

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
CURSO DE ENGENHARIA INDUSTRIAL ELÉTRICA/AUTOMAÇÃO**

**ANDRÉ EDUARDO BATISTEL DE SOUZA
FERNANDA RODRIGUES BATISTA
MARCOS SÉRGIO PACHECO DOS SANTOS LIMA JUNIOR**

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA SUPERVISÓRIO E DE
CONTROLE PARA PLANTA PILOTO DE ESCOAMENTO
MULTIFÁSICO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**CURITIBA
2013**

ANDRÉ EDUARDO BATISTEL DE SOUZA
FERNANDA RODRIGUES BATISTA
MARCOS SÉRGIO PACHECO DOS SANTOS LIMA JUNIOR

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA SUPERVISÓRIO E DE
CONTROLE PARA PLANTA PILOTO DE ESCOAMENTO
MULTIFÁSICO**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de curso do curso de Engenharia Industrial Elétrica – Ênfase em Automação do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Carlos Eduardo Ferrante do Amaral, Dr. Eng.

Co-Orientador: Tiago Piovesan Vendruscolo, Eng.

CURITIBA

2013

ANDRÉ EDUARDO BATISTEL DE SOUZA
FERNANDA RODRIGUES BATISTA
MARCOS SÉRGIO PACHECO DOS SANTOS LIMA JR.

Desenvolvimento de um sistema supervisório e de controle para a planta piloto de escoamento multifásico

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

Curitiba, 09 de abril de 2013.

Prof. Paulo Sérgio Walenia, Esp.
Coordenador de Curso
Engenharia Industrial Elétrica-Automação

Prof. Marcelo de Oliveira Rosa, Dr.
Coordenador dos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Industrial Elétrica-Automação do DAELT

ORIENTAÇÃO

Carlos Eduardo Ferrante do Amaral, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

BANCA EXAMINADORA

Carlos Eduardo Ferrante do Amaral, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Daniel Rodrigues Pipa, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Marco José da Silva, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Industrial Elétrica - Automação

RESUMO

BATISTA, Fernanda R.; LIMA JUNIOR, Marcos S. P. dos S.; SOUZA, André E. B. de. Desenvolvimento de um Sistema Supervisório e de Controle para Planta Piloto de Escoamento Multifásico. 2013. 127f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Industrial Elétrica - Automação), Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2013.

Este trabalho apresenta um estudo com resultado prático de aplicação e sintonização automática de algoritmos de controle PID para uma planta piloto de escoamento multifásico do Laboratório de Ciências Térmicas da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. São discutidas também soluções de controle supervisório, por meio do software LabVIEW, que englobam a sintonia automática e a sintonia manual de controladores PID por diversos métodos em uma rede com protocolo FOUNDATION Fieldbus. Além disso, é complementado pelo projeto e pela construção de duas placas eletrônicas e um painel de automação, responsáveis pela adequação de sinal entre o sistema supervisório, o controlador e atuadores. Finalmente são descritos neste texto as conclusões sobre o uso de algoritmos de controle e sintonização automática para sistemas supervisórios que operam em redes industriais.

Palavras-chave: Sintonização manual e automática. Controladores PID. Sistema supervisório. Controle de Vazão. LabVIEW.

ABSTRACT

BATISTA, Fernanda R.; LIMA JUNIOR, Marcos S. P. dos S.; SOUZA, André E. B. de. Development of a Supervisory and Control System for a pilot multiphase flow plant. 2013. 127f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Industrial Elétrica - Automação), Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2013.

This paper presents a study with practical results of the use from PID control algorithms in a pilot multiphase flow plant at the Technological Federal University of Paraná Thermal Sciences Laboratory. One also discusses solutions for the supervisory control through the LabVIEW software, which include automatic and manual PID controllers tuned by many methods over a network with FOUNDATION Fieldbus protocol. Moreover, it is complemented with project and assembly of two electronic printed circuit boards and one automation panel, which are responsible for the signal adequacy between supervisory system, controller and the final control elements. Finally it brings conclusions about the control and autotuning algorithms use for supervisory systems that operate in industrial networks.

Keywords: PID. Manual and automatic PID autotuning. Supervisory system. Flow process control. LabVIEW.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| FIGURA 1 – ESQUEMÁTICO DA PLANTA EXPERIMENTAL DE ESCOAMENTOS MULTIFÁSICOS. | 14 |
| FIGURA 2 - SISTEMA DE CONTROLE A MALHA ABERTA (SEM RETROALIMENTAÇÃO). | 15 |
| FIGURA 3- DIAGRAMA DE BLOCOS DO FUNCIONAMENTO FUTURO DO SISTEMA. | 16 |
| FIGURA 4 - SISTEMA DE CONTROLE A MALHA FECHADA (COM RETROALIMENTAÇÃO). | 17 |
| FIGURA 5 - FLUXO ONDE A ÁREA TUBULAÇÃO VARIA DE S1 PARA S2. | 21 |
| FIGURA 6 - TIPOS DE ORIFÍCIO: (A) CONCÊNTRICO, (B) EXCÊNTRICO E (C) SEGMENTAL | 22 |
| FIGURA 7 - PERFIL DO FLUXO E DA PRESSÃO AO ATRAVESSAR UMA PLACA DE ORIFÍCIO | 23 |
| FIGURA 8 - ROTÂMETRO..... | 24 |
| FIGURA 9 - FORMAÇÃO DA FORÇA DE CORIOLIS | 25 |
| FIGURA 10 - ASPECTO CONSTRUTIVO DO MEDIDOR CORIOLIS | 26 |
| FIGURA 11 - COMPARAÇÃO ENTRE MODELO OSI E MODELO DO FOUNDATION FIELDBUS | 29 |
| FIGURA 12 - CODIFICAÇÃO MANCHESTER..... | 30 |
| FIGURA 13- ÍNDICES DE DESEMPENHO..... | 34 |
| FIGURA 14 - EXEMPLOS DE CRITÉRIOS DE DESEMPENHO. VALOR MÁXIMO DE <i>OVERSHOOT</i> (A), UMA DETERMINADA TAXA DE DECLÍNIO (B) OU UM VALOR MÁXIMO DE IAE (C)..... | 37 |
| FIGURA 15 - CONTROLADOR P ATINGINDO GANHO K_u | 38 |
| FIGURA 16 - RESPOSTA DO PROCESSO AO DEGRAU Δu | 39 |
| FIGURA 17 - DIAGRAMA DE BLOCOS DA ESTRUTURA IMC | 45 |
| FIGURA 18 - SINAL CONTÍNUO E DISCRETIZADO | 47 |
| FIGURA 19 - FUNCIONAMENTO DO AMOSTRADOR EXTRAPOLADOR DE ORDEM ZERO (ZOH) | 48 |
| FIGURA 20 - COMPARAÇÃO DA ESTABILIDADE NO PLANO COMPLEXO PARA A TRANSFORMADA DE LAPLACE E A TRANSFORMADA Z | 48 |
| FIGURA 21 - CLASSIFICAÇÃO DOS PRINCIPAIS TIPOS DE BOMBAS | 51 |
| FIGURA 22 – CORTE BOMBA CENTRÍFUGA | 51 |
| FIGURA 23 - ESQUEMA E CURVA DA BOMBA COM CONTROLE ATRAVÉS DE VARIADOR DE VELOCIDADE | 52 |
| FIGURA 24 - CONVERSOR DE FREQUÊNCIA | 53 |
| FIGURA 25 - VÁLVULA DE CONTROLE..... | 54 |
| FIGURA 26 - ASPECTOS CONSTRUTIVOS DA VÁLVULA GLOBO (A) SEDE SIMPLES E (B) SEDE DUPLA..... | 56 |
| FIGURA 27 - (A) VÁLVULA ESFERA E (B) VÁLVULA BORBOLETA | 56 |
| FIGURA 28 - AMBIENTE DE PROGRAMAÇÃO LABVIEW | 58 |
| FIGURA 29 – PAINEL DE ÍCONES E CONECTORES NO SOFTWARE LABVIEW..... | 60 |
| FIGURA 30 - ELEMENTOS BÁSICOS DE UM SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS..... | 60 |
| FIGURA 31 – PID VI | 62 |

| | |
|---|----|
| FIGURA 32 – PID <i>ADVANCED VI</i> | 63 |
| FIGURA 33 – <i>PID AUTOTUNING DESIGN VI</i> | 64 |
| FIGURA 34 – DIAGRAMA DO PAINEL..... | 65 |
| FIGURA 35 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA PLACA PRINCIPAL REFERENTE AO CONTROLE DOS ATUADORES..... | 66 |
| FIGURA 36- DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONTROLE DA VÁLVULA DE GÁS A MOTOR CC..... | 69 |
| FIGURA 37 – ABA PRINCIPAL DO PAINEL FRONTAL..... | 70 |
| FIGURA 38 – ABA SUPERVISÓRIO DO PAINEL FRONTAL..... | 70 |
| FIGURA 39 – ABA SINTONIZAÇÃO ÁGUA DO PAINEL FRONTAL..... | 71 |
| FIGURA 40 – LAÇO DE CONTROLE PRINCIPAL DA VI..... | 72 |
| FIGURA 41 - CONTROLE DA MOTOBOMBA..... | 73 |
| FIGURA 42- PAINEL FRONTAL DESENVOLVIDO – GRÁFICO jL (T) E DEGRAU(T)..... | 74 |
| FIGURA 43 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA SIMULAÇÃO DA RESPOSTA DA PLANTA DISCRETA E CONTÍNUA EM MÁLHA ABERTA PARA UM DEGRAU DE $JL = 1,62$ M/S..... | 77 |
| FIGURA 44 – GRÁFICOS SIMULAÇÃO DE RESPOSTA A UM DEGRAU PARA A PLANTA CONTÍNUA (EM CIMA) E DISCRETIZADA COM UM AMOSTRADOR DE ORDEM ZERO (EMBAIXO)..... | 77 |
| FIGURA 45- REPRESENTAÇÃO NO PLANO Z DA PLANTA E CONTROLADOR..... | 78 |
| PID CALCULADA NO PROGRAMA MATLAB..... | 78 |
| FIGURA 46 – RESPOSTA DA PLANTA COM PI PELO MÉTODO ZIEGLER E NICHOLS..... | 80 |
| FIGURA 47- RESPOSTA DA PLANTA COM PID PELO MÉTODO HEURÍSTICO DE ZIEGLER E NICHOLS EM MALHA ABERTA..... | 81 |
| FIGURA 48- RESPOSTA DA PLANTA COM PI PELO MÉTODO CHR COM <i>OVERSHOOT</i> 0%..... | 82 |
| FIGURA 49- RESPOSTA DA PLANTA COM PID PELO MÉTODO CHR COM <i>OVERSHOOT</i> 0%..... | 82 |
| FIGURA 50 - RESPOSTA DA PLANTA COM PI PELO MÉTODO IAE COM PERTURBAÇÃO NO SETPOINT..... | 83 |
| FIGURA 51- RESPOSTA DA PLANTA COM PI PELO MÉTODO ITAE COM PERTURBAÇÃO NO <i>SETPOINT</i> | 84 |
| FIGURA 52- RESPOSTA DA PLANTA COM PID PELO MÉTODO IAE COM PERTURBAÇÃO NO <i>SETPOINT</i> | 84 |
| FIGURA 53- RESPOSTA DA PLANTA COM PID PELO MÉTODO ITAE COM PERTURBAÇÃO NO SETPOINT..... | 85 |
| FIGURA 54- RESPOSTA DA PLANTA COM PI PELO MÉTODO IMC COM $\Lambda = 0,040625$ | 86 |
| FIGURA 55- RESPOSTA DA PLANTA PARA O <i>AUTOTUNING</i> DO CONTROLADOR PI PELO MÉTODO ZIEGLER E NICHOLS..... | 87 |
| FIGURA 56 - RESPOSTA DA PLANTA PARA O <i>AUTOTUNING</i> DO CONTROLADOR PID PELO MÉTODO ZIEGLER E NICHOLS..... | 88 |
| FIGURA 57 - RESPOSTA DA PLANTA PARA O <i>AUTOTUNING</i> DO CONTROLADOR PI PELO MÉTODO CHR PARA VARIAÇÃO NO <i>SETPOINT</i> COM 0% DE <i>OVERSHOOT</i> | 89 |

