diferença entre o instante de tempo do degrau e o instante de tempo em que o sinal  $V_p$  começa a responder, equação 34.

$$\Theta = 8,5 - 3 \approx 5 \text{ segundos.} \quad (34)$$

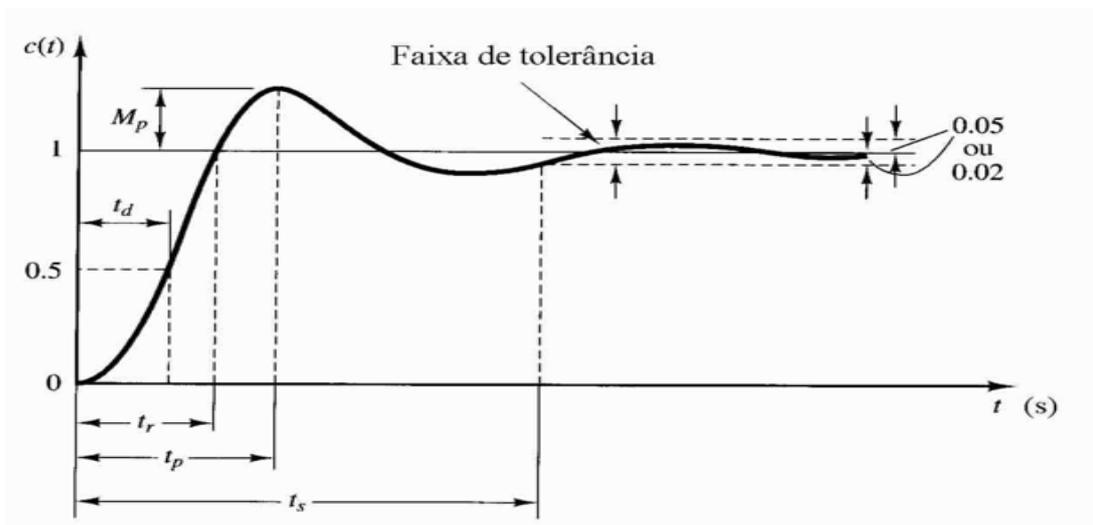
Por fim, chega-se a equação final de representação da planta de nível, equação 35:

$$G(s) \cong \frac{5 \times e^{-5s}}{62s+1} \quad (35)$$

### 3.3.2 Processo de pressão

A determinação da equação representativa de um processo de segunda ordem pode ser obtida através do cálculo e obtenção das especificações características da resposta ao degrau de um sistema de segunda ordem, conforme o gráfico da figura 28.

Figura 28 - Sistemas de 2ª ordem resposta ao degrau



Fonte: Ogata (2014)

Seguem abaixo as especificações indicadas na figura anterior:

- Tempo de pico ( $T_p$ ): tempo requerido para que a resposta atinja o primeiro pico do sinal. Obtido por simples verificação do gráfico, ou pela equação abaixo:

$$T_p = \frac{\pi}{\omega_d}, \quad (35)$$

onde  $\omega_d$  é a frequência natural amortecida do sistema, também obtida por:

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}, \quad (36)$$

sendo  $\omega_n$  a frequência natural não amortecida e  $\xi$  o coeficiente de amortecimento.

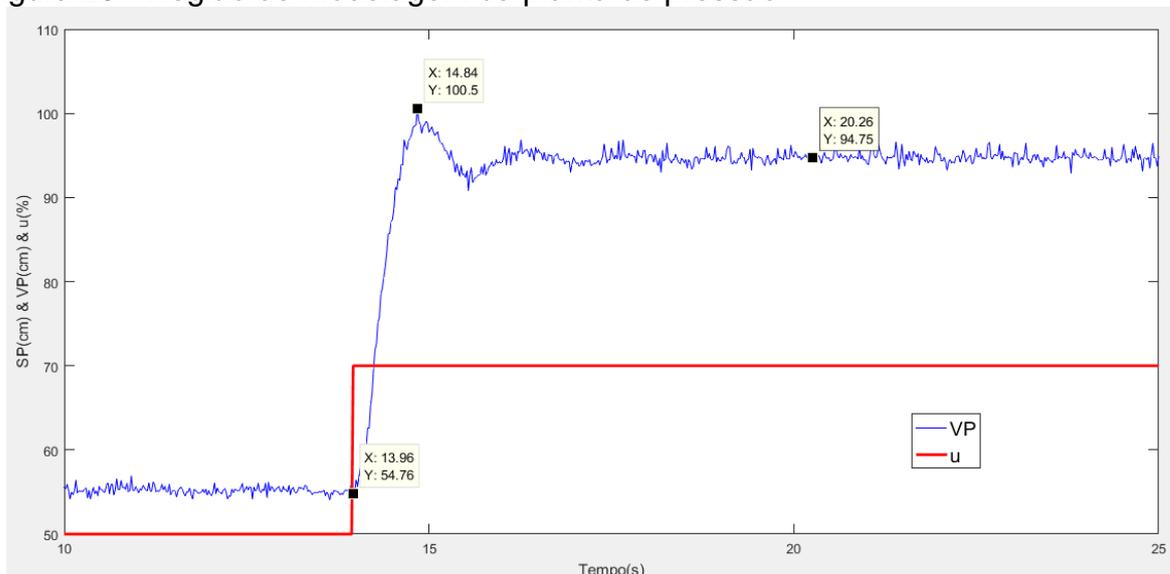
- Porcentagem máxima de sobressinal ( $M_p$ ): valor máximo de pico da curva de resposta percentual. Obtido pela extração do valor de  $M_p$  por:

$$M_p = \frac{c(t_p) - c(t_{\infty})}{c(t_{\infty})} * 100\% = e^{-\pi \left( \frac{\varepsilon^2}{\sqrt{1-\varepsilon^2}} \right)}. \quad (37)$$

- Tempo de subida ( $t_p$ ): valor de tempo gasto para o sinal de resposta atingir  $V_p$ ;
- Tempo de assentamento ( $T_s - 2\%$ ): valor de tempo necessário pelo sinal de resposta para se manter dentro de uma faixa de variação – 2%.

Desta forma, para a determinação do modelo da planta de pressão foi realizado um ensaio de resposta aos degraus do sistema. Conforme pode ser notado pela figura 23, a planta apresenta uma não linearidade ao longo da faixa de modelagem. Para efeito de linearização do processo, com o intuito de obtenção de sintonia, definiu-se uma região de operação linear do processo, entre 50% a 70% da  $V_p$ , figura 29.

Figura 29 - Região de modelagem da planta de pressão



Fonte: Próprio Autor (2017).

Extraindo-se os pontos destacados na figura acima obtemos:

$$T_p = t_{inicial} - t_{sobressinal} = 14,84 - 13,96 = 0,88 \text{ segs,}$$

$$T_p = \frac{\pi}{w_d} \therefore w_d = 0,88 * 3,14 = 2,76 \frac{\text{rad}}{\text{seg}},$$

$$M_p = \frac{100,5 - 94,75}{94,75 - 54,76} = 0,15, \quad M_p = e^{-\pi\left(\frac{\varepsilon^2}{\sqrt{1-\varepsilon^2}}\right)} \therefore \varepsilon = 0,52, \quad (38)$$

$$w_n = \frac{w_d}{\sqrt{1-\varepsilon^2}} = \frac{3,47 \text{ rad}}{\text{s}}.$$

$$K = \frac{V_{pfinal} - V_{pinicial}}{u_{final} - u_{inicial}} = \frac{94,75 - 54,76}{70 - 50} = 2.$$

Assim, chegou-se à equação 39, representativa de um sistema de segunda ordem, para uma região de 50% a 70%, operando em uma região de linearidade.

$$G(s) = \frac{24,08}{s^2 + 2,85s + 12,04}. \quad (39)$$

## 4 IMPLEMENTAÇÃO E SIMULAÇÃO

### 4.1 IMPLEMENTAÇÃO DO OPERADOR FRACIONÁRIO

A implementação dos controladores PIDs inteiro e fracionário foi realizada empregando-se o software *LabVIEW<sup>TM</sup>*, da *National Instruments<sup>TM</sup>*, usando como referência o trabalho realizado por Manurung (2010).

Como descrito nas seções 2.1 e 2.2 a fundamentação do cálculo fracionário é a base para o desenvolvimento do controle de ordem fracionária, assim como o controlador PID de ordem inteira é uma representação específica do  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  quando as ordens fracionárias são igualadas à unidade.

Demonstrado por Podlubny (1999), as definições de Grunwald-Letnikov e Riemann-Liouville são equivalentes para uma vasta gama de aplicações de engenharia. Desta forma, Podlubny (1994) apresentou a definição de Grünwald-Letnikov, reescrevendo-a para obtenção do cálculo numérico da ordem fracionária, equação 40:

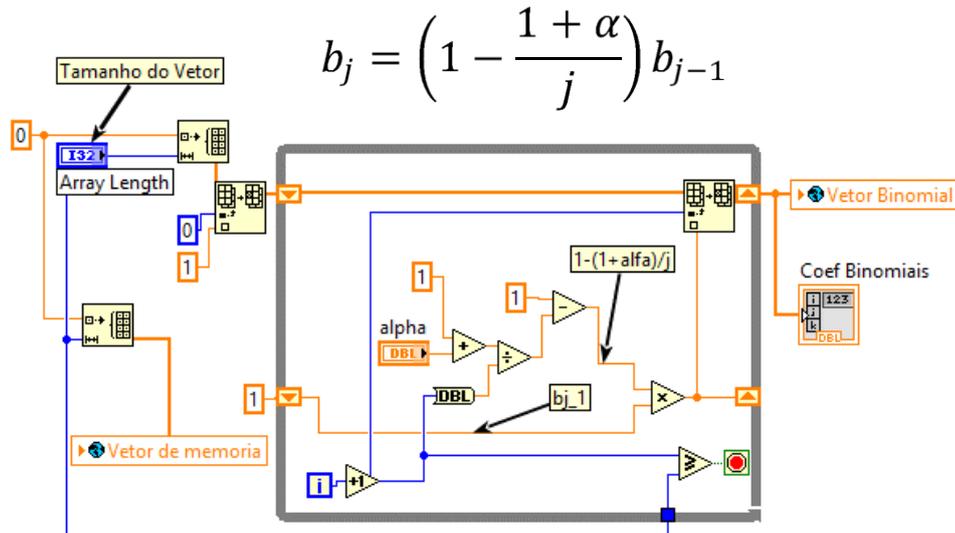
$${}_{(t-L)}D_t^{\alpha} f(t) \approx T^{-\alpha} \sum_{j=0}^{[N(t)]} b_j f(t-jT). \quad (40)$$

onde  $L$  pode ser chamado de tamanho da memória,  $T$  o tempo de amostragem, sendo  $N(t) = \min\left\{\left\lceil \frac{t}{T} \right\rceil, \left\lfloor \frac{L}{T} \right\rfloor\right\}$ , e o termo  $b_j$ , chamado de coeficiente binomial calculado recursivamente por:

$$b_0 = 1; b_j = \left(1 - \frac{1+\alpha}{j}\right) b_{j-1} \text{ sendo } j \geq 1. \quad (41)$$

Diante das equações 40 e 41, o primeiro passo para implementação requer a criação de um vetor dos coeficientes binomiais implementado conforme figura 30:

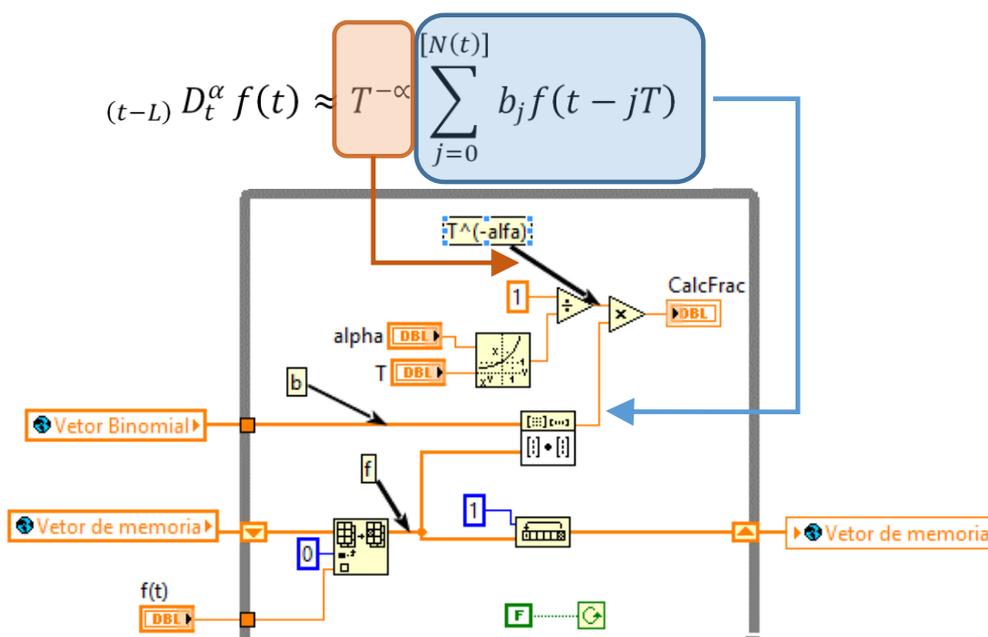
Figura 30 - Implementação do cálculo dos coeficientes binomiais



Fonte: Próprio Autor (2017).

Posteriormente à obtenção dos coeficientes binomiais, temos que obter o operador diferencial fracionário, calculado pela equação  $T^{-\alpha} \sum_{j=0}^{[N(t)]} b_j f(t-jT)$ . Sua implementação é apresentada na figura 31.

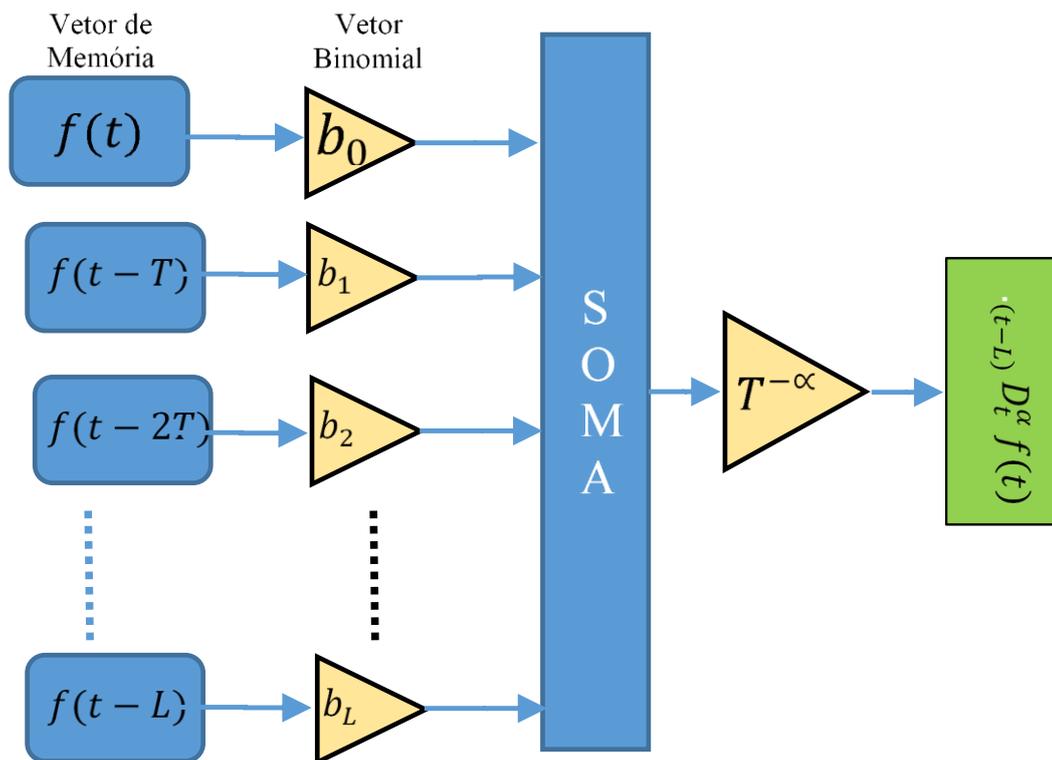
Figura 31 - Cálculo fracionário da derivada e da integral



Fonte: Próprio Autor (2017).

A figura 32 ilustra as operações necessárias para a obtenção da função  $f(t)$ . Como dito anteriormente tomando-se o operador da equação 40, podemos perceber que os termos  $L$  e  $N(t)$ , são chamados de tamanho da memória e memória, pois eles definem o tamanho do vetor de memória e o número de elementos do operador somatório respectivamente. A memória  $N(t)$  é o resultado armazenado da soma de tamanho  $L$  dos valores passados e presente de  $f(t)$  multiplicado pelo fator  $T^{-\alpha}$ , tempo de amostragem elevado à ordem fracionária.