| | |
|--|----|
| FIGURA 58 - RESPOSTA DA PLANTA PARA O <i>AUTOTUNING</i> DO CONTROLADOR PID PELO MÉTODO CHR PARA VARIAÇÃO NO <i>SETPOINT</i> COM 0% DE <i>OVERSHOOT</i> | 89 |
| FIGURA 59 - RESPOSTA DA PLANTA PARA O <i>AUTOTUNING</i> DO CONTROLADOR PI PELO MÉTODO IMC COM $\lambda = 0,041$ | 90 |
| FIGURA 60 – CONTROLE PI PARA VELOCIDADE SUPERFICIAL DA ÁGUA VARIANDO DE 0,5 PARA 2,5 M/S..... | 91 |
| FIGURA 61 - CONTROLE PI PARA VELOCIDADE SUPERFICIAL DA ÁGUA VARIANDO DE 2,5 PARA 1,0 M/S..... | 91 |
| FIGURA 62 - CONTROLE PID PARA VELOCIDADE SUPERFICIAL DA ÁGUA VARIANDO DE 0,5 PARA 2,5 M/S..... | 92 |
| FIGURA 63 - CONTROLE PID PARA VELOCIDADE SUPERFICIAL DA ÁGUA VARIANDO DE 2,5 PARA 1,0 M/S..... | 93 |
| FIGURA 64 – COMPARAÇÃO ENTRE <i>AUTOTUNING</i> E VALOR CALCULADO PARA O CONTROLADOR PI PARA O MÉTODO DE ZIEGLER E NICHOLS | 95 |
| FIGURA 65 - COMPARAÇÃO ENTRE <i>AUTOTUNING</i> E VALOR CALCULADO PARA O CONTROLADOR PI PARA O MÉTODO CHR..... | 95 |
| FIGURA 66 - COMPARAÇÃO ENTRE <i>AUTOTUNING</i> E VALOR CALCULADO PARA O CONTROLADOR PI PARA O MÉTODO DO MODELO INTERNO..... | 96 |
| FIGURA 67 - COMPARAÇÃO ENTRE <i>AUTOTUNING</i> E VALOR CALCULADO PARA O CONTROLADOR PID PARA O MÉTODO DE ZIEGLER E NICHOLS | 97 |
| FIGURA 68 - COMPARAÇÃO ENTRE <i>AUTOTUNING</i> E VALOR CALCULADO PARA O CONTROLADOR PID PARA O MÉTODO DE ZIEGLER E NICHOLS..... | 97 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| TABELA 1 - CLASSIFICAÇÃO DE PRINCÍPIOS DE MEDIÇÃO DE VAZÃO..... | 19 |
| TABELA 2 - AÇÕES DE CONTROLE E SEUS USOS..... | 37 |
| TABELA 3 - SINTONIA DE CONTROLADORES P, PI E PID EM MALHA FECHADA | 39 |
| TABELA 4 - SINTONIA DE CONTROLADORES P, PI E PID EM MALHA ABERTA | 41 |
| TABELA 5 – SINTONIA PARA PERTURBAÇÃO POR MUDANÇA DE <i>SETPOINT</i> | 42 |
| TABELA 6 - SINTONIA PARA PERTURBAÇÃO NA CARGA | 42 |
| TABELA 7 - VALORES DAS CONSTANTES DAS A,B,C,D E E PARA PERTURBAÇÃO NA CARGA..... | 44 |
| TABELA 8 - VALORES DAS CONSTANTES A,B,C,D E E PARA VARIÇÃO NO <i>SETPOINT</i> | 44 |
| TABELA 9 - VALORES DAS CONSTANTES DO PID DE ACORDO COM EXEMPLOS DE MODELO DE PROCESSO | 46 |
| TABELA 10 - CLASSIFICAÇÃO DO CORPO DA VÁLVULA | 55 |
| TABELA 11- TABELA VERDADE DO CIRCUITO INTEGRADO L293D | 68 |
| TABELA 12- PARÂMETROS DOS ENSAIOS..... | 75 |
| TABELA 13 - SUBSTITUIÇÃO DE S PELO MÉTODO DE EMULAÇÃO EULER BACKWARD | 78 |
| TABELA 14- GANHOS DOS CONTROLADORES PI E PID PELO MÉTODO HEURÍSTICO DE ZIEGLER E NICHOLS EM MALHA ABERTA | 80 |
| TABELA 15- GANHOS DOS CONTROLADORES PI E PID PELO MÉTODO CHR COM <i>OVERSHOOT</i> DE 0%..... | 81 |
| TABELA 16- GANHOS DOS CONTROLADORES PI E PID PELO MÉTODO DA INTEGRAL DO ERRO COM PERTURBAÇÃO NO <i>SETPOINT</i> | 83 |
| TABELA 17- GANHO DO CONTROLADOR PI PELO MÉTODO IMC | 85 |
| TABELA 18- GANHOS DOS CONTROLADORES PI E PID PELO <i>AUTOTUNING</i> DO MÉTODO ZIEGLER E NICHOLS | 87 |
| TABELA 19 - GANHOS DOS CONTROLADORES PI E PID PELO <i>AUTOTUNING</i> DO MÉTODO CHR PARA VARIÇÃO NO <i>SETPOINT</i> COM 0% DE <i>OVERSHOOT</i> | 88 |
| TABELA 20 - GANHOS DO CONTROLADOR PI PELO <i>AUTOTUNING</i> DO IMC..... | 90 |
| TABELA 21- COMPARATIVO DO TEMPO DE ESTABELECIMENTO (TE) ENTRE OS MÉTODOS COM CONTROLADOR PI E PID | 93 |
| TABELA 22- COMPARATIVO DO <i>OVERSHOOT</i> ENTRE OS MÉTODOS COM CONTROLADOR PI E PID..... | 94 |
| TABELA 23- COMPARATIVO DO <i>OVERSHOOT</i> ENTRE OS MÉTODOS COM CONTROLADOR PI E PID..... | 98 |
| TABELA 24- COMPARATIVO DO TEMPO DE ESTABELECIMENTO (TE) EM SEGUNDOS ENTRE OS MÉTODOS COM CONTROLADOR PI E PID..... | 98 |

LISTA DE ACRÔNIMOS

| | |
|---------|--|
| LACIT | Laboratório de Ciências Térmicas |
| LabVIEW | Laboratory Virtual Instruments Engineering Workbench |
| MATLAB | Matrix Laboratory |

LISTA DE SIGLAS

| | |
|-------|--|
| CC | Corrente Contínua |
| CHR | Chien, Hrones e Reswick |
| CI | Circuito Integrado |
| DAQ | Data Acquisition |
| DB | Diagrama de Blocos |
| DCS | Distributed Computing System |
| FF | FOUNDATION Fieldbus |
| FT | Função Transferência |
| HART | Highway Adressabla Remote Transducer |
| HSE | High Speed Ethernet |
| I/O | Input/ Output |
| IAE | Integral of Absolute Error Performance Criterion |
| IMC | Internal Model Control |
| ITAE | Integral of Time \times Absolute Error Performance Criterion |
| LAS | Link Active Scheduler |
| MV | Variável Manipulada |
| NI | National Instruments |
| PCB | Printed Circuit Board |
| PF | Painel Frontal |
| PV | Variável de Processo |
| SAMA | Scientific Apparatur Makers Association |
| SISO | Single Input Single Output |
| SP | Setpoint |
| UTFPR | Universidade Tecnológica Federal do Paraná |
| VI | Virtual Instrument |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|----------|---|
| K | Ganho da planta |
| θ | Tempo morto do sistema |
| τ | Constante de tempo do sistema |
| Ω | Resistência ôhmica |
| j_L | Velocidade superficial da água |
| j_G | Velocidade superficial do gás |
| K_U | Ganho último |
| P_U | Período último |
| P | Controle proporcional |
| PD | Controle Proporcional Derivativo |
| PID | Controle Proporcional – Integral – Derivativo |
| K_p | Ganho proporcional |
| T_i | Tempo integral |
| T_d | Tempo derivativo |

SUMÁRIO

| | | |
|----------|--|----|
| 1. | INTRODUÇÃO..... | 14 |
| 1.1. | PROBLEMA..... | 15 |
| 1.2. | OBJETIVO..... | 15 |
| 1.3. | JUSTIFICATIVA..... | 16 |
| 2. | REFERENCIAL TEÓRICO | 18 |
| 2.1. | MEDIÇÃO DE VAZÃO..... | 18 |
| 2.1.1. | MEDIDORES DE VAZÃO POR PRESSÃO DIFERENCIAL | 20 |
| 2.1.1.1. | PLACA DE ORIFÍCIO..... | 22 |
| 2.1.2. | MEDIDORES LINEARES DE VAZÃO | 23 |
| 2.1.2.1. | ROTÂMETROS | 23 |
| 2.1.2.2. | CORIOLIS | 24 |
| 2.2. | TRANSMISSÃO DE SINAIS..... | 27 |
| 2.2.1. | TRANSMISSÃO ELÉTRICA | 27 |
| 2.2.1.1. | FOUNDATION FIELDBUS (FF)..... | 28 |
| 2.3. | TÉCNICAS DE CONTROLE..... | 32 |
| 2.3.1. | CONTROLE PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO (PID) | 34 |
| 2.3.1.1. | CONTROLE PROPORCIONAL INTEGRAL (PI) NO DOMÍNIO DO TEMPO..... | 34 |
| 2.3.1.2. | CONTROLE PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO (PID) NO DOMÍNIO DO TEMPO..... | 36 |
| 2.3.2. | SINTONIA DE CONTROLADORES PID | 37 |
| 2.3.2.1. | MÉTODO HEURÍSTICO DE ZIEGLER E NICHOLS | 38 |
| 2.3.2.2. | MÉTODO CHR..... | 42 |
| 2.3.2.3. | MÉTODO DA INTEGRAL DO ERRO | 43 |
| 2.3.2.4. | MÉTODO DO MODELO INTERNO..... | 44 |
| 2.4. | CONTROLE DISCRETO | 46 |
| 2.5. | ATUADORES | 49 |
| 2.5.1. | BOMBAS INDUSTRIAIS..... | 50 |
| 2.5.1.1. | CONTROLE ASSOCIADO À BOMBA INDUSTRIAIS..... | 52 |
| 2.5.2. | VÁLVULAS DE CONTROLE | 54 |
| 2.6. | LABVIEW..... | 57 |
| 2.6.1. | PAINEL FRONTAL..... | 58 |
| 2.6.2. | DIAGRAMA DE BLOCOS..... | 59 |
| 2.6.3. | PAINEL DE ÍCONES E CONECTORES..... | 59 |
| 2.6.4. | AQUISIÇÃO DE DADOS E INTERFACES DE COMUNICAÇÃO | 60 |
| 2.6.5. | CONTROLE PID NO SOFTWARE LABVIEW | 61 |
| 2.6.5.1. | BLOCO PID..... | 62 |
| 2.6.5.2. | BLOCO PID <i>ADVANCED</i> | 62 |
| 2.6.5.3. | BLOCO PID <i>AUTOTUNING DESIGN</i> | 64 |
| 3. | METODOLOGIA..... | 65 |
| 3.1. | PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAL 0 - 10 V E FIELDBUS..... | 66 |
| 3.2. | PLACA DE CONTROLE DA VÁLVULA DE AR A MOTOR CC | 67 |
| 3.3. | PROGRAMA LABVIEW..... | 69 |
| 3.4. | LEVANTAMENTO EXPERIMENTAL DA FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA DO SISTEMA | 73 |
| 4. | RESULTADOS | 79 |
| 4.1. | SINTONIA MANUAL DO PID | 79 |

| | | |
|----------|--|----|
| 4.1.1. | CONTROLADORES PI E PID PELO MÉTODO HEURÍSTICO DE ZIEGLER E NICHOLS EM MALHA ABERTA | 80 |
| 4.1.2. | CONTROLADORES PI E PID PELO MÉTODO CHR COM 0% DE ULTRAPASSAGEM..... | 81 |
| 4.1.3. | CONTROLADORES PI E PID PELO MÉTODO DA INTEGRAL DO ERRO | 83 |
| 4.1.3.1. | MÉTODO DA INTEGRAL DO ERRO COM PERTURBAÇÃO NO <i>SETPOINT</i> | 83 |
| 4.1.4. | CONTROLADORES PELO MÉTODO IMC | 85 |
| 4.2. | SINTONIA AUTOMÁTICA | 86 |
| 4.2.1. | CONTROLADORES PI E PID PELO MÉTODO HEURÍSTICO ZIEGLER E NICHOLS | 87 |
| 4.2.2. | CONTROLADORES PI E PID PELO MÉTODO CHR PARA VARIAÇÃO NO <i>SETPOINT</i> COM 0% DE <i>OVERSHOOT</i> | 88 |
| 4.2.3. | CONTROLADOR PI PELO MÉTODO IMC..... | 89 |
| 4.3. | ESCOLHA DO MÉTODO DE SINTONIA MAIS ADEQUADO | 90 |
| 4.3.1. | PARÂMETROS DOS CONTROLADORES PI E PID..... | 91 |
| 4.3.2. | PARÂMETROS DOS CONTROLADORES PI E PID SINTONIZADOS AUTOMATICAMENTE | 94 |
| 5. | CONCLUSÕES..... | 99 |

1. INTRODUÇÃO

Na extração de petróleo e gás natural, trabalha-se com escoamento de fluidos monofásicos ou multifásicos (duas ou mais substâncias) em tubulações com trajetos inclinados, verticais e horizontais.

Essas características demandam estudos de equipamentos que sejam capazes de determinar a vazão de cada fase do fluido separadamente. Também é importante a verificação das pressões e temperaturas nos dutos, onde a dificuldade de inspeção e troca de instrumentos é elevada. São problemas como esses que o Laboratório de Ciências Térmicas (LACIT) procura estudar. Mais especificamente a planta experimental de escoamentos multifásicos, cuja configuração atual apresenta-se na Figura 1, é utilizada para analisar o comportamento do escoamento, através de elementos sensores e simulações, procurando desenvolver novos equipamentos para as medidas e estabelecer um modelo matemático que represente os diferentes padrões de escoamento.

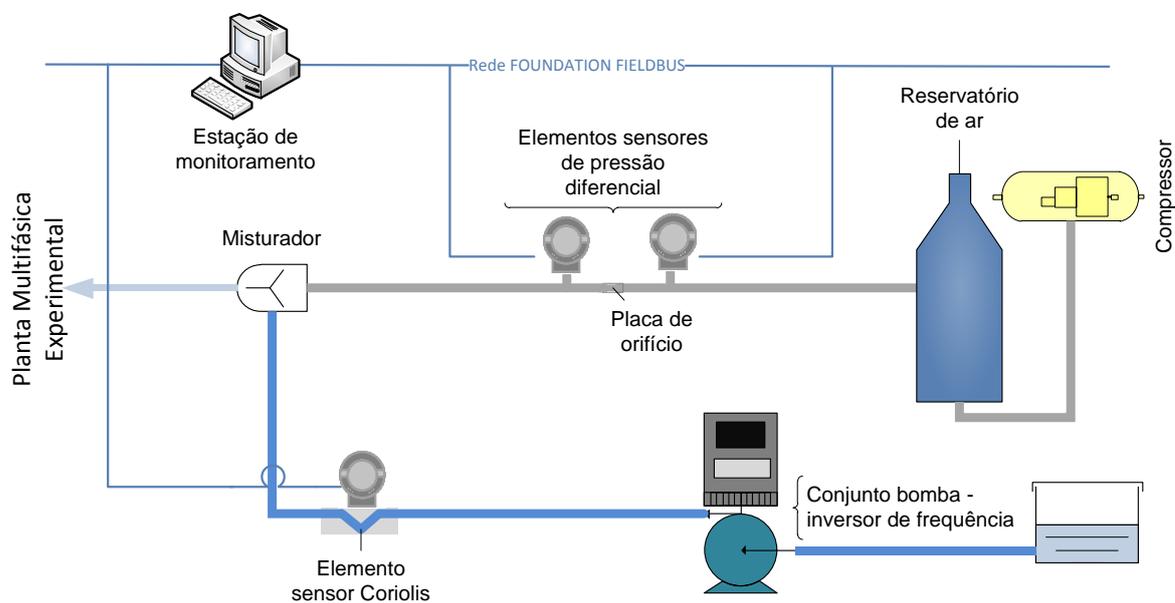


Figura 1 – Esquemático da planta experimental de escoamentos multifásicos.
Fonte: Autoria própria.

1.1. PROBLEMA

O sistema de vazão de gás e de água da planta experimental do LACIT se encontra atualmente em malha aberta. Os transmissores estão em comunicação com uma central, por onde ocorre a leitura de dados e cálculos de alguns valores como: a vazão dos fluídos, pressão e temperatura, que são variáveis relevantes do processo. Os equipamentos que controlam a vazão de água e de gás são manipulados pelo operador, sem ajuste fino dos valores. A Figura 2 mostra um esquema genérico deste tipo de controle, no qual não existe análise da saída para agir na entrada do processo.

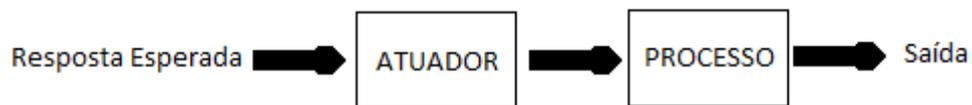


Figura 2 - Sistema de controle a malha aberta (sem retroalimentação).
Fonte: Autoria própria.

Tais equipamentos podem ter o seu desempenho melhorado com a implantação de um software supervisor, trabalhando simultaneamente a uma realimentação. Esta modificação resultaria em uma melhoria na obtenção dos valores desejados pelo operador da planta e em um tempo menor para a configuração de cada experimento.

1.2. OBJETIVO

Desenvolver um sistema supervisor e de controle para planta piloto de escoamento multifásico localizada no Laboratório de Ciências Térmicas da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. O projeto do trabalho inclui o desenvolvimento de um sistema de aquisição de dados, instrumentação e controle dos equipamentos da planta através da ferramenta de desenvolvimento LabVIEW (linguagem de programação gráfica).

Além de desenvolver um programa de supervisão e controle, este trabalho tem como objetivo confeccionar um *hardware* para realizar a interface entre a estação de controle e os atuadores. Toda a programação do sistema deverá ser desenvolvida em LabVIEW, e sua validação se dará através de testes experimentais na planta de escoamento do LACIT. A Figura 3 mostra o diagrama de blocos do sistema atual junto às adaptações necessárias para o controle do processo em malha fechada.

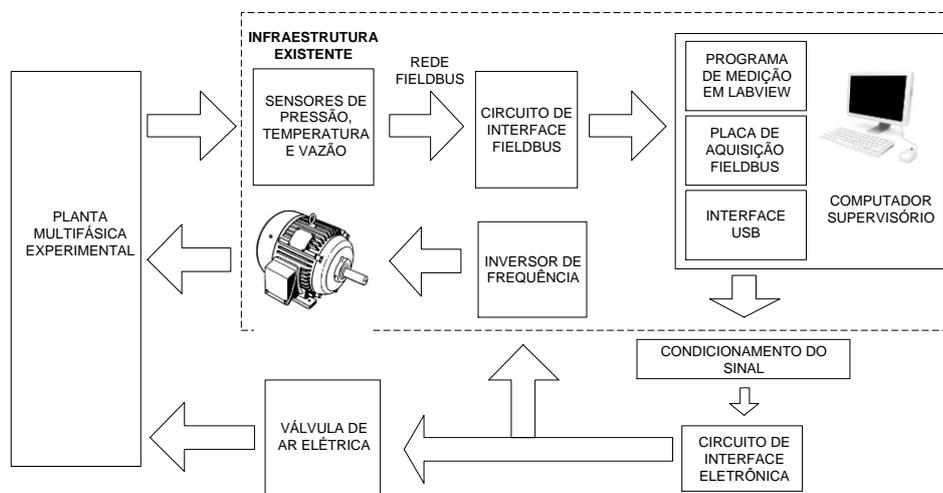


Figura 3- Diagrama de blocos do funcionamento futuro do sistema.
Fonte: Autoria própria.

1.3. JUSTIFICATIVA

O controle pretendido à planta é o controle por realimentação negativa, conforme esquema genérico da Figura 4. Este tipo de controle utiliza o desvio do valor da variável controlada (cujos dados são medidos por elementos sensores) em relação ao valor desejado (valor de referência) para efetuar a ação corretiva através de equipamentos de controle. No caso da planta estudada, os elementos finais de controle serão o conjunto inversor de frequência - motobomba e a válvula de injeção de gás.

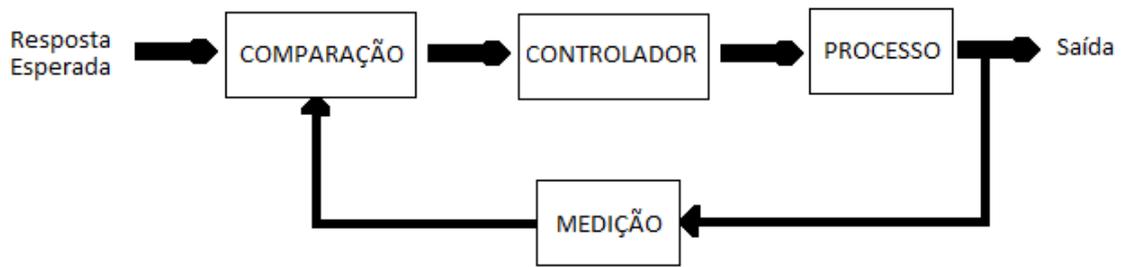


Figura 4 - Sistema de controle a malha fechada (com retroalimentação).
Fonte: Autoria própria.

A principal vantagem deste projeto está relacionada à redução do esforço físico do homem (diminuição do tempo de configuração), ao aumento da precisão de análise das características das variáveis analisadas, melhoria na qualidade de um produto e segurança do processo (Bega et al., 2003). Isto ocorre porque um sistema controlado com instrumentação mantém as variáveis do processo em condições mais adequadas aos equipamentos e às estruturas do que quando manualmente controlada por um operador. Ao contrário de um mecanismo automático, o controle manual está sujeito a erros devido à distração ou ao cansaço do operador. Os motivos aqui citados justificam a necessidade de implantação dos conceitos de automação e controle na planta experimental.

2. REFERENCIAL TEÓRICO

Neste capítulo serão abordados conteúdos teóricos relevantes ao entendimento deste trabalho.

2.1. MEDIÇÃO DE VAZÃO

Um sistema genérico de medição é constituído por três elementos básicos que devem fazer parte de qualquer instrumento. O primeiro é o elemento sensor (também chamado de elemento primário ou transdutor) o qual detecta e converte a entrada em uma forma mais conveniente de ser manipulada. Este componente é a interface do instrumento com o processo. O sinal de saída do sensor geralmente não é conveniente para operar diretamente um indicador, um registrador ou um controlador. Assim adiciona-se outro componente para processar, modificar, filtrar, integrar e converter o sinal de saída do sensor em outro mais adequado, em forma e amplitude. Este elemento é denominado condicionador do sinal. Por último tem-se a interface do instrumento com o operador. É através dela que são apresentados os dados na forma quantitativa em um display ou um registro gráfico, por exemplo (RIBEIRO, 1997).

Neste contexto, a medição de vazão pode ser definida como a determinação da quantidade de líquidos, gases ou sólidos que passa por uma determinada área em um intervalo de tempo. A correta medição de vazão em determinadas aplicações é importante para fins contábeis e para a verificação do rendimento do processo (SIGHIERI; NISHINARI, 1973). Este parâmetro pode ser medido em unidades de volume (litros, mm³, cm³, m³) ou unidades de massa (g, kg, toneladas, libras) em relação a unidades de tempo (h, min, s). Quando essa quantidade é analisada em um intervalo de tempo qualquer, obtemos o valor de vazão volumétrica ou de vazão mássica da variável em questão, como mostram a Equação (1) e a Equação (2)(2). Comumente a vazão volumétrica é medida em litros/min, m³/hora ou galões/min, enquanto a vazão mássica é expressa em kg/s ou ton/h.

$$Q_{\text{VOLUMÉTRICA}} = \frac{V}{t} \quad (1)$$

$$Q_{\text{MÁSSICA}} = \frac{m}{t} \quad (2)$$

Onde:

- V é o volume [m^3];
- m é unidade de massa [kg];
- t é unidade de tempo [s].

Comercialmente existem diferentes tipos de medidores de vazão que se enquadram nas diversas aplicações de acordo com as características do processo. A Tabela 1 separa os medidores pelos princípios de funcionamento (Bega et al., 2003).

Tabela 1 - Classificação de princípios de medição de vazão

| Medidor | Linearidade | Vazão bidirecional | Tipos de medidor | Aplicação |
|----------------------------|-------------------|--------------------|------------------|-------------------------|
| Por diferencial de pressão | $\sqrt{\Delta P}$ | Alguns tipos | Placa | Líquidos, gases e vapor |
| | | | Bocal | Líquidos, gases e vapor |
| | | | Venturi | Líquidos, gases e vapor |
| | | | Pitot | Líquidos, gases e vapor |
| Lineares | Sim | Sim | Rotâmetro | Líquidos e gases |
| | | | Coriolis | Líquidos e gases |
| | | | Turbina | Líquidos, gases e vapor |
| | | | Vórtice | Líquidos, gases e vapor |
| | | | Térmico | Líquidos e gases |
| Volumétricos | Sim | Alguns tipos | Diafragma | Gases |
| | | | Palheta | Líquidos |
| | | | Pistão | Líquidos |
| | | | Rotor | Líquidos e gases |

Fonte: Adaptado de Bega et al. (2003).

Na aplicação proposta por este trabalho, a quantificação da vazão é muito importante para a realização dos objetivos definidos. Os próximos itens deste capítulo serão dedicados ao detalhamento dos medidores utilizados no Laboratório de Ciências Térmicas da UTFPR que demandam conhecimentos específicos de instrumentação para que sua função na planta seja compreendida.

2.1.1. Medidores de vazão por pressão diferencial

A simplicidade de confecção, a possibilidade de medir grandes volumes de fluidos a grandes velocidades, a fácil adaptação ao controle de vazões em processos contínuos e a facilidade de calibração sem a necessidade de outro medidor de vazão como referência são algumas das características que deram aos medidores de vazão por pressão diferencial o impulso necessário para tornarem-se os instrumentos mais utilizados.

A pressão diferencial é produzida por elementos inseridos na tubulação de tal forma que seja uma barreira para o fluido que passa através deles. Sua função é alterar a velocidade do fluido através da mudança da área da seção em um pequeno comprimento para haver uma queda de pressão, pela qual se torna possível mensurar a vazão considerada

A teoria pela qual se estipula os valores de vazão através da diferença de pressão entre dois pontos é fundamentada pelas equações da continuidade, Equação (3), e da equação de Bernoulli, Equação (4).

A equação da continuidade aplica-se a um fluxo em uma tubulação que tem a área de secção transversal alterada de um primeiro para um segundo ponto (como mostra a Figura 5). Esta relação estabelece que a vazão mássica é equivalente ao produto entre a velocidade do líquido da área da secção transversal, e da densidade do fluido, conforme Equação (3).

$$Q = S_1 V_1 \rho_1 = S_2 V_2 \rho_2 \quad (3)$$

Onde:

- Q é a vazão mássica [kg/s];
- ρ é a densidade do fluido [kg/m³]
- S é a área da secção transversal [m²]
- V é a velocidade do fluido [m/s]

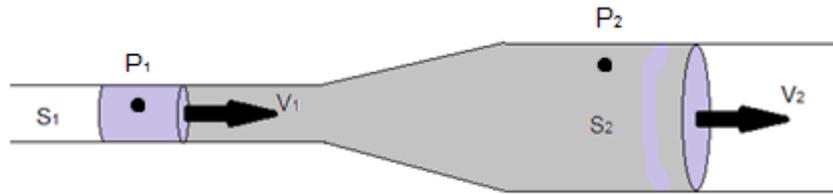


Figura 5 - Fluxo onde a área tubulação varia de S1 para S2.
Fonte: Autoria própria.