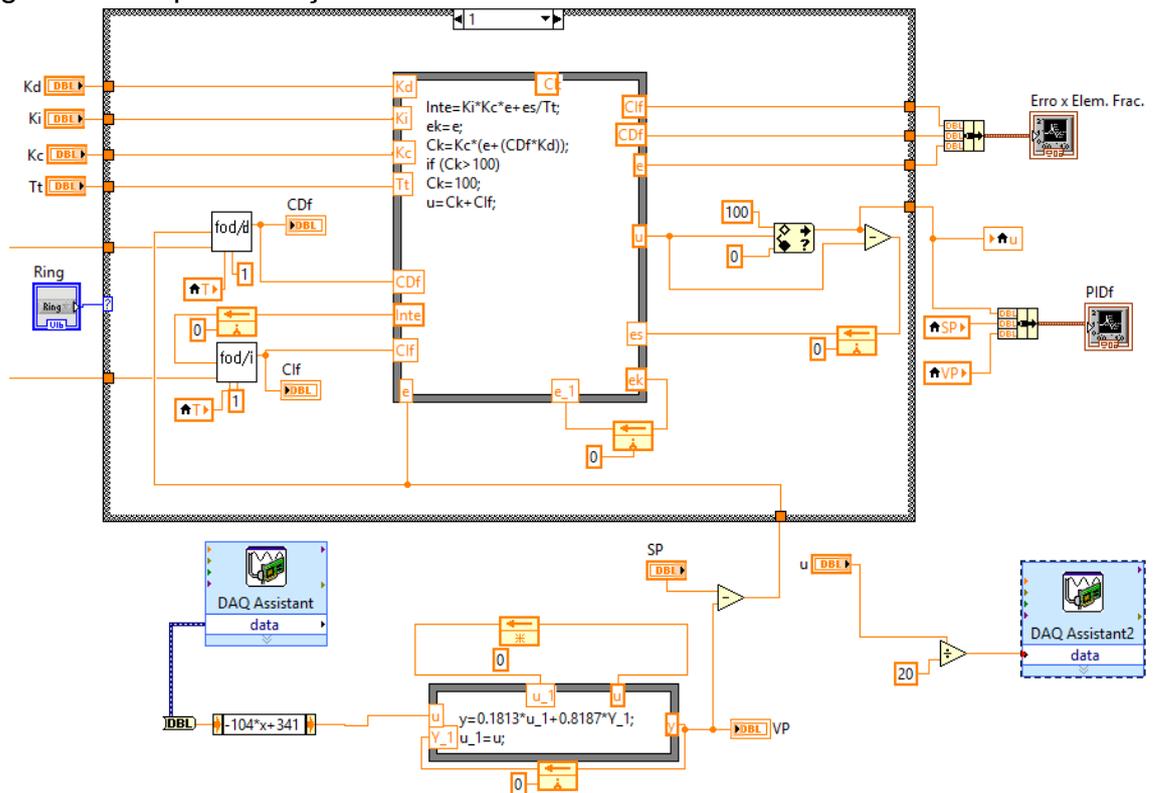
Figura 32 - Fluxograma de implementação do  $PI^{\alpha}D^{\mu}$



Fonte: Próprio Autor (2017).

Por fim, a implementação do controlador é efetuada com o uso de duas funções VI onde os cálculos fracionários integrais e derivativos são efetuados,  $fod/d$  e  $fod/i$ , respectivamente, conforme ilustra a figura 33.

Figura 33 - Implementação PID fracionário

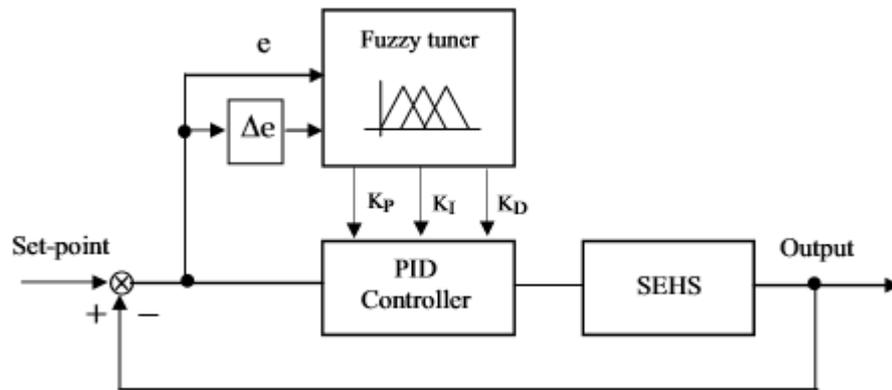


Fonte: Próprio Autor (2017).

## 4.2 IMPLEMENTAÇÃO DO PID E $PI^{\wedge}D^M$ FUZZY

Segundo Sinthipsomboon et al. (2012) um controlador com auto sintonia fuzzy do tipo PID é a aplicação de um processo de sintonia com lógica fuzzy para seleção dos parâmetros  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  em tempo real. Nesta configuração o erro e sua variação no tempo  $\Delta e$  são as entradas do sintonizador fuzzy conforme figura 34.

Figura 34 - Implementação PID com auto sintonia



Fonte: Sinthipsomboon et al. (2012).

Os parâmetros de sintonia do PID, saídas do sintonizador fuzzy, são aplicados ao modelo de inferência de Mamdani com modificações quanto ao peso dos parâmetros para obtenção dos valores ótimos  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$ . Para tanto, os valores de cada ganho do PID podem assumir uma faixa de valores, conforme as funções  $[K_{Pmax}, K_{Pmin}]$ ;  $[K_{imax}, K_{imin}]$ ;  $[K_{dmax}, K_{dmin}]$ . A determinação da faixa de valores de cada parâmetro é estabelecida pela experiência do controle PID aplicado a um processo. Como mencionado anteriormente, a lógica fuzzy se baseia na experiência prática humana implementada em um algoritmo que traduz essas ações baseadas na experiência operacional. Sendo assim, como exemplo para a planta prática de pressão, objeto de estudo deste trabalho, as faixas consideradas foram:  $K_p \in [0 \ 1.5]$ ,  $K_i \in [1 \ 4]$ ,  $K_d \in [0 \ 0.6]$ . Desta forma, ajustados para a regra de Mamdani na faixa de valores  $[0 \ 1]$  temos:

$$K'_p = \frac{K_p - K_{Pmin}}{K_{Pmax} - K_{Pmin}} = \frac{K_p - 0}{1.5 - 0} \therefore K_p = 1.5K'_p,$$

$$K'_i = \frac{K_i - K_{imin}}{K_{imax} - K_{imin}} = \frac{K_i - 1}{4 - 1} \therefore K_i = 3K'_i + 1,$$

$$K'_d = \frac{K_d - K_{dmin}}{K_{dmax} - K_{dmin}} = \frac{K_d - 0}{0.6 - 0} \therefore K_d = 0.6K'_d.$$

(42)

Dadas as faixas de valores de cada parâmetro é possível a construção das funções de pertinência para as entradas  $\{e, \Delta e\}$  e para as saídas  $\{Kp, Ki, Kd\}$ . Para as variáveis linguísticas aplicáveis, tanto as entradas quanto as saídas, foram utilizados 5 níveis conforme abreviações e significados da tabela 2 abaixo.

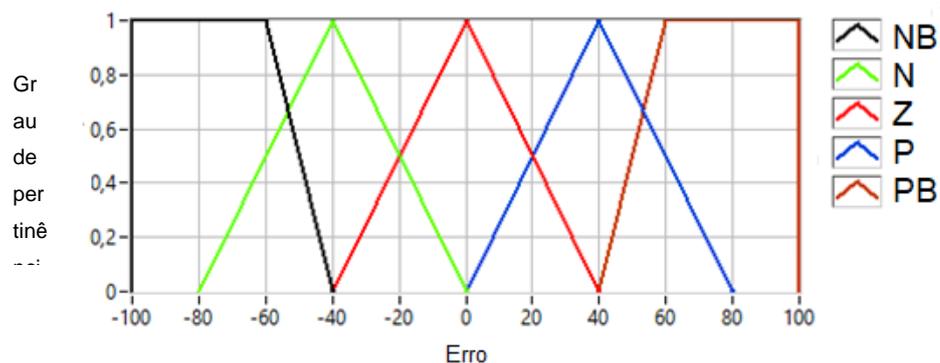
Tabela 2 - Variáveis linguísticas

NB	Negativo grande
N	Negativo
Z	Zero
P	Positivo
PB	Positivo Grande

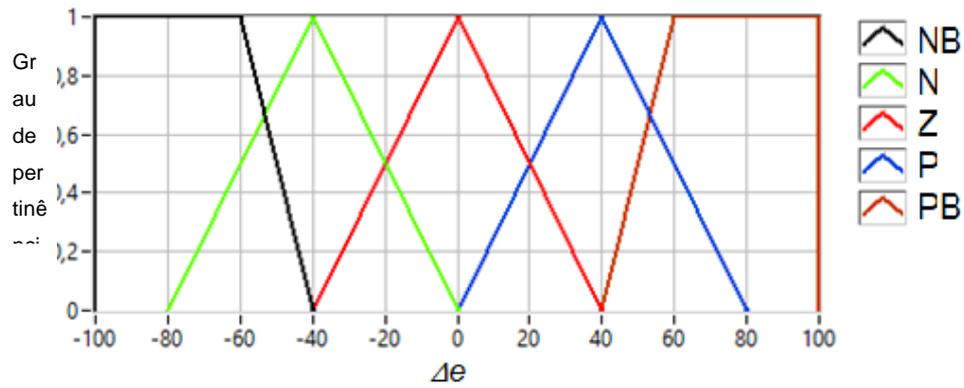
Fonte: Próprio Autor (2017).

Os níveis das variáveis linguísticas da tabela 2 se correlacionam com faixas de valores conforme o processo em que são aplicados. As faixas de valores dos parâmetros ajustadas aos processos ensaiados constituem as funções de pertinência conforme mostram as figuras 35 a 39.

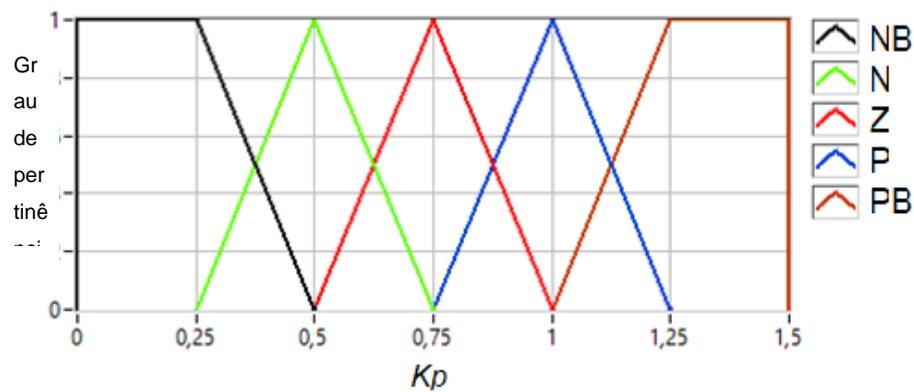
Figura 35 - Função de pertinência de  $E$



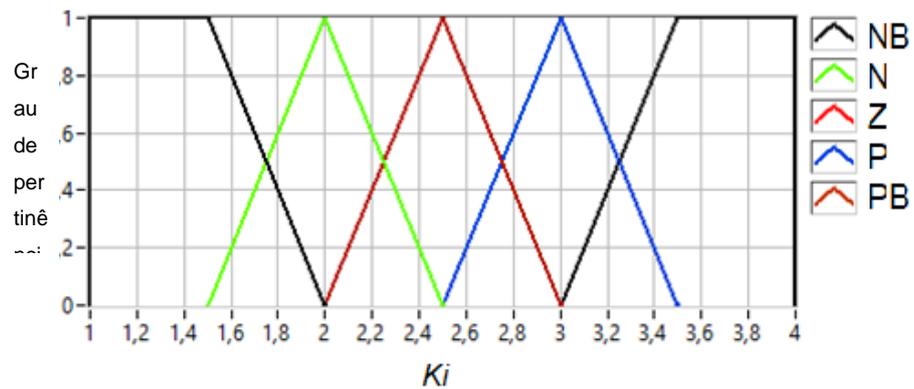
Fonte: Próprio Autor (2017).

Figura 36 - Função de pertinência de  $\Delta e$ 

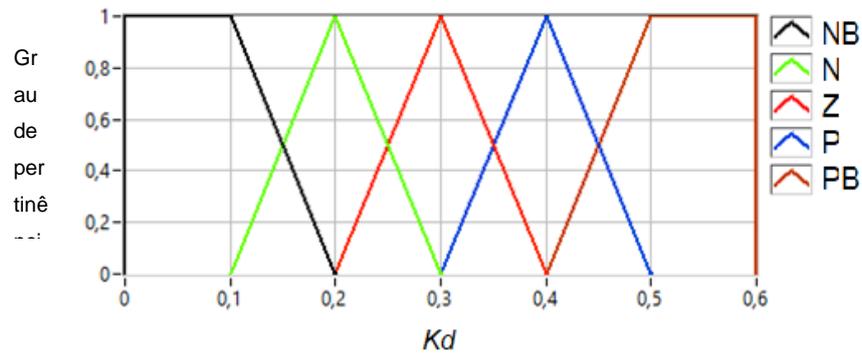
Fonte: Próprio Autor (2017).

Figura 37 - Função de pertinência de  $K_p$ 

Fonte: Próprio Autor (2017).

Figura 38 - Função de Pertinência de  $K_i$ 

Fonte: Próprio Autor (2017).

Figura 39 - Função de pertinência de  $K_d$ 

Fonte: Próprio Autor (2017).

Como referência para a implementação do sintonizador fuzzy, esta dissertação empregou regras fuzzy baseadas no trabalho Sinthipsomboon et al. (2012) conforme tabelas 3, 4 e 5.

Tabela 3 - Regras fuzzy para ganho  $K_p$ 

$e$ $de$	NB	N	Z	P	PB
NB	NB	NB	NB	Z	Z
N	NB	N	N	P	P
Z	NB	N	Z	P	PB
P	N	N	P	P	PB
PB	Z	Z	PB	PB	PB

Fonte: Sinthipsomboon et al. (2012).

Tabela 4 - Regras fuzzy para ganho  $K_i$ 

$e$ $de$	NB	N	Z	P	PB
NB	PB	PB	P	Z	Z
N	PB	P	P	P	N
Z	PB	P	Z	N	NB
P	N	Z	N	N	NB
PB	NB	NB	NB	NB	NB

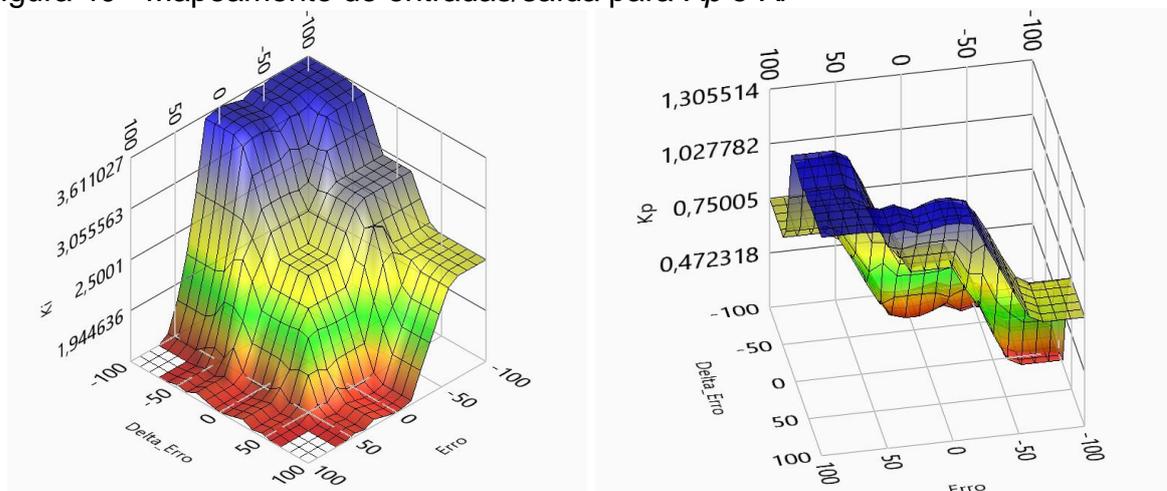
Fonte: Sinthipsomboon et al. (2012).