A relação existente entre as velocidades e as pressões para o mesmo trecho horizontal considerado anteriormente é determinada pela equação de Bernoulli que se apresenta de forma simplificada na Equação (4).

$$\frac{V_1^2}{2} + \frac{p_1}{\rho} = \frac{V_2^2}{2} = \frac{p_2}{\rho} \quad (4)$$

Onde:

- V é unidade de volume [m^3];
- p é unidade de pressão [N/m^2];
- ρ é unidade de massa específica [kg/m^3].

Comparando as Equações (3) e (4) obtém-se a Equação (5) que representa a relação de proporcionalidade entre a vazão do fluido pela diferença de pressão causada pelo elemento primário de medição. Ao instalarmos um transmissor de pressão em pontos distintos de uma tubulação é possível correlacionar as medidas quantitativas de vazão do fluxo analisado.

$$V_2 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{1 - \left(\frac{S_2}{S_1}\right)^2}} \times \sqrt{\frac{p_2 - p_1}{\rho}} \quad (5)$$

Da relação acima ainda é possível transformar os valores constantes em uma única variável k , e dessa forma garante-se a relação de proporcionalidade:

$$Q = k \times \sqrt{\frac{p_2 - p_1}{\rho}} \quad (6)$$

Onde:

- $k = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{1 - \left(\frac{s_2}{s_1}\right)^2}}$
- p é unidade de pressão [N/m²];
- ρ é unidade de massa específica [kg/m³].

2.1.1.1. Placa de orifício

Entre os diversos dispositivos inseridos na parte interna de uma tubulação para se gerar uma pressão diferencial entre um ponto à jusante (antes da obstrução) e outro à montante (depois da barreira) do elemento, sem dúvidas o mais simples e o mais empregado é a placa de orifício. Além da simples construção, da robustez e da ausência de peças móveis, esses elementos podem ser inseridos em processos bidirecionais, ou seja, nos quais a direção do fluxo muda de tempos em tempos.

As placas de orifício possuem diferentes tipos de formatos, que apresentam melhor eficiência de acordo com o fluido considerado, como ilustra a Figura 6.

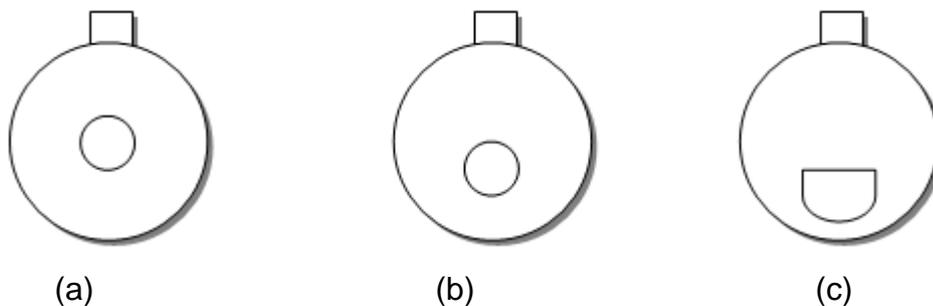


Figura 6 - Tipos de Orifício: (a) Concêntrico, (b) Excêntrico e (c) Segmental
Fonte: Teixeira (2010).

Independente do tipo de orifício, este elemento consiste em uma placa precisamente perfurada confeccionada com um material compatível com o fluido (sob o aspecto de corrosão química), o qual é instalado perpendicularmente ao eixo da tubulação. A pressão estática ao longo da tubulação apresenta uma elevação na proximidade placa, em contrapartida, ocorre uma queda brusca na pressão a jusante da mesma, conforme Figura 7 (CORRÊA, 2002).

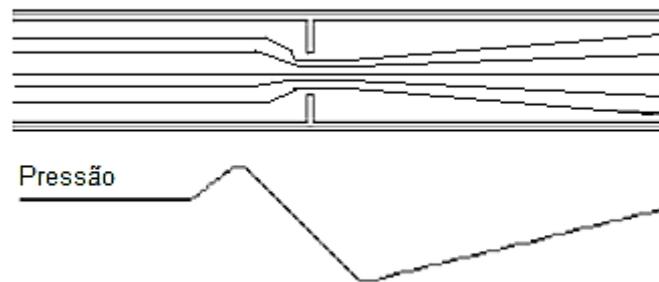


Figura 7 - Perfil do Fluxo e da Pressão ao atravessar uma Placa de Orifício
Fonte: Corrêa (2002).

O único parâmetro passível de cálculo na implantação de uma placa de orifício é o diâmetro do furo. A relação entre ele e o diâmetro interno da tubulação é representada pela letra grega β e por recomendação deve estar situado entre 0,25 e 0,75. Isso quer dizer que para uma utilização eficaz, a placa de orifício deve ter diâmetro de 25% a 75% do diâmetro interno da tubulação em que foi inserida.

2.1.2. Medidores lineares de vazão

Os medidores lineares de vazão são os que produzem sinais de saída diretamente proporcionais ao fluxo. Ao contrário dos que operam por pressão diferencial, cuja saída é quadrática em função da vazão, esse tipo de medidor apresenta apenas um fator de proporcionalidade, que pode ser constante ou aproximadamente constante à vazão (BEGA et al., 2003).

2.1.2.1. Rotâmetros

Em contraste ao que acontece com os outros tipos de medidores onde a área pela qual passa o fluido é constante, nos rotâmetros o fluxo passa através de uma restrição cuja área aumenta de acordo com a intensidade da vazão considerada, como mostra a Figura 8. Um rotâmetro é composto por um tubo cônico e um peso (ou flutuador).

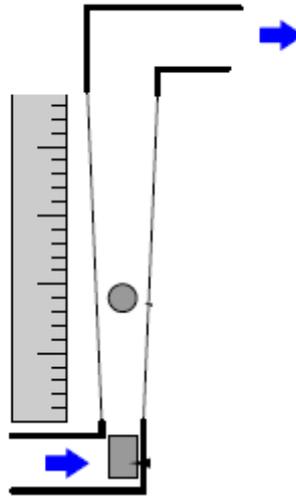


Figura 8 - Rotâmetro
Fonte: Sighieri e Nishinari (1973).

O fluxo dá-se de baixo para cima através do tubo cônico. O diferencial de pressão que surge através da área do flutuador atua sobre o corpo e desenvolve uma força para cima ($F = Pa$) que no momento em que supera o peso do flutuador, o faz mover-se para cima.

À medida que a peça movimentada-se, a região entre o flutuador e as paredes do tubo aumenta, conforme ilustra a Figura 8. Essa área expandida permite que o fluido ultrapasse o peso sem ter de acelerar tanto, desenvolvendo assim, menor queda de pressão através do corpo.

A força aplicada sobre o corpo atinge em algum momento o mesmo valor do peso do flutuador. Este é o ponto no qual a taxa de fluxo indicada por uma escala demarcada no tubo cônico está correta (KUPHALDT, 2011). As vantagens do uso do rotâmetro estão na característica de não necessidade de trecho reto para seu funcionamento e na pequena perda de carga gerada.

2.1.2.2. Coriolis

Com o mesmo princípio da linearidade de vazão, os medidores do tipo Coriolis são baseados na teoria de Gaspard Coriolis que no início do século XIX estabeleceu em seus estudos a existência de uma força na qual uma massa (m)

com velocidade relativa (\vec{v}) é submetida ao estar em movimento de rotação ($\vec{\omega}$). Esta relação é dada pela Equação (7) e ilustrada por meio da Figura 9.

$$\vec{F}_c = 2m\vec{\omega} \times \vec{v} \quad (7)$$

Onde:

- \vec{F}_c é unidade da força de Coriolis [N];
- m é unidade de massa [kg];
- $\vec{\omega}$ é unidade de velocidade angular [rad/s]
- \vec{v} é unidade de velocidade[m/s];

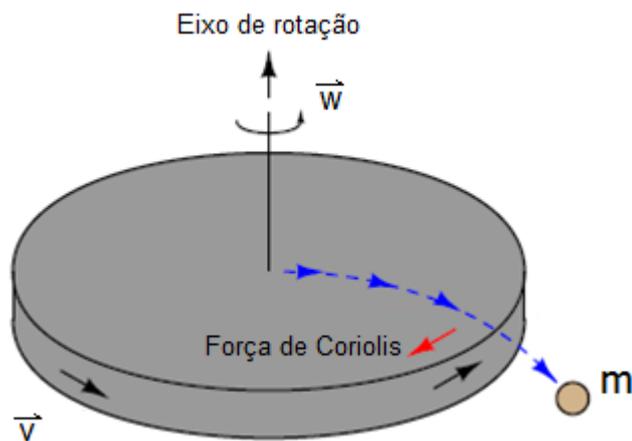


Figura 9 - Formação da Força de Coriolis
Fonte: Adaptado de Kuphaldt (2011).

O princípio acima descrito pode ser aplicado a um tubo metálico no formato de um “U” que apresenta vibração mecânica gerada por uma bobina eletromagnética. A Figura 10 traz o aspecto construtivo deste tipo de medidor.

Esse medidor apresenta bobinas eletromagnéticas que fazem os tubos que compõem o equipamento pulsarem em fase. Com o objetivo de reduzir a quantidade de vibração gerada por essa bobina e para reduzir o efeito das vibrações externas utiliza-se o medidor de fluxo com dois tubos em “U” idênticos. Os tubos são construídos em frente ao outro e movimentam-se de forma complementar, ou seja, em sentidos opostos.

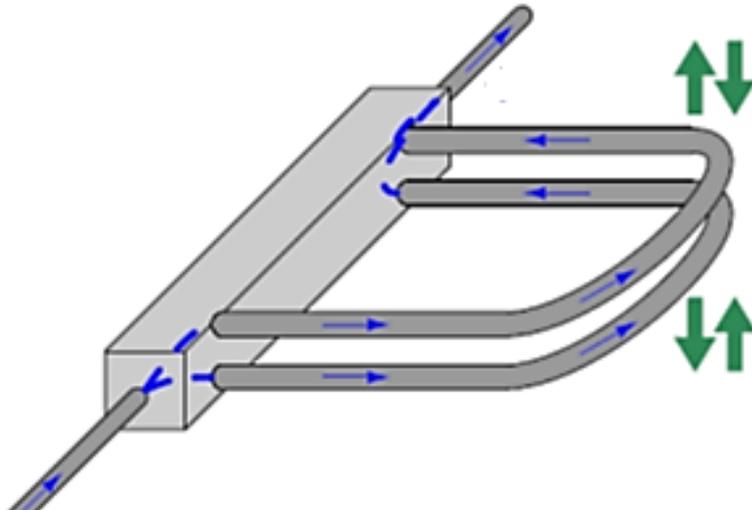


Figura 10 - Aspecto construtivo do Medidor Coriolis
Fonte: Kuphaldt (2011).

Durante um curto espaço de tempo a vibração mecânica pode ser considerada um movimento de rotação. Quando o fluxo que corre pela tubulação afasta-se do centro de rotação do tubo, a força de Coriolis manifesta-se em direção contrária ao movimento angular. Quando o fluido termina o contorno em “U” e aproxima-se do trecho retilíneo, o mesmo fenômeno se manifesta, porém em sentido contrário ao primeiro. Essa oposição de forças ao movimento causa uma deformação (torção) no tubo.

Sensores de proximidade de precisão são instalados no duto. Tais elementos captam o deslocamento dos dois tubos “U” gerado pela bobina eletromagnética. Quando não há fluxo passando pela tubulação, os sinais, que são senoidais, encontram-se em fase. Já quando há passagem de material e o duto sofre torção devido ao surgimento das forças supracitadas, os sinais passam a apresentar uma defasagem que é proporcional à vazão (BEGA et al., 2003).

A principal vantagem do medidor Coriolis é a obtenção da vazão mássica do fluxo, ou seja, considera-se a densidade (massa específica) do fluido na determinação da vazão. A desvantagem está no alto custo de instalação, na dificuldade de medição de substâncias com baixa densidade e na inviabilidade da aplicação em dutos com diâmetro muito elevado, já que a bobina de excitação necessitaria de muita energia para vibrar o tubo (CORRÊA, 2002).

2.2. TRANSMISSÃO DE SINAIS

Os sensores e transdutores fornecem uma ligação direta entre o mundo real e o sistema de captura de dados, convertendo grandezas físicas em sinais pneumáticos ou elétricos apropriados para os condicionadores e equipamentos de aquisição de dados.

Após ser percebida pelo elemento sensor, a variável de controle é sentida pelos transmissores que geram uma saída proporcional ao seu valor. Essa padronização é necessária, pois normalmente o sinal gerado possui baixa intensidade além de apresentar ruídos. A saída pode ser pneumática, analógica ou digital (Foundation Fieldbus por exemplo), dependendo do tipo do instrumento, e pode ser enviada a grandes distâncias para ser manipulada remotamente.

2.2.1. Transmissão elétrica

O sinal na transmissão elétrica é usualmente é linearmente modulado em uma faixa padronizada, que pode estar compreendida de 4 a 20 mA quando em corrente e de 0 a 10 V quando em tensão, por exemplo. Esse intervalo representa o conjunto de valores contínuos entre o limite mínimo e máximo de uma variável de um processo qualquer. É por um motivo semelhante ao que acontece na pneumática que se utiliza o “zero vivo” na transmissão analógica por corrente elétrica. Dessa forma ao ser adotado o valor mínimo de 4 mA, oferece-se uma maior facilidade ao detectar uma avaria, um rompimento dos fios por exemplo, que provocará a queda do sinal.