Tabela 5 - Regras fuzzy para ganho  $K_d$ 

$e$ $de$	NB	N	Z	P	PB
NB	NB	NB	N	Z	Z
N	NB	N	N	N	P
Z	NB	N	Z	P	PB
P	P	Z	P	P	PB
PB	PB	PB	PB	PB	PB

Fonte: Sinthipsomboon et al. (2012).

Como resultado final, a figura 40 ilustra o mapeamento das entradas  $K_p$  e  $K_i$  com saídas de acordo com a lógica fuzzy apresentada.

Figura 40 - Mapeamento de entradas/saída para  $K_p$  e  $K_i$ 

Fonte: Próprio Autor (2017).

Segundo Liu, Pan e Xiu (2015), o PID é um caso especial do controlador fracionário  $PI^\lambda D^\mu$ . Desta forma, as funções de pertinência e regras de inferência aplicadas aos parâmetros  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  são mantidas para o processo de auto sintonia do  $PI^\lambda D^\mu$ .

Entretanto, para a implementação do controlador de ordem fracionária faz-se necessário a criação das regras de inferência e funções de pertinência para as ordens fracionárias integral e derivativa  $\lambda$  e  $\mu$ , respectivamente. Outra diferença da

auto sintonia fuzzy para o PID de ordem fracionária está no uso da derivada fracionária do erro  $d^\mu e/dt$ , no lugar da derivada inteira. Assim, usando como

referência o trabalho de Liu, Pan e Xiu (2015) foram adaptadas as regras fuzzy adotadas pelos autores originais. As regras de inferência são apresentadas nas tabelas 6 e 7 e as funções de pertinência nas figuras 41 e 42.

Tabela 6 - Regras de inferência  $\lambda$

$e$ $d^\mu e$	NB	N	Z	P	PB
NB	PB	PB	P	P	Z
N	P	P	P	Z	Z
Z	P	P	Z	N	N
P	Z	N	N	N	NB
PB	Z	N	N	N	NB

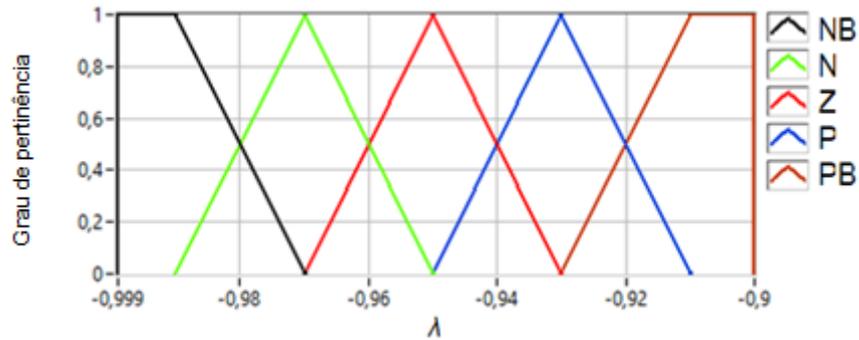
Fonte: Próprio Autor (2017).

Tabela 7 - Regras de inferência  $\mu$

$e$ $d^\mu e$	NB	N	Z	P	PB
NB	N	Z	Z	N	Z
N	PB	P	Z	N	N
Z	PB	P	Z	N	N
P	P	P	P	Z	NB
PB	N	PB	Z	Z	PB

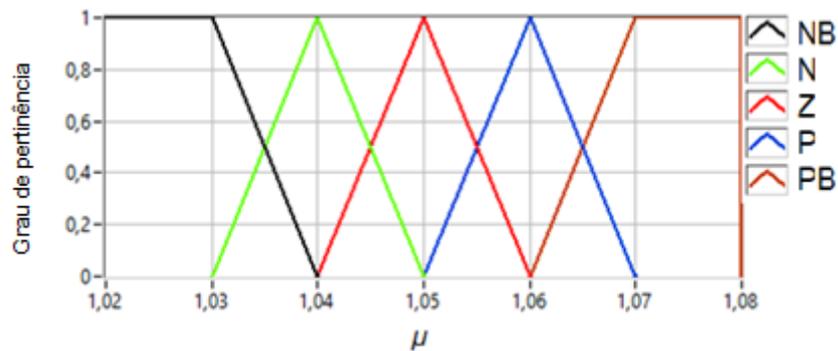
Fonte: Próprio Autor (2017).

Figura 41 - Função de pertinência de  $\lambda$



Fonte: Próprio Autor (2017).

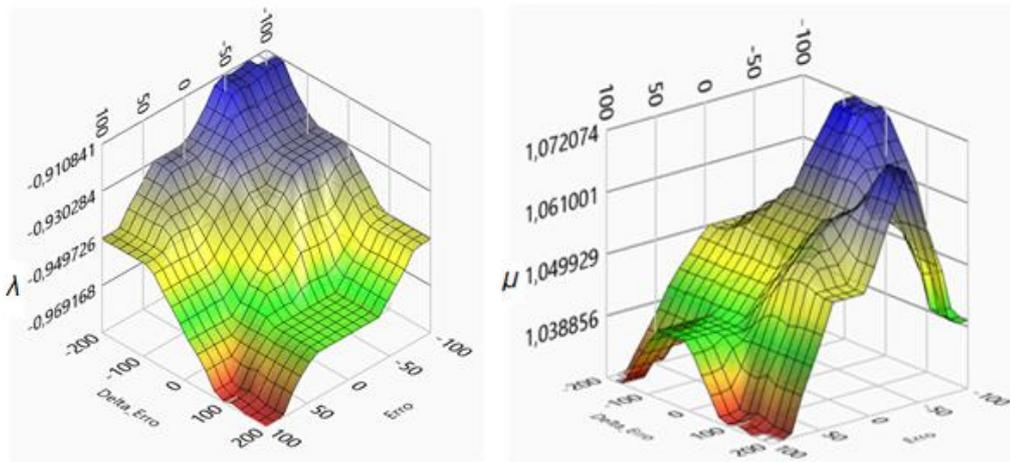
Figura 42 - Função de pertinência para  $\mu$



Fonte: Próprio Autor (2017).

Como resultado final a figura 43 ilustram o mapeamento das entradas  $\lambda$  e  $\mu$  com saídas de acordo com a lógica fuzzy apresentada.

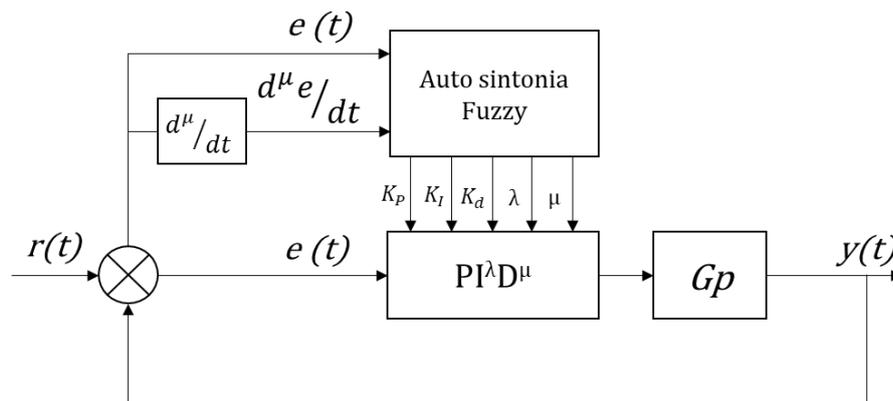
Figura 43 - Mapeamento de entradas/saída para  $\lambda$  e  $\mu$



Fonte: Próprio Autor (2017).

O diagrama de blocos representativo do controlador  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  com auto sintonia é apresentado na figura 44.

Figura 44 - Diagrama de blocos  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  com auto sintonia



Fonte: Próprio Autor (2017).

Para a implementação do diagrama acima foi usado a referência *National Instruments Corporation, (2009)*.

## 5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

A simulação é uma etapa fundamental para a avaliação de uma técnica de controle, pois fornece informações importantes sobre o seu entendimento, a dificuldade para a implementação, o tamanho do esforço computacional necessário, o grau de robustez do procedimento e o desempenho possível de se atingir.

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos com a implementação dos controladores de ordem inteira e fracionária em ambiente de simulação. Para tanto são discretizadas as equações representativas dos modelos das plantas reais apresentadas no capítulo 3 e conforme apresentado no capítulo 4, a implementação é realizada no *Labview<sup>TM</sup>*, assim sendo, as simulações e testes práticos foram realizados dentro desta mesma plataforma.

A partir deste capítulo serão chamados de método de sintonia fixa, os tipos de sintonia que não variam ao longo do tempo, durante o ensaio ou simulação. Já os controladores com auto sintonia fuzzy serão chamados de controladores de sintonia variável.

### 5.1 INDICADORES DE DESEMPENHO

Para a avaliação do desempenho dos controladores, no domínio do tempo, foram escolhidos alguns indicadores de desempenho. Detalhados no capítulo 3, o Máximo Sobressinal ( $M_p$ ), Tempo de Assentamento ( $T_s$ ) e Tempo de Subida ( $T_r$ ) são três desses indicadores. Além destes, foram usados os indicadores de desempenho abaixo:

- (i) ISE (Integral Square Error): possui como característica penalização dos erros grandes, pode ser obtido pela equação:

$$ISE = \int_0^t e^2 dt. \quad (43)$$

(ii) IAE (Integral Absolute value of Error): trata todos os erros de maneira igual, sendo calculada por:

$$IAE = \int_0^t |e| dt. \quad (44)$$

(iii) ITAE (Integral Time weighted Absolute Error): penaliza os erros que persistem ao longo do tempo, sendo determinado por:

$$ITAE = \int_0^t t|e| dt. \quad (45)$$

(iv) ITSE (Integral Time of Square value of Error): penaliza os erros que persistem ao longo do tempo e principalmente erros de grande magnitude, sendo determinado por:

$$ITSE = \int_0^t te^2 dt. \quad (46)$$

## 5.2 PLANTA DE NÍVEL

### 5.2.1 Determinação de parâmetros de sintonia

Antes da simulação dos controladores no ambiente computacional faz-se necessária a determinação dos parâmetros  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  de sintonia do controlador de ordem inteira e  $\lambda$ ,  $\mu$  para o controlador de ordem não inteira. Para isso foram utilizados o AG conforme detalhado na seção 2.8 e tabela 1 desta mesma seção. Além da determinação dos parâmetros através do AG, foram escolhidos métodos de sintonia de referência amplamente conhecidos no meio acadêmico e industrial, como forma

de comparação. Assim o método de sintonia por AG para o PID poderá ser avaliado frente a métodos convencionais.

Os métodos de sintonia de referência usados no ambiente de simulação e real para sintonia do PID de ordem inteira foram:

- CHR (Chien, Hrones e Reswick) – critério de 20% de sobrevalor (Problema servo);
- IMC (Internal Model Control);

Na referência Massa e Teixeira (2006) o leitor poderá encontrar maiores detalhes dos métodos de sintonia acima citados.

A partir da modelagem da planta de nível, representada pela equação  $G(s) = \frac{5 e^{5s}}{62s+1}$ , segundo o método de sintonia CHR, os parâmetros são obtidos conforme abaixo calculados:

$$K_p = \frac{0,6 \times \tau}{K_{\text{processo}} \times \theta} = \frac{0,6 \times 62}{5 \times 5} \therefore K_p = 1,5,$$

$$K_i = \frac{K_p}{\tau} = \frac{1,5}{62} \therefore K_i = 0,025.$$
(47)

Com a aplicação do método IMC deve-se inicialmente definir o valor da variável  $\lambda$ , chamada de parâmetro de desempenho. Sabendo que quanto maior forem os erros de modelagem do processo e suas não-linearidades, conservativamente escolhe-se um  $\lambda$  maior ou igual ao tempo morto.

Como o controle do processo de nível é feito por um PI, conforme recomendado por Massa e Teixeira (2006) deve-se escolher  $\lambda$  de maneira a atender a relação  $\lambda/\theta > 1,7$ .

Para a sintonia foi escolhido  $\lambda = 10$ , atendendo a relação de  $\lambda/\theta > 1,7$ , pois

$$\lambda/\theta = 10/5 = 2 \therefore \lambda/\theta > 1,7. \text{ Desta forma, o valor de } \lambda \text{ atende a regra conservativa,}$$

sem prejudicar o controle em sua robustez e estabilidade, pois um  $\lambda$  muito pequeno torna a resposta muito agressiva, tendendo para instabilidade.

Enquanto os parâmetros para o método IMC foram obtidos assim:

$$K_p = \frac{2 \times T + \theta}{K_{\text{processo}} \times 2 \times \lambda} = \frac{2 \times 62 + 5}{5 \times 2 \times 10} \therefore K_p = 1,3,$$

$$K_i = \frac{K_p}{T + \frac{\theta}{2}} = \frac{1,3}{62 + \frac{5}{2}} \therefore K_i = 0,02. \quad (48)$$

Tendo sido determinados os parâmetros de sintonia pelos métodos de referência, obtém-se os parâmetros dos controladores PID e PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> através da simulação do AG. A tabela 8 contém todos os parâmetros determinados para cada método citado.

Tabela 8 - Sintonia planta de nível

PID	Kp	Ki	Kd	λ	μ
Inteiro – AG	4,900	0,100	-	-	-
Inteiro – IMC	1,3	0,02	-	-	-
Inteiro – CHR	1,5	0,025	-	-	-
Inteiro – Fuzzy	-	-	-	-	-
Fracionário – AG	6,100	0,175	-	0,850	-
Fracionário – Fuzzy	-	-	-	-	-

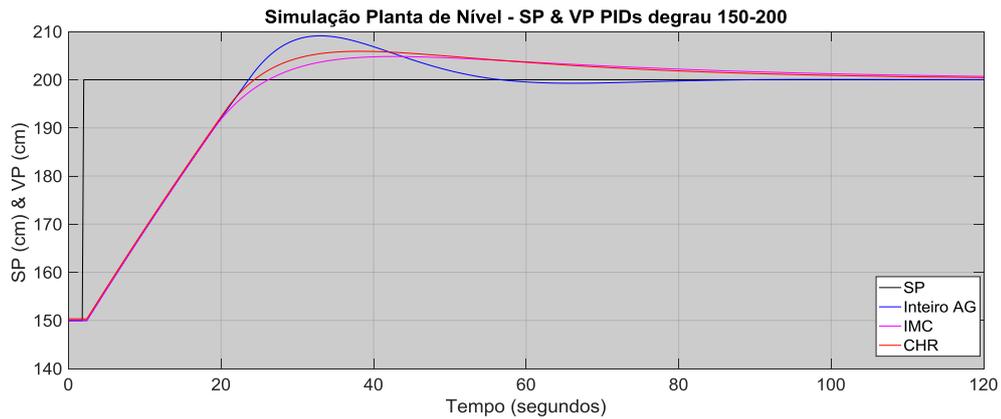
Fonte: Próprio Autor (2017).

### 5.2.2 Resultados das simulações

Dado os parâmetros de sintonia, tabela 8, para cada método é possível a simulação dos controladores. Para isso as simulações utilizaram um tempo de amostragem de 0,1 segundos.

Inicialmente injetou-se um sinal degrau variando de 150 cm para 200 cm, para cada controlador de ordem inteira, sintonizado com método de sintonia fixa. Os sinais de resposta para cada tipo de sintonia do controlador PID inteiro seguem na figura 45.

Figura 45 - Comparação dos métodos de sintonia PIDs inteiros

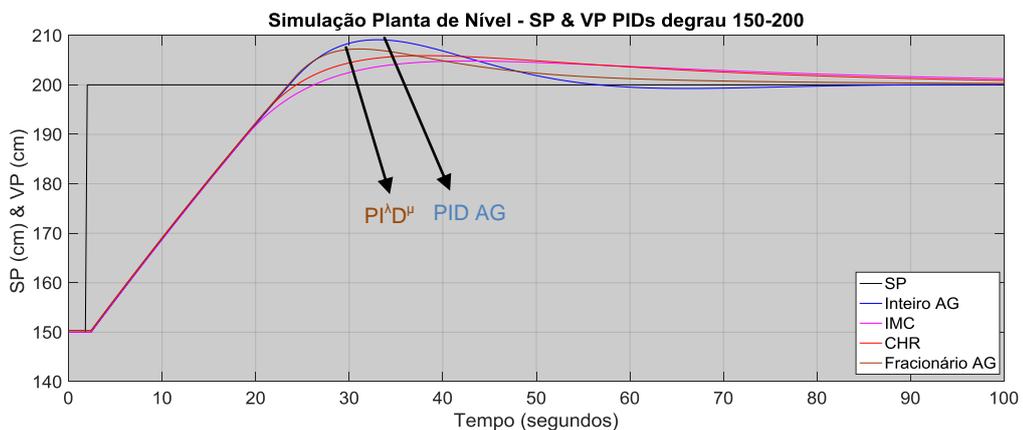


Fonte: Próprio Autor (2017).

A figura acima mostra que apesar de um maior sobressinal o controlador PID inteiro sintonizado pelo AG apresenta tempo de subida e assentamento menores.

Em seguida, para a comparação do PID fracionário com a sintonia por AG, frente aos PIDs de ordem inteira, a figura 46 apresenta a resposta ao degrau:

Figura 46 - Comparação entre PID e  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  com AG

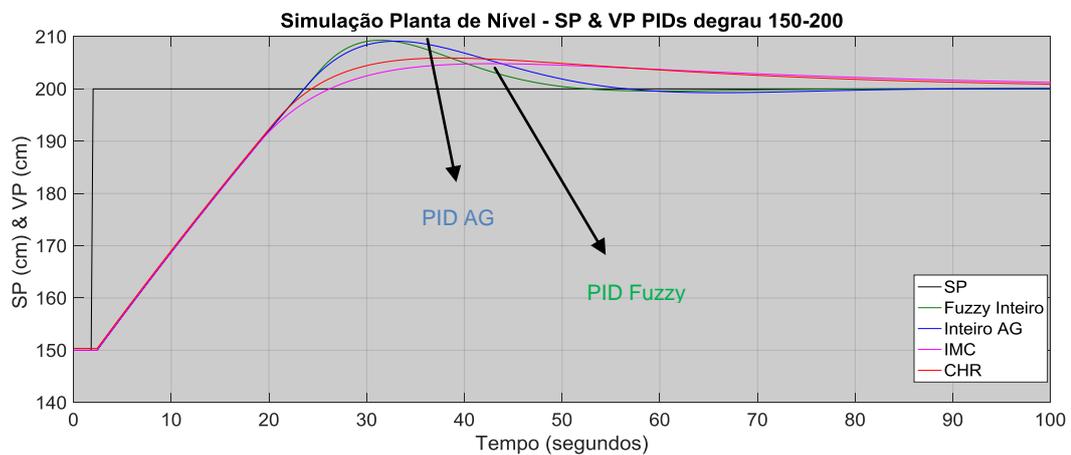


Fonte: Próprio Autor (2017).

Quando observamos o controle fracionário notamos que com o mesmo tempo de subida, porém com menor sobressinal a resposta do  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  alcança o valor de referência sem comprometer o tempo de assentamento, reduzindo assim o erro acumulado no tempo.

A seguir a figura 47 mostra a resposta ao degrau do controlador sintonizado com parâmetros fixos versus o controlador auto sintonizado fuzzy para o PID de ordem inteira.

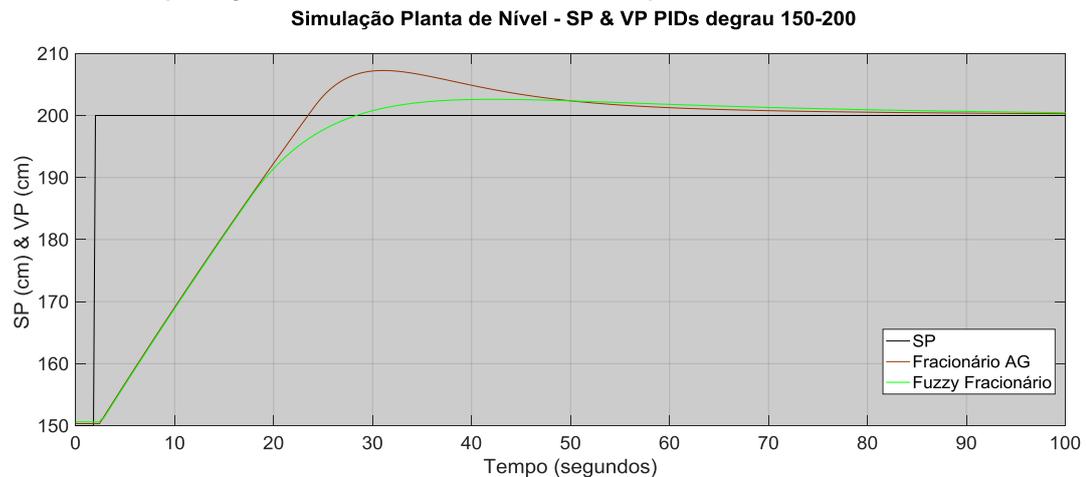
Figura 47- PID inteiro sintonia fina versus fuzzy



Fonte: Próprio Autor (2017).

A inserção da auto sintonia no controlador PID manteve o mesmo tempo de subida e sobressinal do controlador de sintonia fina com o melhor desempenho e além disso conseguiu melhorar o tempo de assentamento do sinal de resposta, reduzindo o erro acumulado ao longo do tempo.

Por fim, a figura 48 apresenta o  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  com sintonia fixa através de AG e o mesmo com auto sintonia fuzzy.

Figura 48 - Comparação dos métodos de sintonia para o PI<sup>AD</sup><sup>μ</sup>

Fonte: Próprio Autor (2017).

A auto sintonia do controlador fracionário proporcionou um sinal de resposta com significativa diminuição do sobressinal, mesmo tempo de assentamento e uma maior demora no tempo de subida, porém o resultado do acúmulo de erro no tempo do controle auto sintonizado foi menor.

Os IEs para cada controlador são mostrados na tabela 9. Para ISE, IAE, ITAE e ITSE o período de tempo utilizado foi o instante de tempo do início do degrau até 100 segundos.

Tabela 9 - IEs simulação planta de nível

PID	IAE	ITAE	ISE	ITSE	Sobressinal % Mp	Tempo de Subida Tr (s)	Tempo de assentamento Ts (s)
Inteiro - AG	717	<b>5.250</b>	19.194	66.746	4,03%	21,6	43,4
Inteiro - IMC	789	9.266	18.886	69.486	2,41%	24,2	55,2
Inteiro - CHR	791	8.880	18.722	70.174	2,95%	22,4	55,2
Inteiro - Fuzzy	682	4.354	18.978	62.556	4,65%	21,6	39,6
Fracionário - AG	707	5.634	18.482	59.648	3,63%	<b>21,5</b>	40,8
Fracionário - Fuzzy	<b>663</b>	5.288	<b>18.186</b>	<b>53.118</b>	<b>1,30%</b>	26,4	<b>26,4</b>

Fonte: Próprio Autor (2017).

Os resultados e figuras apresentados mostram que o controlador de natureza fracionária apresenta uma capacidade de rápido tempo de resposta aliado ao baixo sobressinal e baixo tempo de assentamento quando comparado ao controle de natureza inteira com sintonia fixa.

O controle fracionário também obteve significativa melhoria de desempenho no IAE mostrando a redução do erro geral. A auto sintonia no PID demonstrou um excelente valor de ITAE, pois embora tenha máximo sobressinal elevado, a auto sintonia apresentou capacidade de rápida correção desse desvio trazendo a  $V_p$  rapidamente para o valor de referência.

A sintonia por AG demonstrou melhores resultados em IAE do que os controladores de sintonia de referência, o que mostra que o AG encontrou uma solução melhor para o critério de busca definido. Desta forma, a simulação confirmou o sucesso da sintonia por AG frente aos métodos convencionais. A auto sintonia dos PIDs por lógica Fuzzy apresentou desempenho superior principalmente em IAE.

### 5.3 PLANTA DE PRESSÃO

#### 5.3.1 Determinação dos parâmetros de sintonia

A primeira etapa para a simulação da planta de pressão, assim como realizado para a planta de nível, consiste na determinação dos parâmetros  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  de sintonia do controlador de ordem inteira e  $\lambda$ ,  $\mu$  para o controlador de ordem não inteira.

Novamente foi selecionado um método de sintonia de referência, além das sintonias por AG e da auto sintonia fuzzy, sendo que neste caso a sintonia escolhida mais uma vez foi o método IMC. Assim, dada a equação representativa da planta de pressão, conforme modelada e apresentada no capítulo 3,  $G(s) = \frac{24,08}{s^2 + 2,85s + 12,04}$ ,

obtiveram-se os parâmetros do controlador conforme equação 49:

$$K_p = \frac{2\varepsilon T}{K_{\text{processo}} * \lambda} = \frac{0,237}{2 * 0,288} \therefore K_p = 0,384,$$

$$K_i = \frac{K_p}{2\varepsilon T} = \frac{2}{0,237} \therefore K_i = 1,62, \quad (49)$$

$$K_d = K_p * \frac{T}{2\varepsilon} = 0,384 * \frac{0,288}{0,823} \therefore K_d = 0,1345.$$

Em seguida foram obtidas as sintonias do PID e PI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> através das simulações do AG. Segue abaixo a tabela 10 com um resumo das sintonias empregadas nas simulações e ensaios práticos.

Tabela 10 - Sintonia planta de pressão

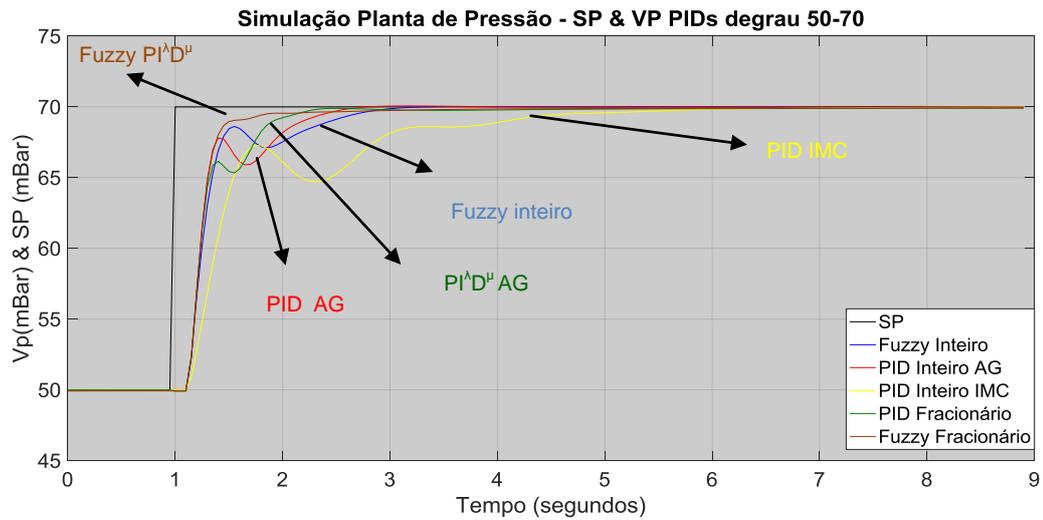
PID	Kp	Ki	Kd	λ	μ
Inteiro - AG	0,750	2,500	0,3	-	-
Inteiro - IMC	0,384	1,622	0,1345	-	-
Inteiro - Fuzzy	-	-	-	-	-
Fracionário - AG	0,950	1,980	0,27	0,95	1,05
Fracionário - Fuzzy	-	-	-	-	-

Fonte: Próprio Autor (2017).

### 5.3.2 Resultados das simulações

Nesta seção são apresentados os resultados das simulações dos controladores com as sintonias fixas e variáveis, sendo todos os controladores submetidos a um degrau de 50 para 70. Para as simulações do processo de pressão, o tempo de amostragem adotado foi de 0,05 segundos. A figura 49 apresenta o resultado da resposta ao degrau para todos os controladores da tabela 10.

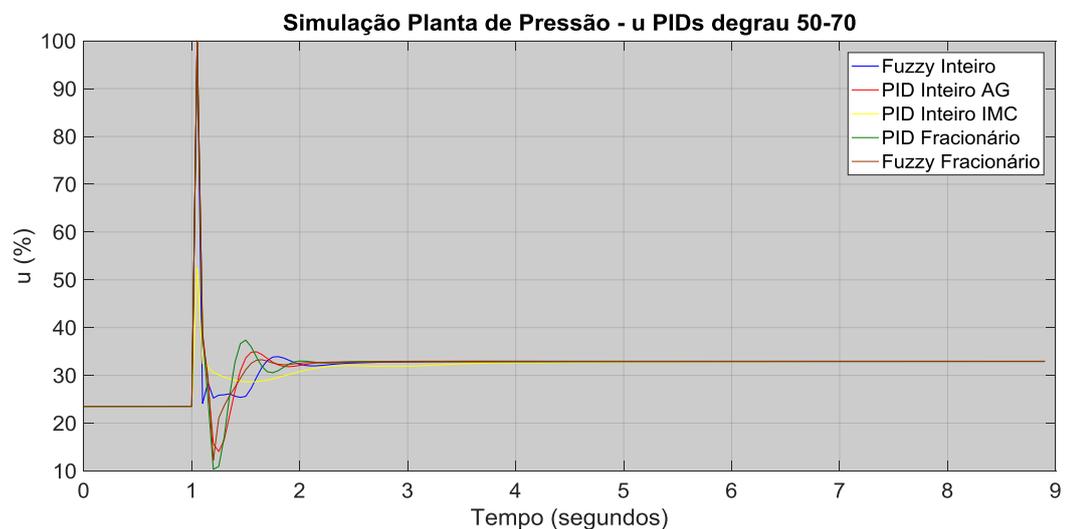
Figura 49 - Simulação degrau planta de pressão



Fonte: Próprio Autor (2017).

Na figura 50 o sinal de controle de cada controlador é apresentado.

Figura 50 - Sinal de controle para os PIDs simulados



Fonte: Próprio Autor (2017).

Para as simulações da planta de pressão o controlador fracionário apresentou um desempenho significativo, superando o controle de ordem inteira. Mesmo com a auto sintonia aplicada ao controlador PID o desempenho demonstrado pelo  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  com

sintonia por AG apresentou melhores resultados. Tanto o IAE quanto o ITAE do controle fracionário de sintonia fixa e variável foram melhores do que seus pares de sintonia fixa. Embora o tempo de subida do controle  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  com auto sintonia seja mais demorado, seu baixo sobressinal e menores erros ao longo do tempo demonstraram que este controlador apresenta o melhor desempenho. Comparando-se o desempenho do controle de ordem fracionário na planta de pressão com a planta de nível, ele apresenta ser ainda mais significativo. O  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  demonstrou maiores ganhos na planta de pressão do que o PID, para todo tipo de sintonia.

Tabela 11 - IEs Simulação planta de pressão degrau 50 - 70

PID	IAE	ISE	ITAE	ITSE	Sobressinal % Mp	Tempo de Subida Tr (s)	Tempo de assentamento Ts (s)
Inteiro - AG	7,9	86,1	5,9	13,1	0,10%	<b>1,65</b>	1,8
Inteiro - IMC	15,6	143,9	16,7	55,7	0,00%	5,66	2,3
Inteiro - Fuzzy	7,6	87,9	3,3	13,8	0,07%	2,1	1,5
Fracionário - AG	7,3	86,1	<b>2,7</b>	13,3	0,00%	1,74	<b>0,8</b>
Fracionário - Fuzzy	<b>6,4</b>	<b>80,9</b>	4,3	<b>9,4</b>	0,00%	5,7	0,9

Fonte: Próprio Autor (2017)

## 6 ENSAIOS PRÁTICOS E RESULTADOS

Neste capítulo a implementação dos quatro controladores é colocada em funcionamento em plantas reais, modeladas e apresentadas no capítulo 3. Inicialmente o controle de ordem fracionária é testado para a confirmação da implementação do controlador fracionário apresentada no capítulo 4. Posteriormente os controladores com auto sintonia fuzzy são testados junto com todos outros em estudo.

Para a avaliação completa do desempenho dos controladores e sintonias são apresentados dois tipos de ensaios, o primeiro ensaio é o de resposta ao degrau semelhante ao degrau usado na modelagem das plantas. O segundo ensaio é composto de uma série de degraus onde os controladores são testados em diferentes regiões da usada para a modelagem. Por fim, para a planta de pressão é realizado um teste de resposta a um distúrbio em todos os controladores.