A grande dificuldade na implantação da transmissão por corrente deve-se à interferência eletromagnética, por isso, os cabos que conectam o sistema devem ser protegidos contra ruídos elétricos (blindados). A transmissão analógica exige utilização de instrumentos e cuidados especiais em instalações localizadas em áreas classificadas (risco de explosão) além de necessitar de profissionais especializados para instalação e manutenção dos equipamentos. As vantagens são devido à capacidade de intercambialidade de informação a longas distancias com perdas

pequenas, a alimentação pode ser feita pelos próprios fios que conduzem o sinal de transmissão além de apresentar fácil conectividade aos computadores.

A partir das primeiras aplicações em 1960, dos primeiros sistemas de controle distribuído (DCS) na década de 1970 e da revolução do transmissor "inteligente" da década de 1980, a tecnologia digital tem se expandido sobre as capacidades de partilha de informação, medição e controle de instrumentos. Uma das maiores vantagens dessa tecnologia em relação à analógica é a comunicação de grandes quantidades de dados através de um número limitado de canais. No mundo de 4-20 mA cada par de fios pode comunicar-se com apenas uma variável, enquanto nas redes digitais um par de fios pode fazê-lo com um número quase ilimitado de variáveis (KUPHALDT, 2011).

A transmissão digital caracteriza-se pela transação de sinais modulados e padronizados entre uma estação de origem e uma receptora. Nesse tipo de tecnologia existe uma linguagem para que a comunicação seja realizada com sucesso, os chamados protocolos de comunicação. Modbus, AS-i, DeviceNet, Profibus, HART e FOUNDATION Fieldbus são alguns exemplos dessas linguagens industriais. Um protocolo de comunicação pode ser definido como um conjunto de convenções que regem o formato e a temporização relativa de troca de mensagens entre dois terminais (ou mais) de comunicação (MCMILLAN; CONSIDINI, 1999).

2.2.1.1. FOUNDATION Fieldbus (FF)

O padrão de rede industrial FOUNDATION Fieldbus foi proposto pela primeira vez como um conceito em 1984, e teve sua oficialização em 1996 pela organização que cuida da supervisão de suas normas, a Fieldbus Foundation.

FOUNDATION Fieldbus é um padrão de tecnologia aberta que permite que os instrumentos de campo comuniquem-se digitalmente uns com os outros e executem algoritmos de controle (PID, controle em cascata, controle com retroalimentação, etc) aplicados tradicionalmente a dispositivos dedicados de controle. Em essência, é um padrão que estende o conceito geral de um sistema de controle distribuído já que incorpora blocos de função que compartilham o controle através de toda a rede.

Durante sua concepção, o padrão FOUNDATION Fieldbus foi planejado para dois diferentes níveis de rede, um para baixas e outro para altas velocidades. Enquanto o primeiro foi destinado aos segmentos menores, ou seja, para a conexão entre os instrumentos, o segundo foi planejado para ser utilizado nos barramentos principais (o *backbone* ou “espinha dorsal”), para o transporte de grandes quantidades de dados a longas distâncias.

A rede de baixa velocidade foi denominada de H1, ao longo que a de alta foi designada H2. Mais tarde no processo de desenvolvimento percebeu-se que tecnologia Ethernet existente resolveria todos os requisitos básicos de uma rede de elevada velocidade e assim foi decidido abandonar o trabalho da norma H2, estabelecendo-se uma extensão de 100 Mbps Ethernet chamada HSE (*High Speed Ethernet* – Ethernet de alta velocidade) como rede do barramento principal.

Embora o FOUNDATION Fieldbus tenha sido baseado no modelo de referência de sete camadas da ISO/OSI, nem todas essas são inclusas em sua estrutura. O modelo deste protocolo pode ser dividido em três partes: a camada física, que tange as técnicas de conexão entre os instrumentos, a pilha (*stack*) de comunicação, que gerencia o acesso digital entre os dispositivos e a camada de usuário que fornece a interface de interação do usuário com o sistema. (VERHAPPEN; PEREIRA, 2006).

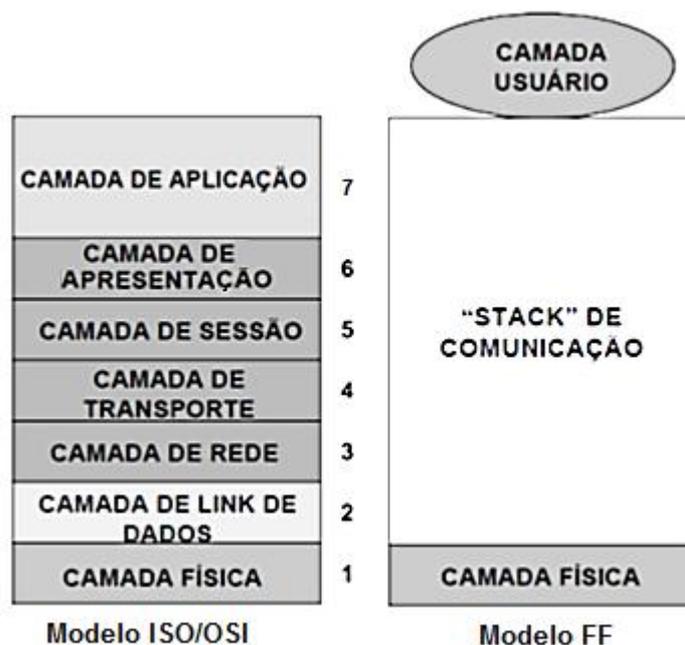


Figura 11 - Comparação entre modelo OSI e modelo do FOUNDATION Fieldbus
 Fonte: Adaptado de Verhappen e Pereira (2006).

A Figura 11 representa como o padrão FF mapeia-se em relação ao modelo OSI. É na camada física em que se definem as propriedades físicas das conexões da rede digital. Ela é responsável por receber mensagens codificadas das camadas superiores e converte-las em sinais físicos no meio de transmissão (ou vice-versa no caso de recepção de dados). Na rede de baixa velocidade, as características das conexões são: conexão via dois cabos (sem terra) de impedância nominal de 100 Ω , taxa de velocidade de transmissão de 31.25 kbps e codificação Manchester (KUPHALDT, 2011).

A codificação Manchester é uma forma de representação de bits binários. Um sinal de onda quadrada oscilante é utilizado para modular em fase os dados de acordo com um relógio (*clock*). Na prática, consiste em um efeito de OU exclusivo (XOR) entre o sinal enviado e o relógio, como mostra a Figura 12. Esta característica é fundamental, visto que cada dispositivo tem um *clock* interno e suas velocidades podem ser desiguais, assim, uma longa sequência de bits pode ser interpretada de forma diferente no seu destino.

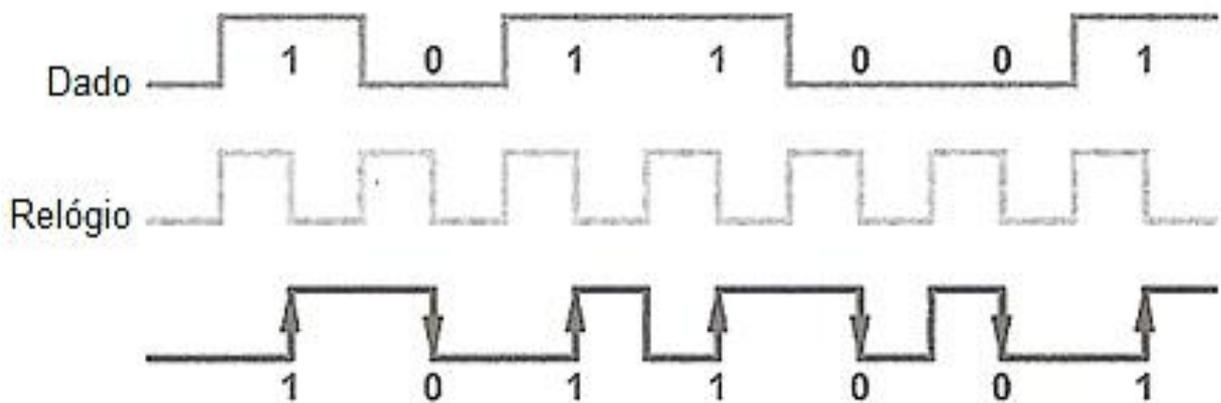


Figura 12 - Codificação Manchester
 Fonte: Verhappen e Pereira (2006).

Além das características apresentadas, a alimentação CC do instrumento dá-se pelo mesmo cabeamento da transmissão dos dados. A diferença de tensão do sinal deve ser de 0,75 V pico-a-pico para a transmissão e 0,15 V para recepção. A parte denominada pilha de comunicação executa os serviços necessários para a

interface da camada do usuário com a física durante uma troca de dados. Essa pilha é formada por três camadas: a especificação de mensagem Fieldbus, a subcamada de acesso Fieldbus e a camada de enlace de dados.

A camada de *link* de dados gerencia o acesso ao FF através do agendador de link ativo (LAS - *Link Active Scheduler*) pela divisão da informação em quadros antes de enviá-la para a camada física, recepção de confirmações de recebimento, retransmissão dos quadros que não foram corretamente enviados e detecção de erros. A interface entre essa camada e a de especificação de mensagem é realizada pela subcamada de acesso Fieldbus, que fornece os serviços de conexão como cliente/servidor e permissão para leitura/escrita. A última componente da pilha de comunicação define um modelo para que as aplicações interajam sobre o Fieldbus, através da descrição dos dados que podem ser comunicados e endereçamento dos dispositivos físicos.

O utilizador do sistema usufrui da camada de usuário para interagir com os equipamentos de campo. Ela define blocos e objetos que representam as funções e os dados disponíveis em um dispositivo. O diferencial do FF no aspecto da comunicação está nesse ponto: ao invés da interface com um elemento dar-se através de um conjunto de comandos, como a maioria dos protocolos de comunicação, a interação é realizada via um conjunto de blocos e objetos que definem de forma padronizada as características do equipamento (VERHAPPEN; PEREIRA, 2006).

Quando comparado a outros sistemas, FOUNDATION Fieldbus permite o acesso a diversas variáveis: as relativas ao processo e as relacionadas ao diagnóstico dos sensores e atuadores, dos componentes eletrônicos, degradação de desempenho, entre outras. Outras vantagens de utilizar esse modelo são: a segurança intrínseca para uso em áreas classificadas (com alimentação e comunicação pelo mesmo par de fios), topologia em barramento ou em árvore (com suporte a múltiplos mestres no barramento de comunicação), possui comportamento determinístico, distribui as funções de controle entre os equipamentos e apresenta interfaces padronizadas (SMAR, 2008).

2.3. TÉCNICAS DE CONTROLE

Segundo Ogata (1998), um sistema é uma combinação entre componentes os quais executam uma tarefa em conjunto. Já um sistema de controle tem o propósito de manipular a saída de um processo de modo a alcançar um valor desejado (NISE, 2002). Os sistemas de controle podem ser divididos em duas estruturas de funcionamento: malha aberta ou malha fechada. O entendimento das diferenças entre elas é essencial para o conhecimento das ferramentas adequadas no desenvolvimento de uma técnica de controle.

O alvo deste trabalho está no projeto, sintonia e manipulação de um sistema em malha fechada (ou com realimentação). Este tipo de controle relaciona os valores de saída aos sinais da entrada de referência do processo, buscando a correção de erros (SILVEIRA; SANTOS, 2010). Já sistemas em malha aberta são aqueles que utilizam algum tipo de dispositivo de atuação para controlar de forma direta o processo, sem o uso de retroalimentação (DORF; BISHOP, 2001).

Com o tempo e o entendimento da complexidade envolvida no estudo de sistemas realimentados, fez-se necessária a abstração da análise no domínio do tempo, dando lugar a ferramentas matemáticas que possibilitam o trabalho no domínio da frequência. Deste modo, equações diferenciais podem ser substituídas por equações algébricas complexas (OGATA, 1998). O estudo no domínio da frequência é facilitado principalmente por duas ferramentas matemáticas: Transformada de Laplace para sistemas analógicos (contínuos no tempo) e Transformada Z para digitais (discretos no tempo).

De acordo com Nise (2002), o critério mais importante para a controlabilidade de um sistema é a estabilidade. O autor define um sistema linear invariante no tempo como estável se a sua resposta tender a zero quando o tempo tender a infinito. No domínio da frequência, num sistema analógico, a estabilidade é alcançada se todas as raízes da sua equação característica (pólos da função transferência) estiverem no semiplano “s” esquerdo (PHILLIPS; HARBOR, 1996). Já num sistema digital, ela é alcançada se todos os pólos da função transferência estiverem dentro do círculo unitário do plano “z” (NISE, 2002).

No domínio do tempo, entretanto, a estabilidade e o comportamento gráfico dos sistemas são de percepção mais intuitiva. Além disso, nele é possível a captura

gráfica de status do processo, na prática, de maneira muito mais simples. Esses são motivos pelos quais utilizar-se-á mais a análise no domínio do tempo neste trabalho.

Nem sempre os processos existentes se comportam como sistemas estáveis. Além disso, muitas vezes, eles podem apresentar resultados ou valores diferentes dos esperados. Para resolver esses problemas, dentro das malhas de controle, existem os controladores, cuja função é comparar o valor real da saída do processo com o desejado, produzindo um sinal de controle para corrigi-lo (OGATA, 1998). Porém antes da descrição das arquiteturas de compensadores, é necessário que sejam especificadas características importantes de resposta ao degrau (índices de desempenho).