### 6.1 PLANTA DE NÍVEL

#### 6.1.1 Variação da ordem fracionária $\lambda$

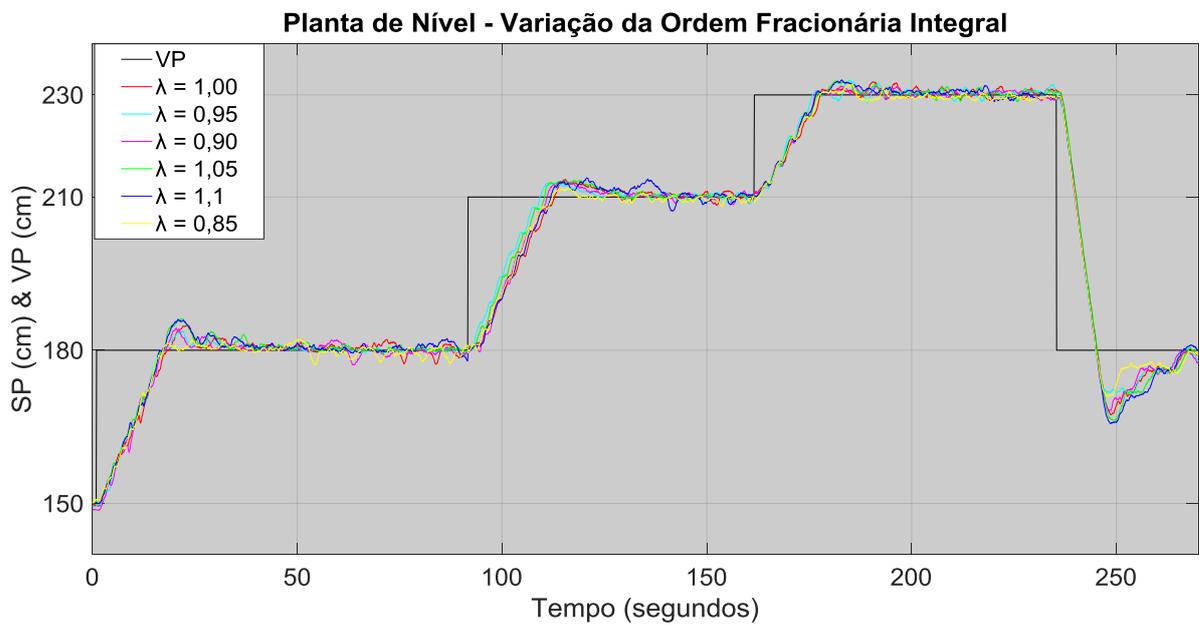
Para melhor entendimento dos efeitos da variação das ordens fracionárias, e teste inicial do  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  implementado e simulado, inicialmente foi realizada a variação da ordem fracionária  $\lambda$  com a sintonia obtida pelo AG para o PID. Neste teste foi utilizada a planta de nível modelada na seção 3.3.1, conforme FT apresentada na equação 35.

Para tanto aplicando-se a sintonia apresentada na tabela 8, para os parâmetros  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$ , e variando-se a ordem  $\lambda$  de 0,85 a 1,1, em passos de 0,05, foram

obtidos os sinais de resposta ao degrau. A figura 51 apresenta os resultados para diversos degraus, na

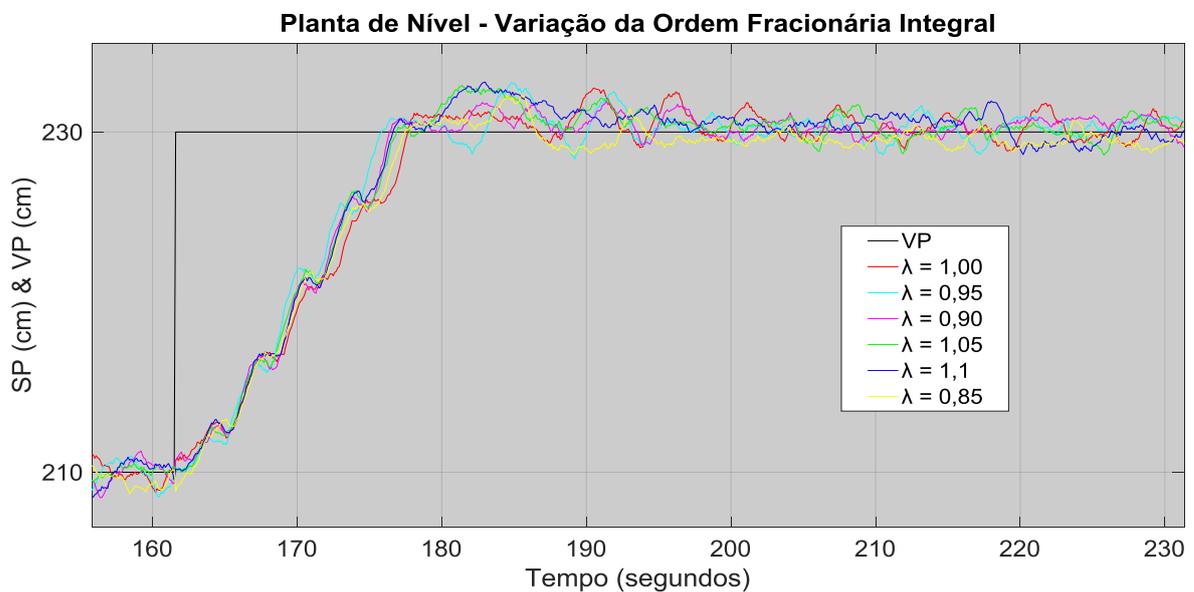
figura 52 é apresentado o detalhe dos sinais de resposta de um dos degraus de subida, enquanto a figura 53 mostra a resposta do sinal em um degrau de descida.

Figura 51 -  $PI^\lambda D^\mu$  verificação da variação de  $\lambda$



Fonte: Próprio Autor (2017).

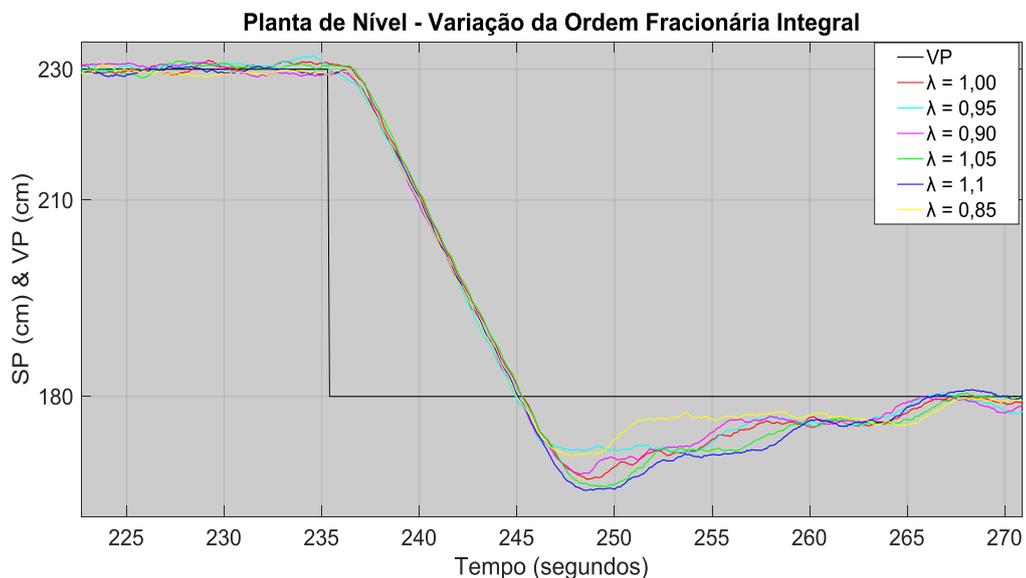
Figura 52 - Detalhe do degrau positivo com variação de  $\lambda$



Fonte: Próprio Autor (2017).

Os resultados apresentados na figura 51 e 52 confirmam os efeitos da variação da ordem fracionária integral detalhada na figura 6 da seção 2.5. Percebe-se que a elevação da ordem fracionária integral, torna o sobressinal mais elevado, e aumento no tempo de acomodação do sinal de resposta. A figura 53 a seguir, mostra de maneira expressiva o efeito no sobressinal com o aumento de  $\lambda$ . Percebe-se claramente pela figura que o sobressinal para o controlador com menores valores de  $\lambda$  apresenta menor sobre sinal e menor tempo de assentamento.

Figura 53 - Detalhe da resposta ao degrau negativo com variação de  $\lambda$

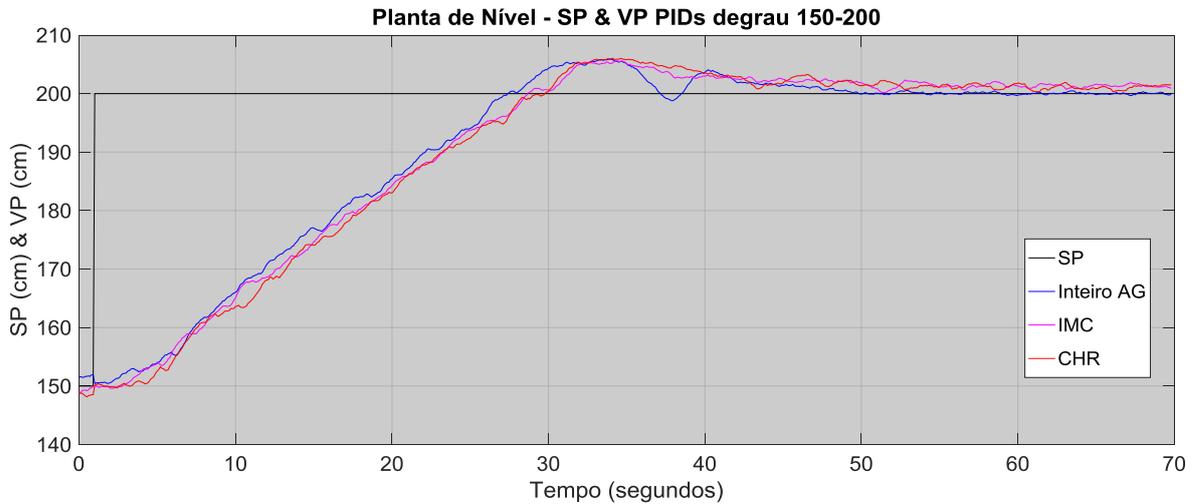


Fonte: Próprio Autor (2017).

### 6.1.2 Ensaio dos controladores degrau único

O segundo ensaio prático apresenta o comportamento dos PIDs de ordem inteira com sintonia fixa AG, IMC e CHR sob um degrau semelhante ao usado na simulação e modelagem. O resultado é apresentado na figura abaixo.

Figura 54 - PID inteiros comparação de sintonias

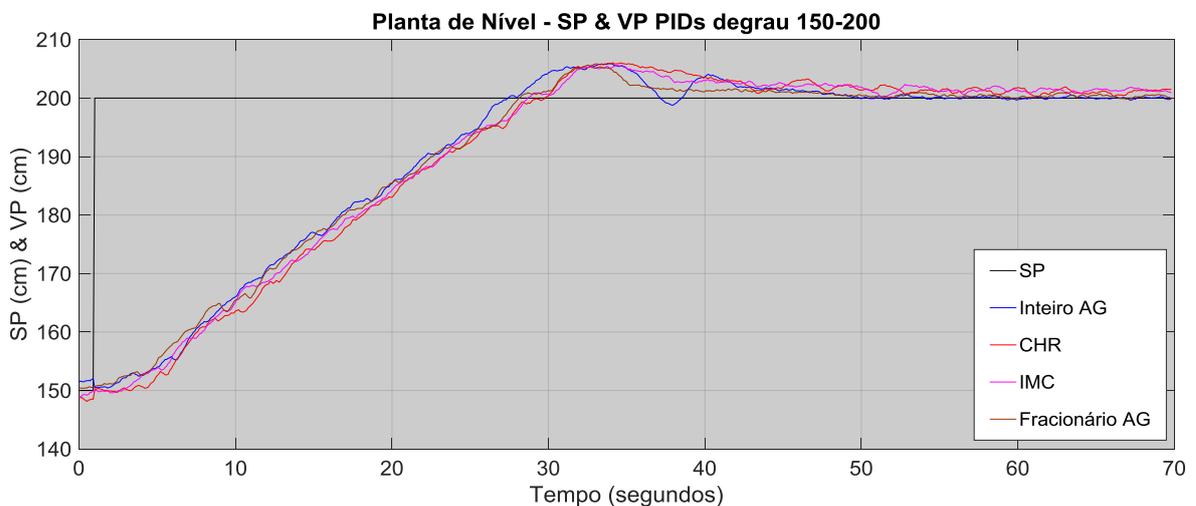


Fonte: Próprio Autor (2017).

Novamente percebe-se que a sintonia do AG apresenta um desempenho de controle melhor, onde tempo de subida e assentamento são claramente melhores do que os obtidos pelas sintonias de referência. Os sobressinais das sintonias foram semelhantes não havendo diferenças significativas entre eles.

Para a avaliação do comportamento do  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  frente ao PID segue a figura 55 onde é inserido o sinal de resposta obtido pelo controle fracionário de sintonia fixa.

Figura 55 - Comparação da resposta ao degrau dos PIDs com  $PI^{\lambda}D^{\mu}$

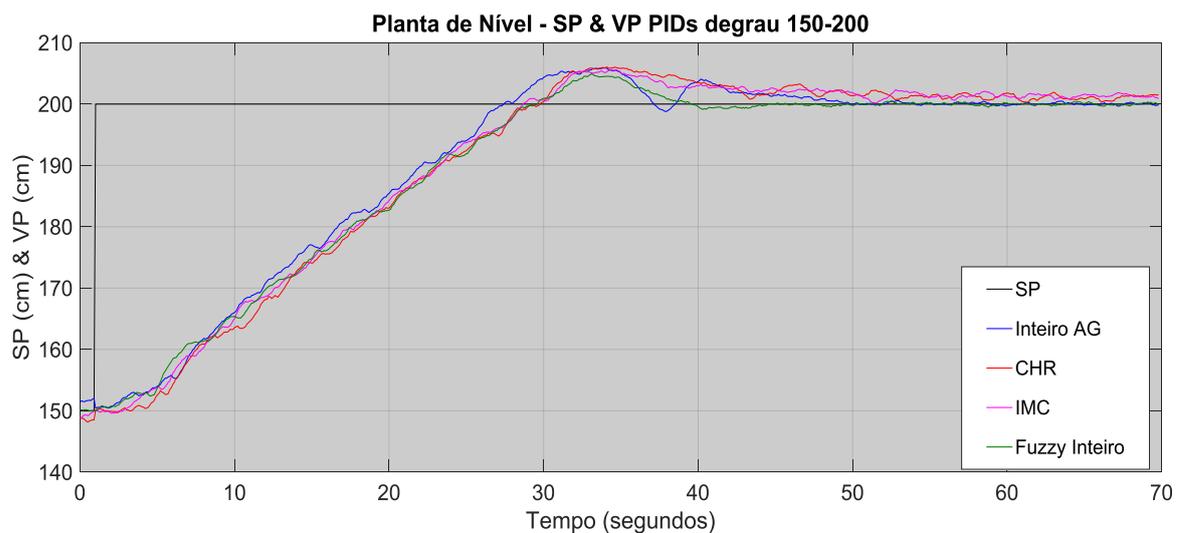


Fonte: Próprio Autor (2017).

Assim como apresentado na simulação, no ensaio prático o  $PI^{\wedge}D^{\mu}$  apresenta um menor sobressinal e tempo de assentamento, resultando em uma resposta mais rápida em torno do sinal de referência. Quando em regime permanente o controle fracionário também mostra melhor performance pelo ITAE e IAE do que os PIDs. O sinal de resposta do  $PI^{\wedge}D^{\mu}$  apresenta-se mais estável após o assentamento em torno do valor de referência.

Em relação ao controle com auto sintonia para o PID, a figura 56 apresenta o resultado da sintonia variável aplicado ao controlador de ordem inteira frente aos seus pares com sintonia fixa.

Figura 56 - PID comparação da sintonia fixa X variável

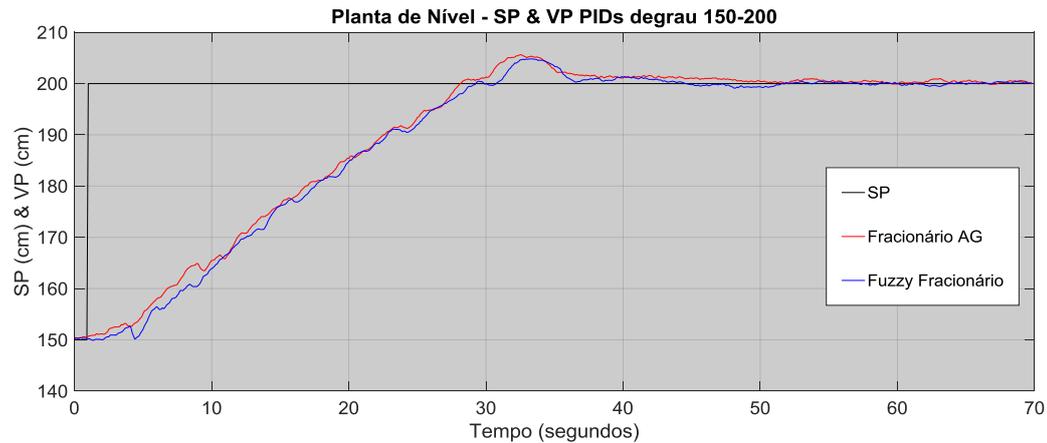


Fonte: Próprio Autor (2017).

A auto sintonia fuzzy conseguiu melhorar PID reduzindo o sobressinal, tempo de assentamento e acúmulo de erro. A resposta da  $V_p$  para o controlador auto sintonizado respondeu rapidamente após a ultrapassagem do valor de referência com baixa oscilação, apresentando estabilidade no regime permanente e baixo tempo de assentamento.

Por fim o  $PI^{\wedge}D^{\mu}$  é testado com sintonia variável e sintonia fixa, o resultado deste ensaio pode ser visualizado na figura abaixo:

Figura 57 -  $PI^{\wedge}D^{\mu}$  - Comparação entre sintonia fixa AG X Fuzzy



Fonte: Próprio Autor (2017).

Para a planta prática o  $PI^{\wedge}D^{\mu}$  com auto sintonia em relação ao seu par de sintonia fixa não apresentou ganhos de desempenho significativo. Os tempos de assentamento e subida entre os dois foram muito próximos. Já o sobressinal, na auto sintonia, apresentou-se um pouco menor, contribuindo para um melhor desempenho do ITAE.

A tabela 12 apresenta os resultados quantitativos de todos os ensaios apresentados. Na prática o controle de ordem fracionária apresentou melhores resultados quando comparado aos seus pares de ordem inteira. A auto sintonia para os controladores de ambos tipos embora tenham alcançados bons desempenhos, em geral, não demonstraram ganhos de ordem significativa como inicialmente apresentado em ambiente de simulação.

Tabela 12 - IEs ensaio prático planta de nível degrau único de 150 a 200

PID	IAE	ITAE	ISE	ITSE	Sobressinal % Mp	Tempo de Subida Tr (s)	Tempo de assentamento Ts (s)
Inteiro - AG	757,2	8.212,8	24.111,0	164.990,0	2,99%	26,4	34,7
Inteiro - IMC	800,7	9.803,8	25.624,0	183.190,0	2,81%	28,6	36,0
Inteiro - CHR	826,9	10.245,0	26.882,0	196.420,0	3,03%	28,8	38,2
Inteiro - Fuzzy	749,0	7.797,1	24.757,0	175.030,0	2,46%	28,6	34,1
Fracionário - AG	<b>740,9</b>	8.036,4	<b>23.822,0</b>	<b>164.680,0</b>	2,83%	<b>27,1</b>	<b>33,5</b>
Fracionário - Fuzzy	747,3	<b>7.761,2</b>	25.687,0	178.570,0	<b>2,42%</b>	28,2	33,6

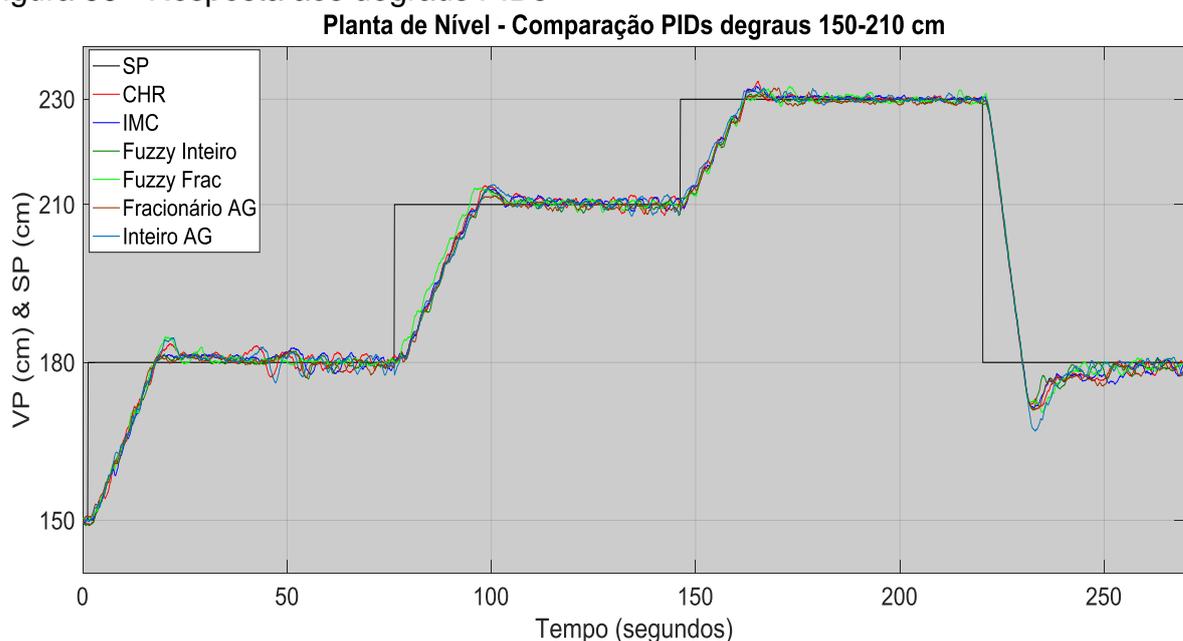
Fonte: Próprio Autor (2017).

### 6.1.3 Ensaio dos controladores degraus múltiplos

Os mesmo controladores submetidos ao degrau de 150 cm a 200 cm foram testados em diferentes regiões de operação. Para isso eles foram submetidos a variações dos valores de referência de 150 cm - 180 cm - 210 cm - 230 cm - 180 cm. Desta forma os controladores foram testados fora da sua região de modelagem. Embora a planta de nível não apresente não linearidades significativas, a bomba d'água do sistema apresenta pequenas variações de respostas e ganhos ao longo dos diferentes degraus. Isso devido às diferenças de volume de água bombeada do tanque inferior para o superior, o que causa variação da pressão do tanque de sucção para o tanque superior, ocasionadas conforme alterações no volume d'água bombeada. Assim, diante de diferentes regiões de trabalho, os controladores serão expostos a pequenas variações do modelo originalmente obtido, e assim este tipo de ensaio permite investigar melhor a robustez dos controladores e processos de sintonia.

A figura 58 apresenta os múltiplos degraus injetados para cada controlador. Nela temos 4 degraus, sendo 3 degraus positivos e 1 degrau negativo.

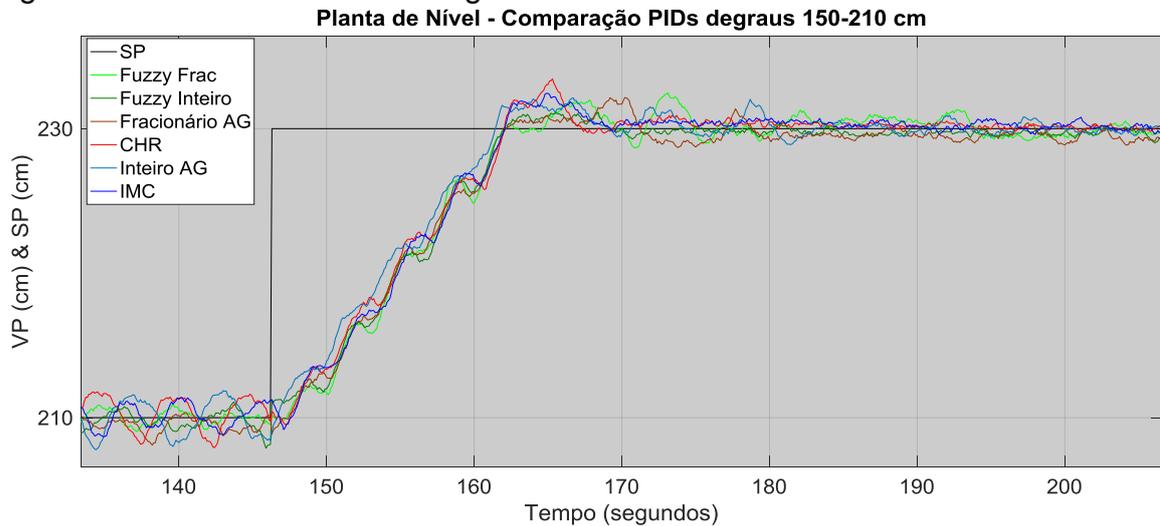
Figura 58 - Resposta aos degraus PIDs



Fonte: Próprio Autor (2017).

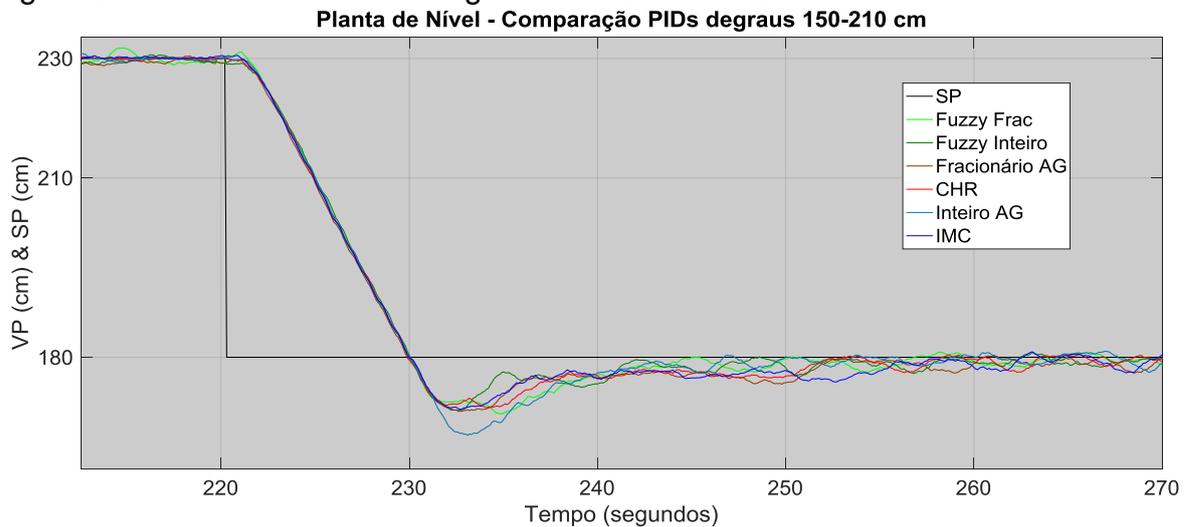
As figuras 59 e 60 apresentam em detalhe o degrau positivo 210 cm - 230 cm e o degrau negativo 230 cm - 180 cm.

Figura 59 - Controladores sob degrau de 210 cm - 230 cm



Fonte: Próprio autor (2017).

Figura 60 - Controladores sob degrau de 230 cm - 180 cm



Fonte: Próprio autor (2017).

A tabela 13 apresenta os resultados para IAE, ISE, ITAE e ITSE calculados ao longo do tempo compreendido pelo início do primeiro degrau de 150 cm - 180 cm até 270

segundos. Neste caso a ordem fracionária foi superior aos seus pares de ordem inteira, quando comparado com o método de sintonia fixa. A auto sintonia também se apresentou melhor do que a sintonia fixa quando comparado com os mesmos controladores de ordem semelhante. O controlador fracionário com sintonia fixa obteve desempenho superior ao controlador auto sintonizado de ordem inteira, demonstrando que o controle fracionário realmente apresenta maior robustez.

Tabela 13 - IEs ensaio prático múltiplos degraus planta de nível

PID	IAE	ISE	ITAE	ITSE
Inteiro - AG	1,268E+03	1,485E+05	2,595E+04	3,363E+06
Inteiro - IMC	1,241E+03	1,446E+05	2,572E+04	3,291E+06
Inteiro - CHR	1,262E+03	1,469E+05	2,580E+04	3,300E+06
Inteiro - Fuzzy	1,221E+03	1,639E+05	2,574E+04	3,826E+06
Fracionário - AG	1,217E+03	1,465E+04	2,536E+04	3,282E+06
Fracionário - Fuzzy	<b>1,187E+03</b>	<b>1,427E+05</b>	<b>2,476E+04</b>	<b>3,279E+06</b>

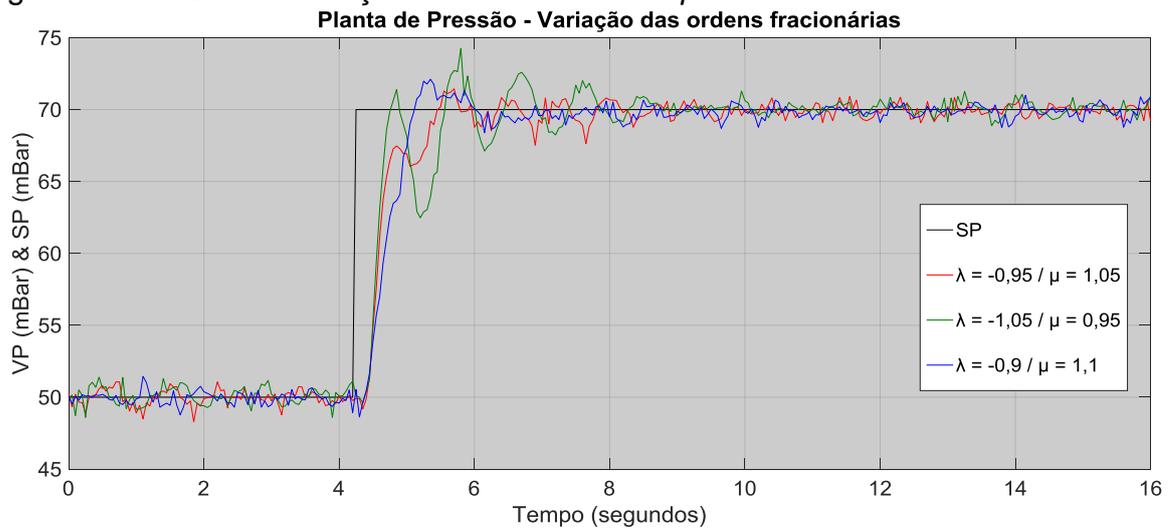
Fonte: Próprio autor (2017).

## 6.2 PLANTA DE PRESSÃO

### 6.2.1 Efeito da variação das ordens fracionárias

Nos testes práticos da planta de nível os efeitos da variação da ordem fracionária integral foram analisados. A ordem fracionária derivativa foi deixada de lado num primeiro momento, devido a planta de nível ser um sistema de primeira ordem. Sendo a planta de pressão, um sistema modelado como sistema de segunda ordem, a ordem derivativa pode ser melhor avaliada. Assim sendo, para entendimento dos efeitos da variação das duas ordens fracionárias, foi realizada a variação  $\lambda$  e  $\mu$  com a sintonia dos parâmetros  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  obtidas pelo AG para o PID. A figura 61 apresenta os resultados para diferentes valores das ordens fracionárias.

Figura 61 -  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  - Verificação dos efeitos de  $\lambda$  e  $\mu$

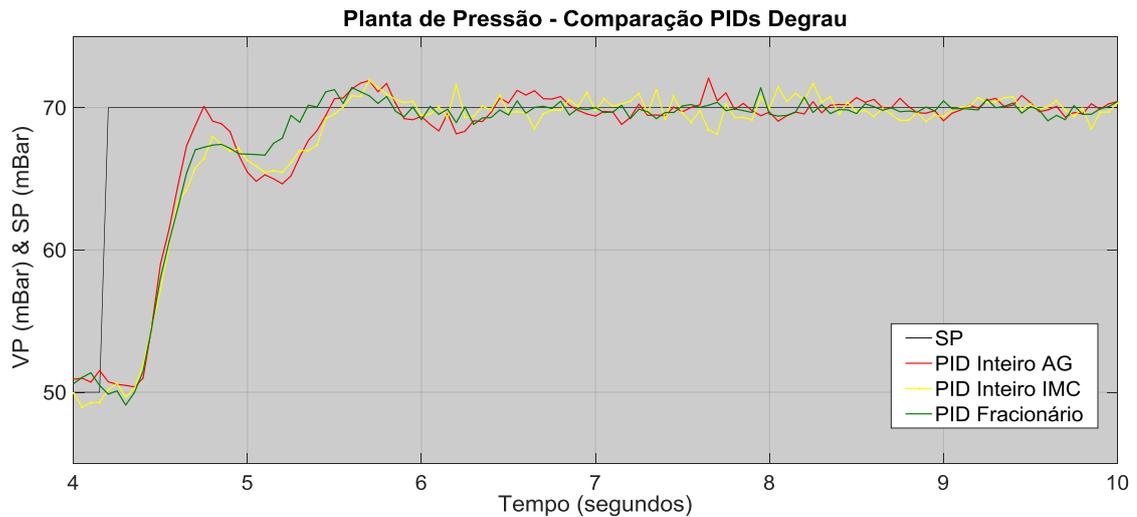


Fonte: Próprio autor (2017).