Como índices de desempenho, podem ser considerados: o tempo de pico, tempo de subida, tempo de estabelecimento e potencial de ultrapassagem.

- Tempo de pico (T_p): é o instante onde a resposta atinge o seu máximo valor.

- Tempo de subida (T_s): é o tempo em que a resposta leva para ir de 10% a 90% do valor de regime da resposta. Seu valor é obtido matematicamente pela Equação (8).

$$T_s = 2,2 * \tau \quad (8)$$

- Tempo de Estabelecimento (T_e): é o tempo em que a resposta leva para atingir o valor de regime. Usualmente considera-se uma margem de $\pm 2\%$ desse valor. Seu valor é obtido matematicamente pela Equação (9).

$$T_e = 4 * \tau \quad (9)$$

- Potencial de ultrapassagem (PO%): é a diferença entre o valor de pico e o valor de regime da resposta em termos percentuais. Seu valor é obtido matematicamente pela Equação (10).

$$PO\% = 100 * \frac{(M_P - F_V)}{F_V} \quad (10)$$

Para sistemas de primeira e segunda ordem, tais índices são definidos de forma equivalente e podem ser obtidos graficamente conforme a Figura 13.

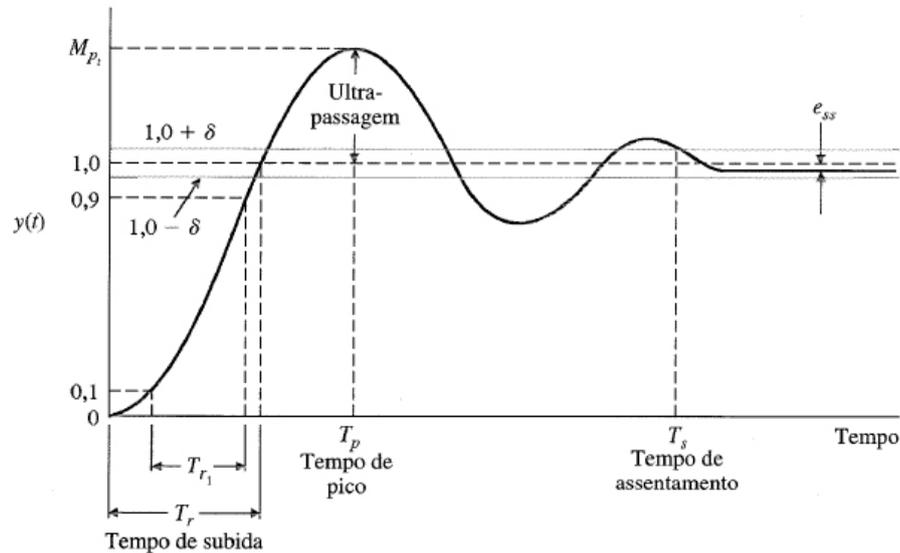


Figura 13- Índices de desempenho
Fonte: Dorf (2001)

2.3.1. Controle Proporcional Integral Derivativo (PID)

Existem diversos tipos de controlador, mas sem dúvidas, o mais utilizado atualmente para sistemas de segunda ordem ou inferior é o proporcional integral derivativo (PID). A sua aplicação traz grandes vantagens, pois traduz-se numa alternativa de fácil projeto, manipulação e ajuste. Uma pesquisa feita em 11 mil malhas de controle incluindo diversas plantas industriais demonstrou que 97% delas eram controladas com este algoritmo (ASTRÖM; HÄGGLUND, 1995 apud CAMPOS; TEIXEIRA, 2006).

2.3.1.1. Controle Proporcional Integral (PI) no Domínio do Tempo

O controle proporcional integral é bastante encontrado na indústria. Isso ocorre porque em grande parte dos processos industriais é necessário o tratamento

do sinal de controle de modo a eliminar o erro $e(t)$ - o que é uma característica da ação integral para uma entrada em degrau em um sistema de primeira ordem (BEGA et al., 2003).

Em contrapartida, para o controlador apenas com a parcela proporcional, é observado o fato de ser possível um valor de erro em regime permanente, já que a saída mantém-se constante para um erro constante (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006). O valor do erro de regime pode ser verificado através do teorema do valor final, apresentado na Equação (11).

$$e(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{R(s)}{1 + G(s)} \quad (11)$$

Onde:

- $e(\infty)$ é o erro de regime;
- $e(t)$ é o sinal do erro;
- $R(s)$ é a entrada do sistema;
- $G(s)$ é a função transferência do sistema.

A justificativa de a ação integral eliminar o erro de regime reside no fato de a sua saída ser uma função da integral dele. Sendo assim, a velocidade de correção do erro é proporcional ao seu valor (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006).

A utilização do controlador PI é mais frequente, pois a velocidade da ação integral isolada é pequena. Deste modo, o tempo de estabelecimento do sistema é grande se o controle integral não aliar-se ao proporcional (BEGA et al., 2003). A Equação (12) define o controlador PI na forma ideal ou não interativa (VISIOLI, 2006).

$$u(t) = \underbrace{K_P e(t)}_{(a)} + \underbrace{\frac{K_P}{T_i} \int e(t) dt}_{(b)} + \underbrace{u_0}_{(c)} \quad (12)$$

Onde:

- (a) é a parcela de controle proporcional;
- (b) é a parcela de controle integral;

- (c) é a constante que equivale ao valor do sinal de saída do controlador para $t = 0$;
- $\frac{1}{T_i}$ é o ganho integral do controlador;
- T_i tempo integral.

2.3.1.2. Controle Proporcional Integral Derivativo (PID) no Domínio do Tempo

A adição do controle derivativo melhora a resposta transitória do sistema (PHILLIPS; HARBOR, 1996) e pode ser utilizada para evitar oscilações prejudiciais em processos lentos (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006).

O controle PID combina as características de eliminação do erro de regime do controlador PI e a melhora da resposta transitória do PD (BEGA et al., 2003). A Equação (13) define o controle PID no domínio do tempo na forma ideal ou não interativa (VISIOLI, 2006).

$$u(t) = \underbrace{K_P e(t)}_{(a)} + \underbrace{\frac{K_P}{T_i} \int e(t) dt}_{(b)} + \underbrace{K_P \cdot T_d \frac{d e(t)}{dt}}_{(c)} + \underbrace{u_0}_{(d)} \quad (13)$$

Onde:

- (a) é a parcela de controle proporcional;
- (b) é a parcela de controle proporcional integral;
- (c) parcela de controle proporcional derivativo;
- (d) é a constante que equivale ao valor do sinal de saída do controlador para $t = 0$.

O controle PID é muito eficaz, entretanto, nem sempre há motivos da sua utilização completa. Reduzir uma variável a ser manipulada no processo pode significar diminuir o nível de complexidade do sistema, o que na prática é bom. Por este motivo, é importante saber, de acordo com o processo de trabalho, quais são as ações de controle essenciais e quais são as desnecessárias. A Tabela 2 traz as informações que preenchem a lacuna dessa necessidade.

Tabela 2 - Ações de Controle e Seus Usos

| Controlador | Características | Aplicação Típica |
|-------------|---|--|
| P | Tem desvio do <i>setpoint</i> em regime permanente. | Controle de nível. |
| PI | Não tem desvio do <i>setpoint</i> em regime permanente. | Controles de vazão, nível e pressão. |
| PID | A resposta é mais estável em malhas lentas e sem ruídos, e com tempos mortos razoáveis, mas não muito elevados. | Controles de composição e temperatura. |

Fonte: Campos e Teixeira (2006).

2.3.2. Sintonia de Controladores PID

Uma grande dificuldade encontrada com a utilização de controladores PID na indústria é a escolha dos valores adequados das suas constantes (K_p , T_d e T_i). Tais valores são decisivos na tentativa de se obter um sistema estável, alcançando as melhores respostas transitórias e de regime possíveis (SPANDRI, 2003).

O melhor arranjo entre as respostas transitórias e de regime de um sistema de controle é traduzido em um ou mais critérios de desempenho (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006). Exemplos de critérios de desempenho são: um valor máximo de *overshoot* (Figura 14.a), uma determinada taxa de declínio (Figura 14.b) ou um valor máximo de IAE (*Integral of Absolute Error* – Integral do erro absoluto) (Figura 14.c).

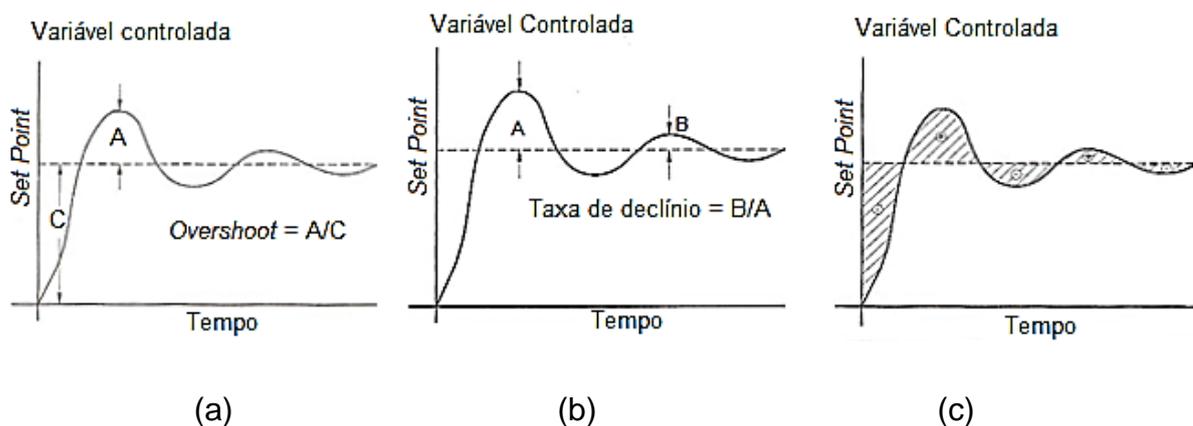


Figura 14 - Exemplos de Critérios de Desempenho. Valor máximo de *overshoot* (a), uma determinada taxa de declínio (b) ou um valor máximo de IAE (c)
 Fonte: Adaptado de Bega et al. (2003).

2.3.2.1. Método Heurístico de Ziegler e Nichols

Visando resolver a dificuldade de projetar sistemas de controle no domínio da frequência, Ziegler e Nichols publicaram juntos em 1942 um trabalho propondo uma metodologia simples para a sintonia de controladores PID no formato paralelo ideal que viria a ser complementado por eles mesmos em 1943. O Método Heurístico de Ziegler e Nichols propõe regras para definir os valores de ganho proporcional, tempo integral e tempo derivativo de um controlador genérico num processo SISO (*Single Input Single Output*), ou seja, um processo que possui uma entrada e uma saída (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006).

Este método pode ser desenvolvido em malha aberta ou fechada. Na análise da sintonia baseada na resposta em malha fechada, o ganho K_p do controlador proporcional é aumentado até o sistema tornar-se marginalmente estável. Em outras palavras, ele é aumentado ao máximo valor possível até que o sistema fique oscilatório, mas sem tornar-se instável. Este valor de K_p é chamado de ganho último (K_u) e o período de oscilação para o caso em questão é denominado período último (P_u). Entretanto, para prosseguir esta análise, deve-se eliminar as ações integral e derivativa ($T_i = \infty$ e $T_d = 0$), dando ao processo a característica mostrada na Figura 15 (BEGA et al., 2003).

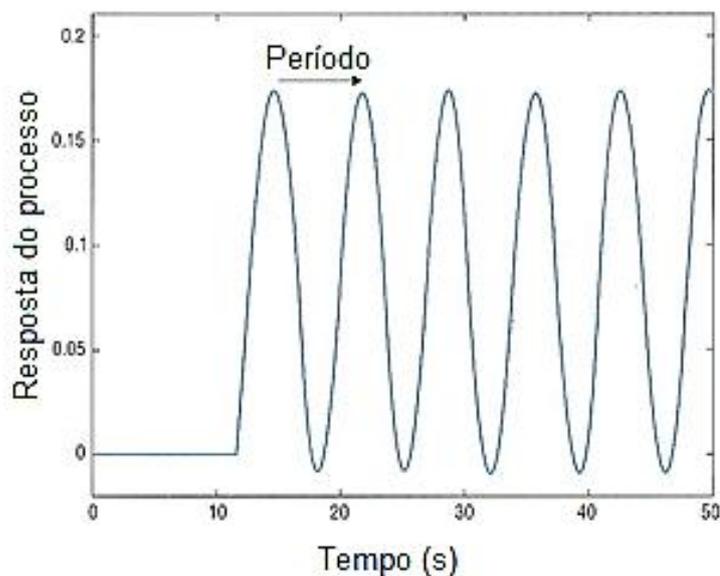


Figura 15 - Controlador P Atingindo Ganho K_u
 Fonte: Campos e Teixeira (2006).

O critério de desempenho escolhido no estudo de Ziegler e Nichols é a taxa de declínio igual a $1/4$. Para alcançá-la com o controlador proporcional, observou-se que a seguinte igualdade deve ser estabelecida: $K_p = 0,5. Ku$ (BEGA, et al., 2003).

Em seguida, com o mesmo critério de desempenho e de maneira análoga ao estudo feito com o controlador P, foram obtidas as respostas aproximadas para os controladores PI, PD e PID, utilizando os mesmos Ku e Pu . As conclusões sobre sintonia em malha fechada pelo método de Ziegler e Nichols são apresentadas na Tabela 3 (ZIEGLER; NICHOLS, 1942).