Como o tempo de resposta da planta de pressão é rápido, percebe-se que a elevação da ordem derivativa melhora a performance do controle, fazendo com que o sinal de resposta fosse menos oscilatório. Em contrapartida uma ordem fracionária integral elevada, para a mesma sintonia, embora proporcione um sinal de resposta com menor tempo de subida, também apresenta maior oscilação, demonstrando o efeito de atraso de fase da ordem integral fracionária.

### 6.2.2 Ensaio dos controladores degrau único

Assim como efetuado para obtenção da modelagem da planta de pressão, onde um degrau foi injetado variando de 50 mBar - 70 mbar, os controladores e seus métodos de sintonia são avaliados, a partir das sintonias apresentadas na tabela 10. Inicialmente para efeito de comparação do controle PID frente ao  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  temos a figura 62.

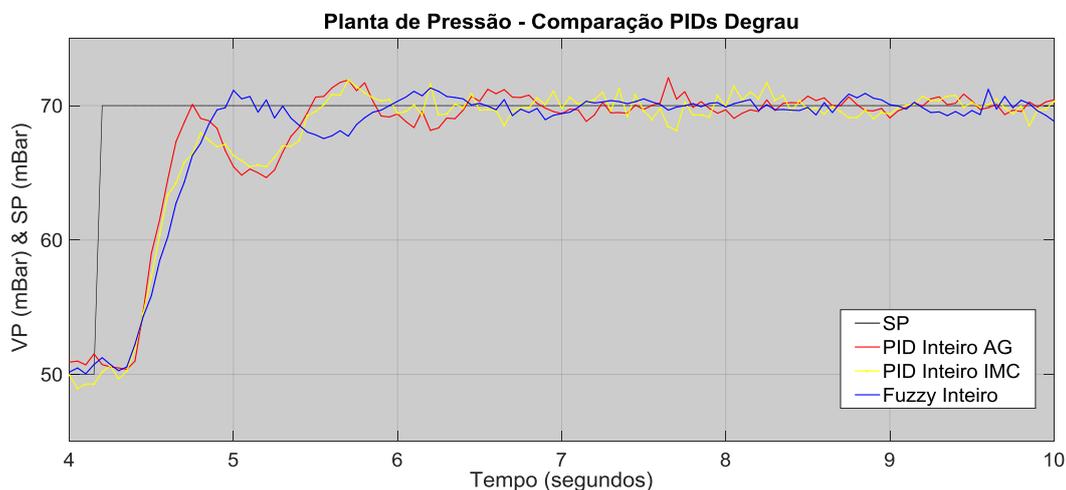
Figura 62 - Comparação PID X  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 

Fonte: Próprio autor (2017).

Conforme mostrado na figura acima o  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  alcançou o valor de referência mais rápido e com menor sobressinal do que os PIDs de sintonia fixa. Embora não seja possível verificar pela figura, mais adiante será visto que tanto IAE quanto ITAE para o controle de ordem fracionária apresentaram desempenho superior, demonstrando que os acúmulos de erro transitório e em regime são melhorados.

A auto sintonia para o PID foi inserida sob o mesmo degrau, a figura 63 apresenta o resultado obtido em comparação aos PIDs com sintonia fixa.

Figura 63 - PID inteiro - Comparação dos métodos de sintonia

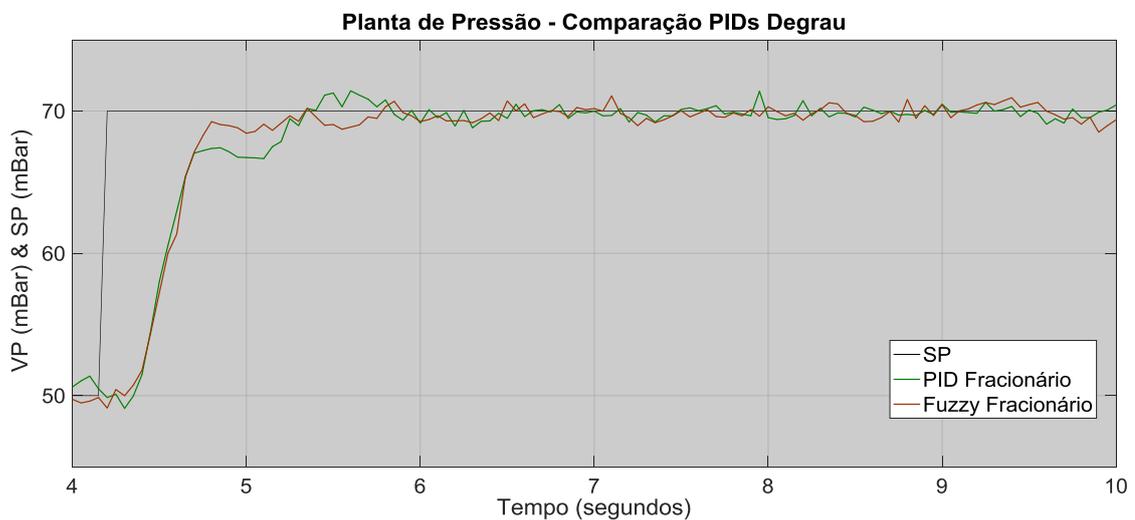


Fonte: Próprio autor (2017).

Pela figura 63 pode-se perceber que a auto sintonia acelerou o tempo de resposta de  $V_p$ , onde o sinal de resposta atinge o valor de referência em menor tempo do que os PIDs de sintonia fixa. Importante verificar que devido à variação dinâmica dos parâmetros de sintonia, o controlador com auto sintonia conseguiu reduzir os tempos de subida e assentamento sem gerar instabilidade do sinal de resposta.

Por fim o  $PI^{\wedge}D^{\mu}$  com auto sintonia é avaliado frente ao seu par com sintonia fixa, figura 64.

Figura 64 - Comparação do  $PI^{\wedge}D^{\mu}$  com auto sintonia frente a sintonia fixa



Fonte: Próprio autor (2017).

Novamente a auto sintonia agregou desempenho ao controle da planta de pressão. Devido à variação dinâmica dos parâmetros de sintonia o sinal de resposta do  $PI^{\wedge}D^{\mu}$  auto sintonizado reduziu o erro acumulado ao longo do tempo tanto no regime transitório quanto em regime permanente. A sintonia fuzzy proporcionou aumento da velocidade de resposta do controle sem gerar sobressinal, mantendo estabilidade do sistema.

A tabela 14 apresenta o resumo de todos os IEs calculados para cada controlador e método de sintonia apresentado. Para a planta de pressão a lógica fuzzy no processo de auto sintonia apresentou ganhos em praticamente todos os indicadores. A auto sintonia conseguiu reduzir o erro em ambos regimes transitório e

permanente, além de acelerar a resposta de controle, reduzindo os tempos de assentamento e subida, sem comprometimento do sobressinal ou da estabilidade do sistema. O controle fracionário novamente apresentou-se com performance superior aos seus pares de ordem inteira.

Tabela 14 - IEs ensaio prático planta de pressão degrau único 50 a 70

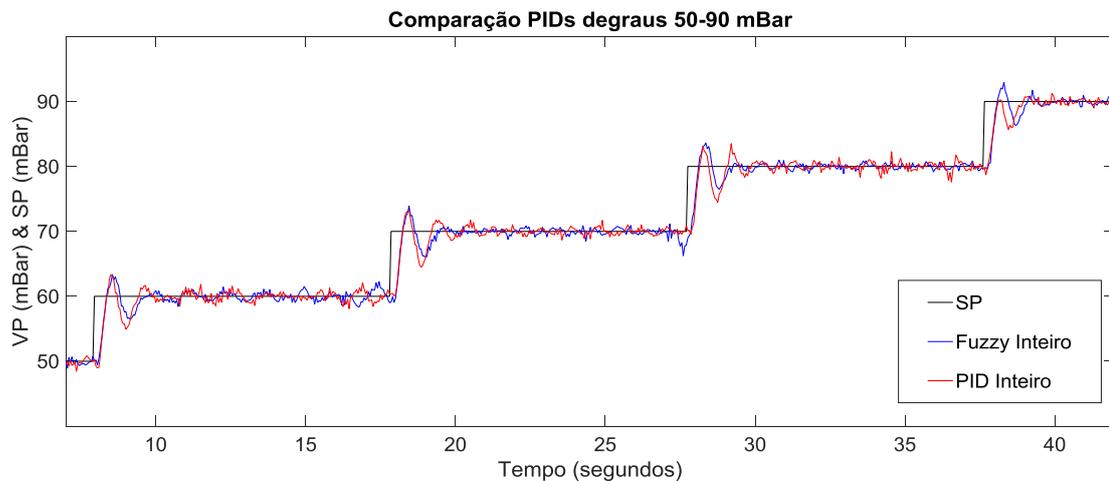
PID	IAE	ISE	ITAE	ITSE	Sobressinal % Mp	Tempo de Subida Tr (s)	Tempo de assentamento Ts (s)
Inteiro – AG	12,6	120,7	19,7	39,1	2,71%	0,6	1,7
Inteiro – IMC	12,9	126,2	17,9	37,3	2,71%	1,39	2,1
Inteiro – Fuzzy	12,0	123,9	19,6	33,6	1,57%	<b>0,81</b>	0,0
Fracionário - AG	11,2	122,4	<b>14,1</b>	28,0	2,01%	1,19	0,0
Fracionário - Fuzzy	<b>10,6</b>	<b>118,3</b>	14,3	<b>26,3</b>	<b>1,00%</b>	1,19	0,0

Fonte: Próprio autor (2017).

### 6.2.3 Ensaio dos controladores frente a degraus múltiplos

Em prosseguimento aos testes dos controladores foram avaliados seus desempenhos, ao longo da variação de múltiplos degraus, desde um valor de referência de 50 mBar até 90 mBar, em passos de 10 mBar cada. Neste ponto o principal objetivo é avaliar o comportamento de cada controlador diante das diferenças de ganhos estáticos, da planta de pressão para região testada. A figura 65 apresenta o resultado obtido para os dois modelos de controladores PID.

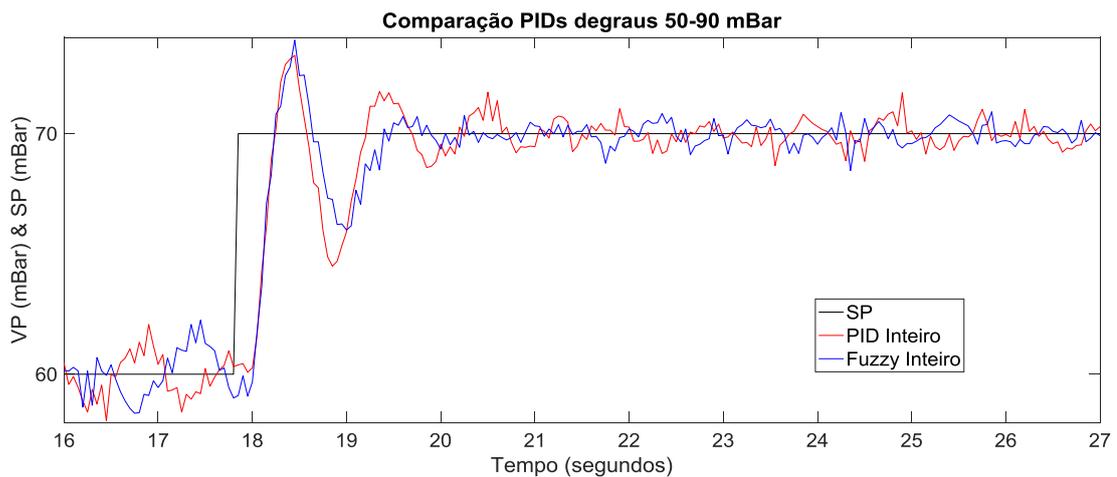
Figura 65 - Resposta aos degraus dos PID's



Fonte: Próprio autor (2017).

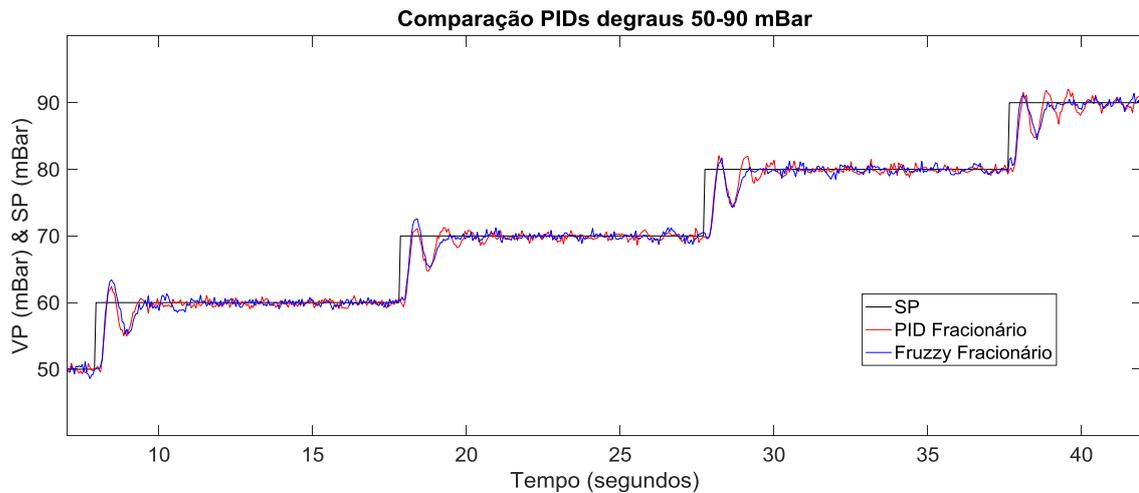
Na figura 66 é detalhado o segundo degrau, onde pode-se perceber que a auto sintonia aplicado ao PID reduziu a oscilação de  $V_p$ , diminuindo o seu tempo de assentamento, como consequência o erro acumulado em regime permanente também foi reduzido.

Figura 66 - Detalhe da resposta aos degraus dos PID's



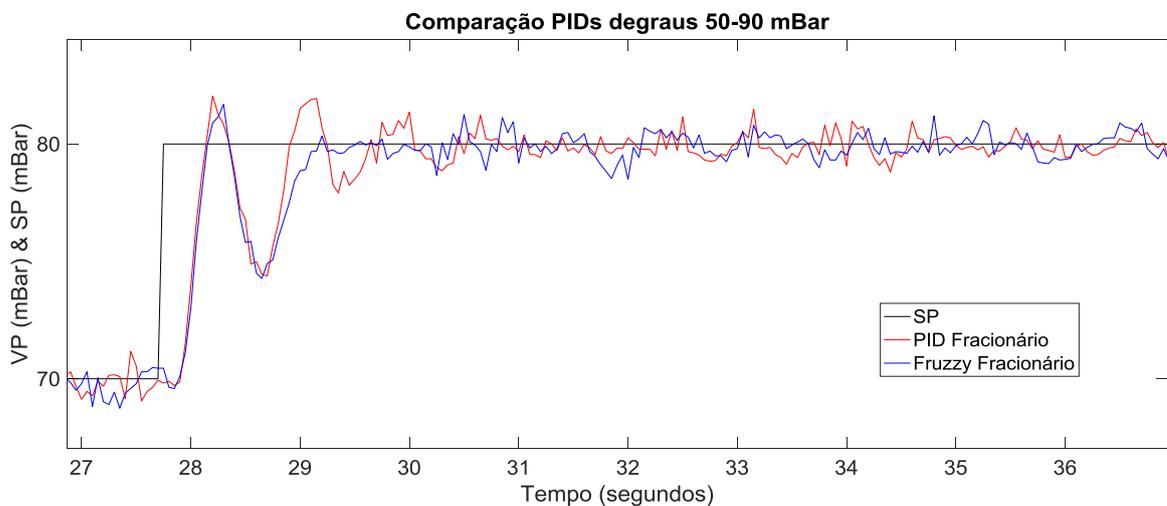
Fonte: Próprio autor (2017).

Os mesmos degraus foram usados para avaliação do  $PI^{\Delta D^{\mu}}$  com auto sintonia frente a sintonia fixa, o resultado é ilustrado na figura abaixo.

Figura 67 - Resposta aos degraus dos  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 

Fonte: Próprio autor (2017).