Tabela 3 - Sintonia de Controladores P, PI e PID em Malha Fechada

| Controlador | K_p | T_i | T_d |
|-------------|------------|----------|--------|
| P | $0,5. Ku$ | - | - |
| PI | $0,45. Ku$ | $Pu/1,2$ | - |
| PID | $0,6. Ku$ | $Pu/2$ | $Pu/8$ |

Fonte: Campos e Teixeira (2006).

Um segundo método proposto por Ziegler e Nichols, é a análise da resposta do processo em malha aberta. Nela, é necessário apenas um degrau na saída do controlador (BEGA, et al., 2003). O próximo passo é analisar a resposta do processo a esta perturbação, medindo a taxa de variação e o tempo morto, ilustrados na Figura 16. Esta técnica pode ser usada quando as características da planta não variam em função do tempo.

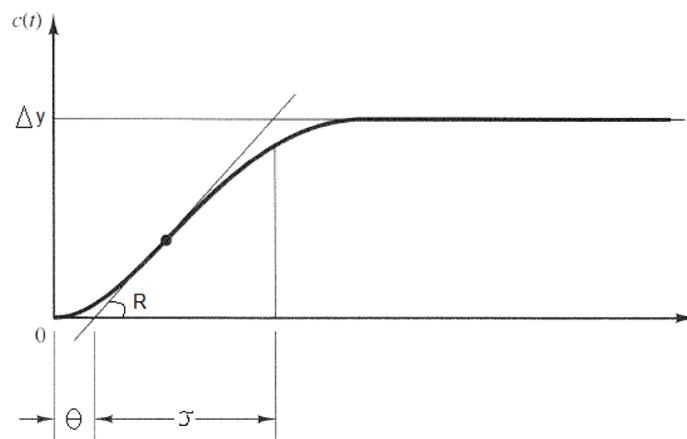


Figura 16 - Resposta do processo ao degrau Δu
 Fonte: Adaptado de Ogata (1998).

Em seguida, Ziegler e Nichols encontraram experimentalmente a Equação (14) e a Equação(15).

$$Ku = \frac{2\Delta u}{R\theta} \quad (14)$$

$$Pu = 4\theta \quad (15)$$

Onde:

- Ku é ganho último;
- Δu é um degrau na saída do controlador;
- R é a taxa de variação da reta ilustrada na Figura 16;
- θ é o tempo morto.

Por meio de uma análise gráfica (Figura 16), observa-se que a taxa de variação pode ser representada em termos da constante de tempo e da saída do controlador, conforme a Equação (16).

$$R = \frac{\Delta y}{\tau} \quad (16)$$

Onde:

- Δy é o valor correspondente ao sinal de saída do sistema;
- τ é a constante de tempo.

Tem-se ainda o ganho do processo definido pela Equação (17):

$$K = \frac{\Delta y(\%)}{\Delta u(\%)} \quad (17)$$

Onde:

- K é o ganho do processo;
- $\Delta y(\%)$ é o valor percentual do sinal de saída do sistema em relação a um range definido;
- $\Delta u(\%)$ é o valor percentual do degrau provocado no controlador em relação a um range definido.

De posse das Equações (14), (15), (16) e (17), pode-se substituir a Tabela 3 pela Tabela 4. Nesta, os valores de sintonia do controlador estão em função somente da constante de tempo, do ganho do processo e do tempo morto. A obtenção destas variáveis, na prática, geralmente é mais fácil do que a obtenção do tempo e período últimos em um processo industrial (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006).

Tabela 4 - Sintonia de Controladores P, PI e PID em Malha Aberta

| Controlador | K_P | T_i | T_d |
|-------------|------------------------------------|----------------------|---------------------|
| P | $\tau/(K \times \theta)$ | - | - |
| PI | $0,9 \cdot \tau/(K \times \theta)$ | $0,33 \times \theta$ | - |
| PID | $1,2 \cdot \tau/(K \times \theta)$ | $2 \times \theta$ | $0,5 \times \theta$ |

Fonte: Campos e Teixeira (2006).

A vantagem deste método, é que a obtenção dos parâmetros da planta pode ser realizada sem a necessidade de expor a instalação à situação de estabilidade marginal (como no método em malha fechada para a obtenção de K_u e P_u). A função transferência no plano s após a aplicação de um degrau unitário pode ser aproximada para um sistema de primeira ordem com retardo de transporte, conforme a Equação (18) (OGATA, 1998).

$$G(s) = \frac{K \cdot e^{-\theta s}}{\tau s + 1} \quad (18)$$

Onde:

- $G(s)$ é a representação contínua no plano S da função transferência do processo;
- K é o ganho do processo;
- θ é o tempo morto do processo;
- τ do processo.

2.3.2.2. Método CHR

Este método, proposto por Chien, Hrones e Reswick em 1952, surgiu com a preocupação de melhorar o amortecimento passível de ser alcançado com a proposta de Ziegler e Nichols (ABDALLAH, 2004). Sua composição visa o critérios de desempenho de resposta mais rápida possível com 0% de *overshoot*. (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006).

Para tal, a perturbação do sistema a ser controlado foi dividida em dois tipos: por mudança de *setpoint* do controlador ou por perturbação na carga. A Tabela 5 mostra os valores de sintonia para o método CHR para a perturbação por mudança de *setpoint* e a Tabela 6 para a perturbação na carga.

Tabela 5 – Sintonia para Perturbação por Mudança de *Setpoint*

| Controlador | K_p | T_i | T_d |
|-------------|--|--------------------|--------------------|
| P | $\frac{0,3 \times \tau}{K \times \theta}$ | - | - |
| PI | $\frac{0,35 \times \tau}{K \times \theta}$ | $1,16 \times \tau$ | - |
| PID | $\frac{0,6 \times \tau}{K \times \theta}$ | τ | $\frac{\theta}{2}$ |

Fonte: Xue, Chen e Atherton (2007).

Tabela 6 - Sintonia para Perturbação na Carga

| Controlador | K_p | T_i | T_d |
|-------------|--|-------------------|----------------------|
| P | $\frac{0,3 \times \tau}{K \times \theta}$ | - | - |
| PI | $\frac{0,6 \times \tau}{K \times \theta}$ | $4 \times \tau$ | - |
| PID | $\frac{0,95 \times \tau}{K \times \theta}$ | $2,4 \times \tau$ | $0,42 \times \theta$ |

Fonte: Xue, Chen e Atherton (2007).

2.3.2.3. Método da Integral do Erro

A técnica da Integral do Erro foi primeiramente proposta num trabalho em 1967 para perturbações na carga e, posteriormente, estudada para variações no *setpoint* em 1969. Os critérios de desempenho utilizados para este método são os valores da integral de funções do erro dentro de uma janela de tempo em que seja possível eliminá-lo. As funções do erro mais frequentem para este processo são: IAE (*Integral of Absolute Error* – Integral do erro absoluto) descrita pela Equação (19) e ITAE (*Integral of Time multiplied by Absolute error* – Integral do tempo multiplicado pelo erro absoluto) definida pela Equação (20) (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006).

$$IAE = \int |e(t)|dt \quad (19)$$

$$ITAE = \int t \cdot |e(t)|dt \quad (20)$$

Onde:

- $e(t)$ é o erro em função do tempo;
- t é tempo.

Este método propõe uma resolução numérica para alcançar uma otimização da sintonia do controlador PID paralelo clássico, buscando o menor valor possível para a integral em estudo. Para tal, foi definido que para a perturbação na carga (LOPEZ, et al., 1967 apud CAMPOS; TEIXEIRA, 2006):

$$K_p = \frac{1}{K} \left[A \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^B \right] \quad (21)$$

$$T_d = \tau \left[E \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^F \right] \quad (22)$$

$$T_i = \frac{\tau}{\left[C \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^D \right]} \quad (23)$$

Onde:

- K , θ e τ são as mesmas constantes definidas pelo método de Ziegler e Nichols;
- A , B , C , D e E são valores constantes calculados e descritos na Tabela 7.

Tabela 7 - Valores das Constantes das A, B, C, D e E para perturbação na Carga

| Controlador | Critério | A | B | C | D | E | F |
|-------------|----------|-------|--------|-------|--------|-------|-------|
| PI | IAE | 0,984 | -0,986 | 0,608 | -0,707 | - | - |
| PI | ITAE | 0,859 | -0,977 | 0,674 | -0,68 | - | - |
| PID | IAE | 1,435 | -0,921 | 0,878 | -0,749 | 0,482 | 1,137 |
| PID | ITAE | 1,357 | -0,947 | 0,842 | -0,738 | 0,381 | 0,995 |

Fonte: Campos e Teixeira (2006).

Para a variação no *setpoint*, foi proposta uma alternativa semelhante: usa-se a Equação (21) em conjunto com a Equação (22), entretanto, a Equação (23) é substituída pela Equação (24) e os valores A, B, C, D e E são descritos pela Tabela 8 (ROVIRA, et al., 1969 apud CAMPOS; TEIXEIRA, 2006).

$$T_i = \frac{\tau}{\left[C + D \left(\frac{\theta}{\tau} \right) \right]} \quad (24)$$

Tabela 8 - Valores das Constantes A, B, C, D e E para Variação no *setpoint*

| Controlador | Critério | A | B | C | D | E | F |
|-------------|----------|-------|--------|-------|--------|-------|-------|
| PI | IAE | 0,758 | -0,861 | 0,608 | -0,323 | - | - |
| PI | ITAE | 0,586 | -0,916 | 0,674 | -0,165 | - | - |
| PID | IAE | 1,086 | -0,869 | 0,740 | -0,130 | 0,348 | 0,914 |
| PID | ITAE | 0,965 | -0,850 | 0,796 | -0,147 | 0,308 | 0,929 |

Fonte: Campos e Teixeira (2006).

2.3.2.4. Método do Modelo Interno

O Método do Modelo Interno ou IMC (*Internal Model Control*) foi primeiramente sugerido por Dahlin em 1968 com o objetivo de obter uma lei de

controle para um computador. Posteriormente, Rivera, Morali e Skogestad, propuseram utilizar este método para a sintonia de controladores PID em 1986 (CAMPOS; TEIXEIRA, 2006). Nele o tratamento matemático é feito de tal forma que, se fosse possível obter o conhecimento completo da modelagem do processo, o controle teoricamente perfeito poderia ser alcançado (THAM, 2002).

Neste tipo de sintonia, é modelado o processo no domínio da frequência, usando a estrutura em diagrama de blocos da Figura 17.

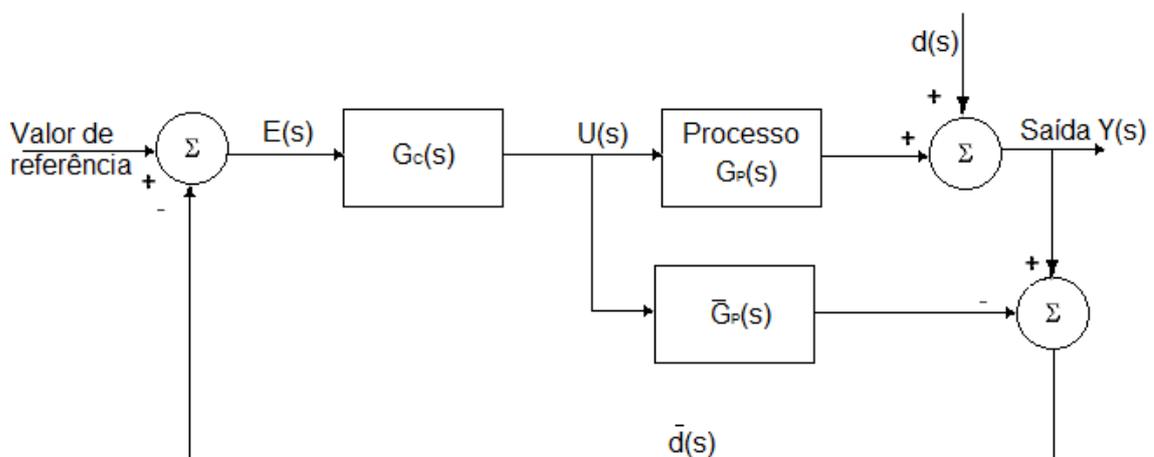


Figura 17 - Diagrama de Blocos da Estrutura IMC
Fonte: Tham (2002).

O termo $d(s)$ representa os distúrbios desconhecidos no processo no domínio da frequência. Ignorando-o, chega-se na Equação (26). Ao igualar essa à função transferência do modelo do processo e sabendo que o controlador PID no domínio da frequência é representado na Equação (25), tem-se os resultados expressados na Tabela 9 (na qual s vem da transformada de Laplace). Nota-se observando esta tabela que a constante de tempo desejada em malha fechada (λ) é diferente da obtida em malha aberta (τ) para esse método.

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{s}{T_i} + T_d s \right) \quad (25)$$

$$\frac{Y(s)}{SP(s)} = \frac{G_p(s) \cdot C(s)}{1 + G_p(s) \cdot C(s)} \quad (26)$$

Onde:

- $C(s)$ é o controlador no domínio da frequência;
- K_p é ganho proporcional;
- T_i é tempo integral;
- T_d é tempo derivativo;
- $Y(s)$ é a saída no domínio da frequência;
- $SP(s)$ é o *setpoint* no domínio da frequência;
- $G_p(s)$ é a função transferência da planta em questão no domínio da frequência.