Conforme pode ser melhor observado na figura 68 a seguir, a auto sintonia permitiu a estabilização de  $V_p$  de maneira mais rápida. Enquanto o controlador com sintonia fixa apresenta de três a quatro ciclos de oscilação em torno de  $SP$ , o controlador com auto sintonia rapidamente assenta o sinal de  $V_p$  em torno de  $SP$ , reduzindo esses ciclos oscilatórios e consequentemente os erros acumulados ao longo do tempo.

Figura 68 - Detalhe da resposta aos degraus dos  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 

Fonte: Próprio autor (2017).

A Tabela 15 abaixo resume os índices de desempenho dos 4 controladores diante dos degraus apresentados nesta seção. O controlador com auto sintonia conseguiu melhorar os erros de natureza transitória e de regime para os controles de ordem inteira e fracionária. Quanto ao  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  de sintonia fixa, seu desempenho foi significativamente melhor em relação ao PID, sendo comparável ao PID auto sintonizado. O benefício da capacidade de alterar dinamicamente os parâmetros de sintonia foram evidentes neste ensaio.

Tabela 15 - IEs planta de pressão múltiplos degraus

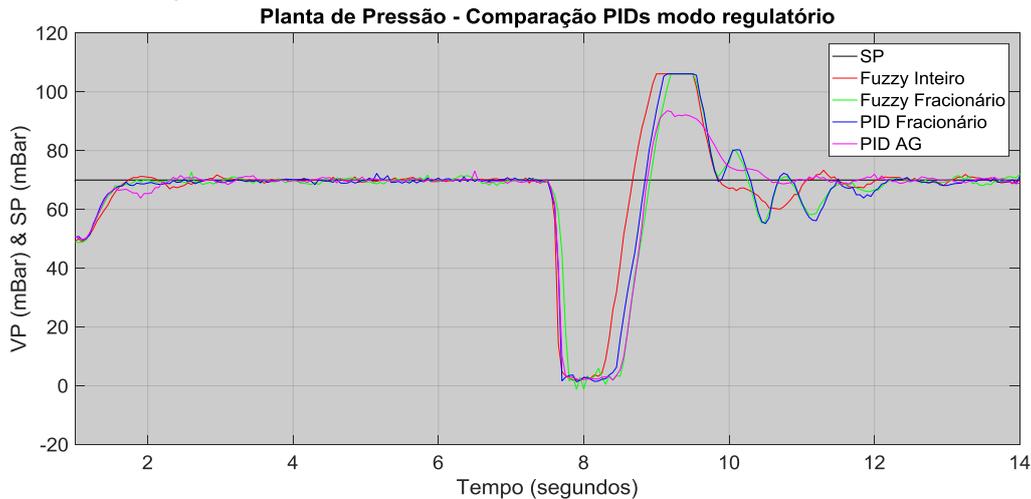
PID	IAE	ISE	ITAE	ITSE
Inteiro - AG	35,59	151,68	540,43	2.242,80
Inteiro - Fuzzy	32,18	137,30	482,87	2.085,10
Fracionário - Sintonia AG	32,92	146,31	531,87	2.308,90
Fracionário - Fuzzy	<b>31,08</b>	<b>132,79</b>	<b>473,72</b>	<b>1.986,30</b>

Fonte: Próprio autor (2017).

#### 6.2.4 Ensaio dos controladores sob modo regulatório

Como visto os resultados obtidos pelo controle de ordem fracionária apresentaram melhores desempenhos do que o controle PID, assim como o método de auto sintonia também agregou melhores resultados do que a sintonia fixa. Entretanto, todos os ensaios realizados até este ponto foram executados com uma perturbação no valor de referência  $SP$ . Este tipo de perturbação, também é conhecido como problema servo (MASSA e TEIXEIRA, 2006). Entretanto outro tipo de perturbação muito comum no ambiente real, conhecido como problema regulatório, também pode ser levado em consideração, em um projeto de controlador. Para isso, utilizando-se a planta de pressão, os quatro controladores até aqui apresentados serão novamente testados, porém diante de uma perturbação no sinal  $V_p$  durante o regime permanente. O resultado deste problema é ilustrado na figura 69.

Figura 69 - Resposta ao distúrbio dos PIDs



Fonte: Próprio autor (2017).

A tabela 16 a seguir apresenta os principais indicadores de acúmulo de erro ao longo do tempo já usados ao longo deste estudo. Para o cálculo dos indicadores abaixo utilizou-se um intervalo de tempo entre 5 segundos até 14 segundos, avaliando assim justamente o regime permanente com o distúrbio no sinal  $V_p$ , e o retorno ao regime permanente.

Tabela 16 - IEs planta de pressão modo regulatório

PID	IAE	ISE	ITAE	ITSE
Inteiro - AG	<b>95,1</b>	4723,0	<b>345,1</b>	15617,0
Inteiro - Fuzzy	98,1	<b>4444,0</b>	370,8	<b>14970,0</b>
Fracionário - Sintonia AG	109,1	5035,0	422,1	17274,0
Fracionário - Fuzzy	107,0	4954,0	415,9	17149,0

Fonte: Próprio autor (2017).

Conforme Sinthipsomboon et al. (2012) concluiu, o controle PID com sintonia fixa é mais apropriado para minimizar o erro em regime permanente e em modo regulatório. A auto sintonia frente a um distúrbio não apresentou um bom desempenho na redução do erro ao longo do tempo. De maneira geral, para um distúrbio em  $V_p$  os novos controladores aqui apresentados não se apresentam como solução.

## 7 CONCLUSÕES

Diante dos objetivos específicos propostos, primeiramente buscou-se a implementação de um controlador de ordem fracionária  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ . Apresentado em ambiente de simulação, e posteriormente, colocado em ensaio prático, os resultados apresentados demonstraram que o  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  foi implementado com sucesso. As comparações dos resultados de simulação e prática em ambiente implementado no *Labview* retornaram comportamento de resposta dentro do esperado conforme detalhado no capítulo de fundamentação teórica.

A utilização do AG, como um método de sintonia fixa, para seleção dos parâmetros dos PIDs também demonstrou resultados positivos. Assim, além dos tradicionais métodos de sintonia apresentados na literatura, o uso do AG para sintonia dos controladores apresenta-se como uma ótima ferramenta. Embora neste trabalho o AG tenha sido usado para encontrar a melhor sintonia para a função de desempenho como o IAE, o seu uso pode ser aplicado a outra função *fitness*, obtendo assim os melhores parâmetros conforme o critério desejado.

O emprego do AG para a sintonia do  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  foi fundamental, pois realmente a introdução de dois novos parâmetros  $\lambda$ ,  $\mu$  torna o processo de sintonia mais demorado e trabalhoso. Entretanto, esse ponto negativo é facilmente resolvido a partir da sintonia pelo AG aprimorado por este trabalho, tendo sido assim alcançado o segundo objetivo específico proposto para a Dissertação.

O controle fracionário apresentou performance superior ao PID, tanto na planta de nível, quanto na planta de pressão. Como principais características, o  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  apresentou maior velocidade no sinal de resposta, sem comprometer o sobressinal ou a estabilidade do processo. A introdução de dois novos parâmetros, ampliou a capacidade PID, pois o  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  conseguiu acelerar o tempo de resposta do controlador sem comprometer o sobressinal, tempo de assentamento. Assim, ele conseguiu reduzir os valores de indicadores de acúmulo de erro ISE, IAE, ITAE e ITSE, frente ao controlador de ordem inteira.

Outro objetivo específico alcançado foi a implementação da auto sintonia de PIDs de ordem inteira e fracionária, empregando-se lógica fuzzy. Como resultados finais a auto sintonia apresentou ganhos mais importantes na planta de pressão. Os processos aqui estudados apresentam natureza de ordem diferentes, enquanto a planta de nível é um processo melhor modelado por primeira ordem, o processo de pressão é caracterizado por ser de segunda ordem. Além disso, o tempo de resposta dos processos são muito diferentes, enquanto o nível apresenta uma constante de tempo na ordem de 1 minuto, a planta de pressão possui tempo de resposta menor do que 1 segundo. Esse pode ser um dos motivos pelo melhor desempenho da auto sintonia por lógica fuzzy, já que ele apresenta melhores resultados para processos de rápido tempo de resposta.

Quando avaliados no modo regulatório, os controles aqui propostos não apresentaram bons desempenhos. A perturbação do sinal de  $V_p$ , tanto para a auto sintonia, quanto para o controle fracionário, gerou erro acumulado maior e atraso no tempo de resposta quando comparados ao PID com sintonia fixa.

Por fim, concluiu-se que o objetivo geral foi alcançado na implementação do controle de ordem fracionária PID e do sistema de auto sintonia dinâmica por lógica fuzzy. Ambos foram implementados em ambiente de simulação e plantas práticas com sucesso. O método de sintonia por AG adaptado também para o  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  apresentou um desempenho superior para o PID, quando comparado à métodos tradicionais. Ele demonstrou ser uma ótima ferramenta, para minimizar um dos pontos fracos do  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ , o seu processo de sintonia, já que se torna mais demorado e trabalhoso com 5 parâmetros, e foi simplificado pelo uso do AG

Como propostas de novos estudos o controle fracionário com auto sintonia pode ser aplicado em processos instáveis e com não linearidades. A análise no domínio da frequência também é uma proposta de continuidade de estudos como prosseguimento ao trabalho aqui apresentado, assim como métodos de sintonia para o  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ .

## REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, Gustavo Maia de. **Controle preditivo sintonizado via algoritmo genético aplicado em processos siderúrgicos**. 2011. 154 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2011.
- ANANTACHAISILP, Parinya; LIN, Zongli. Fractional order PID control of rotor suspension by active magnetic bearings. **Actuators**. Basel, p. 1-31. 13 jan. 2017. Disponível em: <<https://www.researchgate.net/publication>>. Acesso em: 19 set. 2017.
- ÅSTRÖM, Karl J.; HÄGGLUND, Tore. **PID controllers: theory, design and tuning**. 2. ed. [S.I.]: Instrument Society of America, 1995.
- \_\_\_\_\_; \_\_\_\_\_. **Advanced PID Control**. ISA- The Instrumentation. Systems and Automation Society, 2000.
- BLICKLE, Tobias; THIELE, Lothar. **A comparison of selection schemes used in genetic algorithms**. 2. ed. Zurich: Tik Report, 1995. 65 p. (11). Disponível em: <<http://www.tik.ee.ethz.ch/file/6c0e384dceb283cd4301339a895b72b8/TIK-Report11.pdf>>. Acesso em: 28 ago. 2017.
- CHEN, Yangquan; PETRAS, Ivo; XUE, Dingyu. Fractional order control - A tutorial. AMERICAN CONTROL CONFERENCE. [s.l.], p.1397-1411, 2009. IEEE. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/acc.2009.5160719>>.
- CAMPOS, Mario Cesar M. Massa de; TEIXEIRA, Hebert C. G. **Controles típicos de equipamentos e processos industriais**. 2. ed. São Paulo: Blucher, 2006. 396 p.
- DAS, Saptarshi et al. A novel fractional order fuzzy PID controller and its optimal time domain tuning based on integral performance indices. **Engineering Applications Of Artificial Intelligence**, [s.l.], v. 25, n. 2, p.430-442, mar. 2012. Elsevier BV. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.engappai.2011.10.004>>.
- GOLDBERG, David E. **Genetic algorithms in search optimization and machine learning**. Boston: Addison-Wesley Longman Publishing Co., 1989.
- JANTZEN, Jan. **Foundations of fuzzy control, a practical approach**. [S.I.]: Wiley, 2007.
- KIMEU, Joseph M. **Fractional calculus: definitions and applications**. Masters Theses & Specialist Projects. Paper 115. 2009. Disponível em: <<http://digitalcommons.wku.edu/theses/115>>.
- LIU, Lu; PAN, Feng; XUE, Dingyu. Variable-order fuzzy fractional PID controller. **ISA Transactions**, [S.I.], v. 55, p.227-233, mar. 2015. Elsevier BV. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.isatra.2014.09.012>>.

MANURUNG, Auralius. **Sharing Experiences**. 2010. Disponível em: <[http://sites.google.com/site/auraliusproject/fractional-order-derivative-and-integral-using-LabVIEW<sup>TM</sup>](http://sites.google.com/site/auraliusproject/fractional-order-derivative-and-integral-using-LabVIEW)>. Acesso em: 23 abr. 2016.

MITCHELL, M.. **An introduction to genetic algorithms**. 1st ed. Cambridge, Massachusetts: MIT Press. 1996.

MONJE, Concepción A. et al. Tuning and auto-tuning of fractional order controllers for industry applications. **Control Engineering Practice**, [S.I.], v. 16, n. 7, p.798-812, jul. 2008. Elsevier BV. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.conengprac.2007.08.006>>.

NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION. **PID and fuzzy logic toolkit user manual**. 2009. Disponível em: <<http://www.ni.com/pdf/manuals/372192d.pdf>>. Acesso em: 22 ago. 2017.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson, 2014. 808 p.

OLDHAM, Keith B.; SPANIER, Jerome. **He fractional calculus: theory and applications of differentiation and integration to arbitrary order**. [S.I.]: Academic Press, 1974. 234 p.

OUSTALOUP, Alain. **La Dérivation non Entière**. [S.I.]: Hermes Science Publications, 1995. 508 p

PADHEE, Subhransu et al. A Novel Evolutionary Tuning Method for Fractional Order PID Controller. **INTERNATIONAL JOURNAL OF SOFT COMPUTING AND ENGINEERING (IJSCE)**. [S.I.], p. 2231-2307. jul. 2011.

PODLUBNY, Igor. **Fractional-Order systems and fractional-order controllers**. Kosice: Latex, 1994. Disponível em: <<http://people.tuke.sk/igor.podlubny/pspdf/uef0394.pdf>>. Acesso em: 11 set. 2016.

\_\_\_\_\_. Fractional-Order systems and  $PI^{\lambda}D^{\mu}$ . **IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL**. [S.I.], p. 208-213, jan. 1999. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=739144>>. Acesso em: 11 set. 2016.

REZENDE, Solange Oliveira. **Sistemas inteligentes: fundamentos e aplicações**. São Paulo: Manole, 2003. 525 p.

SINTHIPSOMBOON, Kwanchai et al. A Hybrid of Fuzzy and Fuzzy Self-Tuning PID Controller for Servo Electro-Hydraulic System. **Fuzzy controllers- Recent advances in theory and applications**, [S.I.], p.299-314, 27 set. 2012. InTech. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.5772/48614>>.

TALLINN University of Technology. **FOMCON - Fractional-Order Modeling and Control Toolbox for MATLAB**. Disponível em: <<http://fomcon.net/>>. Acesso em: 18 set. 2017.

VALERIO, Duarte; COSTA, José Sá. A review of tuning methods for fractional PIDs. IFAC WORKSHOP ON FRACTIONAL DIFFERENTIATION AND ITS APPLICATIONS. 4., 2010. Badajoz, p. 1-5. 2010.

VINAGRE, Blas M. et al. On realization of fractional-order controllers. CONFERENCE INTERNATIONALE FRANCOPHONE D'AUTOMATIQUE. Lille, p. 945-950. jul. 2000.

VISIOLI, A. Tuning of PID controllers with fuzzy logic. **IEEE Proceedings - Control Theory And Applications**, [S.l.], v. 148, n. 1, p.1-8, 1 jan. 2001. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1049/ip-cta:20010232>>.

WESTERLUND, S.; EKSTAM, L. Capacitor theory. **IEEE Transactions On Dielectrics And Electrical Insulation**, [S.l.], v. 1, n. 5, p.826-839, 1994. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/94.326654>>.

XUE, Dingyu; ZHAO, Chunna; CHEN, Yangquan. Fractional order PID control of a DC-motor with elastic shaft: a case study. 2006 AMERICAN CONTROL CONFERENCE, [S.l.], p.3183-3187, 2006. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1109/acc.2006.1657207>>.

YAN, Zhe et al. Realization of fractional order controllers by using multiple tuning-rules. INTERNATIONAL JOURNAL OF SIGNAL PROCESSING, IMAGE PROCESSING AND PATTERN RECOGNITION. [S.l.], v. 6, n. 6, p.119-128, 31 dez. 2013. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.14257/ijsp.2013.6.6.12>>.

YESIL, E.; GÜZELKAYA, M.; EKSIN, I. Self tuning fuzzy PID type load and frequency controller. **Energy conversion and management**, [S.l.], v. 45, n. 3, p.377-390, fev. 2004. Elsevier BV. Disponível em: <[http://dx.doi.org/10.1016/s0196-8904\(03\)00149-3](http://dx.doi.org/10.1016/s0196-8904(03)00149-3)>.