Tabela 9 - Valores das Constantes do PID de Acordo com Exemplos de Modelo de Processo

| Modelo do Processo | K_p | T_i | T_d |
|--|--|-------------------|--|
| $\frac{K}{\tau s + 1}$ | $\frac{\tau}{K \times \lambda}$ | τ | - |
| $\frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}$ | $\frac{\tau_1 + \tau_2}{K \times \lambda}$ | $\tau_1 + \tau_2$ | $\frac{\tau_1 \times \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}$ |
| $\frac{K}{(\tau^2 s^2 + 2\xi\tau + 1)}$ | $\frac{2\xi\tau}{K \times \lambda}$ | $2\xi\tau$ | $\frac{\tau}{2\xi}$ |
| $\frac{K}{s}$ | $\frac{1}{K \times \lambda}$ | - | - |
| $\frac{K}{s(\tau s + 1)}$ | $\frac{1}{K \times \lambda}$ | - | τ |

Fonte: Campos e Teixeira (2006).

2.4. CONTROLE DISCRETO

Com a evolução da informática e dos equipamentos industriais, surgiu a possibilidade de projetar-se controladores dentro de uma topologia digital. Assim, placas de controladores analógicos puderam ser substituídas por circuitos microprocessados muito menores ou até mesmo micro computadores.

No caso deste trabalho, um computador simula situações onde o controle é contínuo no domínio do tempo por meio do software LabVIEW. Entretanto, para que isso seja possível, lógicas de controle discreto devem ser executadas implicitamente

pelo software. Por este motivo, a análise do controle discreto também deve ser descrita.

O controle digital trabalha com sinais discretos no tempo, ou seja, amostra-se um sinal contínuo em espaços de tempo (ver Figura 18). Esses espaços de tempo são conhecidos como tempo de amostragem e o seu inverso é a taxa de amostragem.

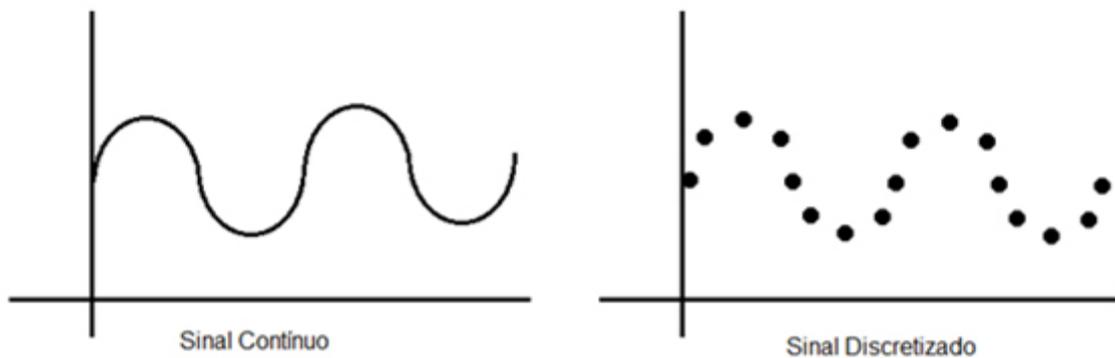


Figura 18 - Sinal contínuo e discretizado
Fonte: Autoria própria.

No entanto, o sinal amostrado da Figura 18 necessita de algumas modificações para ser analisado e trabalhado por meio de um dispositivo microprocessado. Primeiramente, é importante considerar que a taxa de amostragem deve ser de no mínimo duas vezes a banda passante do sinal para que não ocorram grandes distorções. Essa taxa de amostragem é chamada de Frequência de Nyquist (NISE, 2002).

Outro ponto importante a ser levado em consideração é que, na prática, os sinais manipulados não podem ser pontuais como o sinal discretizado da Figura 18, pois os dispositivos digitais não têm capacidade de manipular um sinal assim. Para resolver esse problema são implementados amostradores que tratam o sinal amostrado de modo a deixá-lo linear durante pequenos tempos consecutivos (NISE, 2002).

O amostrador mais comum é o ZOH (amostrador extrapolador de ordem zero) que lineariza o sinal amostrado, deixando-o com amplitude contínua durante tempos consecutivos de amostragem. A Figura 19 representa de maneira gráfica o funcionamento desse elemento.

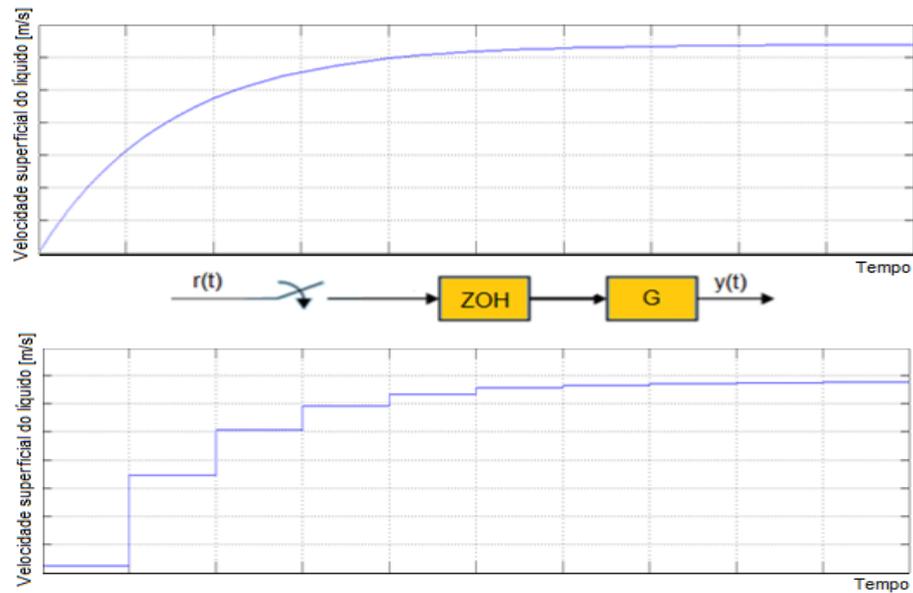


Figura 19 - Funcionamento do amostrador extrapolador de ordem zero (ZOH)
Fonte: Autoria própria.

A análise matemática de um sistema de controle discreto pode ser feita de duas maneiras. A primeira delas é no domínio do tempo para cada ciclo de processamento e a segunda no plano complexo que, ao invés de ser feita pela transformada de Laplace ou plano S (como acontece com sistemas de controle contínuos no domínio do tempo), é feita pela transformada Z. Isso ocorre porque a transformada Z, ao contrário da transformada de Laplace, leva em consideração a taxa de amostragem do sistema. Enquanto a estabilidade no plano S requer que os polos do sistema realimentado estejam no semi-plano esquerdo, este mesmo parâmetro exige que os polos de um sistema digital não saiam do círculo unitário do plano Z (NISE, 2002).

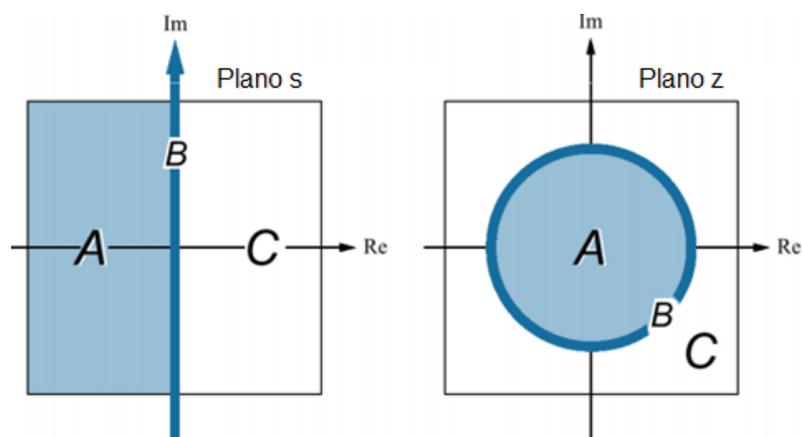


Figura 20 - Comparação da estabilidade no plano complexo para a transformada de Laplace e a transformada Z
Fonte: Adaptado Nise (2002).

A Equação (27) representa a transformação de uma planta contínua no tempo em uma planta amostrada por um amostrador extrapolador de ordem zero (NISE, 2002).

$$G(z) = (1 - z^{-1}) \times z \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \quad (27)$$

Onde:

- $G(z)$ é uma planta genérica discretizada por um amostrador de ordem zero;
- $G(s)$ é uma planta genérica contínua no tempo.

2.5. ATUADORES

Sistemas automaticamente controlados necessitam de um elemento que execute a manipulação do fluxo de matéria ou energia, com a finalidade de atuar no processo para corrigir a variável controlada quando há desvio em relação ao valor de referência. Essas tarefas resultam no transporte de fluidos, no controle de transferência de calor, na redução de pressão e diversas outras, dependendo da aplicação considerada (BEGA et al., 2003).

O equipamento responsável por essa manipulação é denominado atuador. Diversos são os equipamentos com essa funcionalidade, e neste capítulo serão abordados aqueles relevantes à planta piloto de escoamento multifásico estudada: a bomba industrial, que no laboratório funciona em conjunto com o conversor de frequência para realizar a circulação de água nos dutos e a válvula de controle, que atualmente possui acionamento manual com a finalidade de injeção de ar no sistema.

2.5.1. Bombas industriais

Bombas industriais podem ser definidas como máquinas operatrizes hidráulicas que adicionam energia a um líquido com o intuito de transportá-lo dentro de uma tubulação obedecendo às condições do processo. Estas bombas recebem energia de uma fonte motora e transferem parte dessa ao fluido na forma de pressão, energia cinética ou ambas. Como resultado tem-se o aumento da pressão e velocidade no fluido (MATTOS; FALCO, 1992).

A energia transferida da bomba para o líquido pode ser obtida através da diferença dos trinômios de Bernoulli medidos na saída e entrada do equipamento. Nos casos reais de escoamento existe uma perda de energia relacionada ao atrito ao longo da tubulação, chamada de perda de carga do sistema (h_f). A Equação (28) considera esta perda de carga.

$$Z_1 + \frac{P_1}{\rho + g} + \frac{V_1^2}{2g} = Z_2 + \frac{P_2}{\rho + g} + \frac{V_2^2}{2g} + h_f \quad (28)$$

Onde:

- Z_i é a altura relativa no ponto “i” do escoamento [m];
- P_i é a pressão no ponto “i” do escoamento [Pa];
- V_i é a velocidade do fluido no ponto “i” do escoamento [m/s²];
- ρ é a massa específica do fluido [kg/m³];
- g é a aceleração da gravidade [m/s²];
- h_f é a perda de carga no sistema [m].

As bombas hidráulicas podem ser classificadas em relação à forma com que fornecem energia ao líquido. A Figura 21 apresenta a classificação dos principais tipos de bombas.

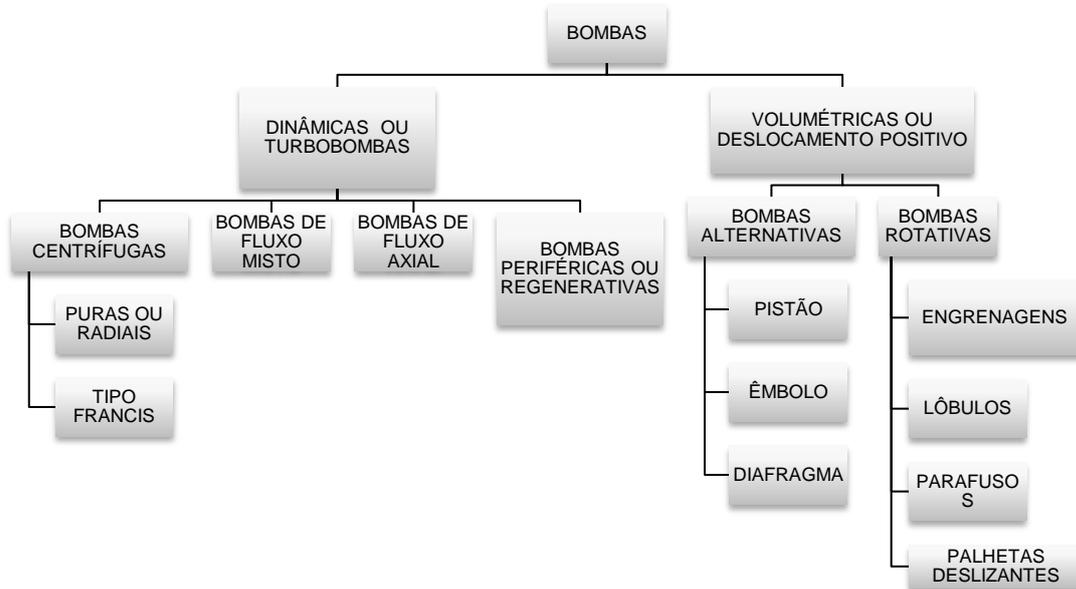


Figura 21 - Classificação dos principais tipos de bombas
 Fonte: Adaptado de Mattos e Falco (1992).

O mecanismo responsável por fornecer energia ao líquido, acelerando-o, é denominado impelidor ou impulsor. Devido à força centrífuga o líquido é acelerado em direção à extremidade do impelidor gerando uma zona de baixa pressão na sucção, forçando o escoamento do fluido do lado de baixa pressão para preencher este vazio. Na terminação do impelidor está um difusor responsável pelo aumento da área, resultando na diminuição da velocidade e aumento da pressão na descarga (CAMPO; TEIXEIRA, 2006). A Figura 22 ilustra as principais partes constituintes de uma bomba hidráulica.

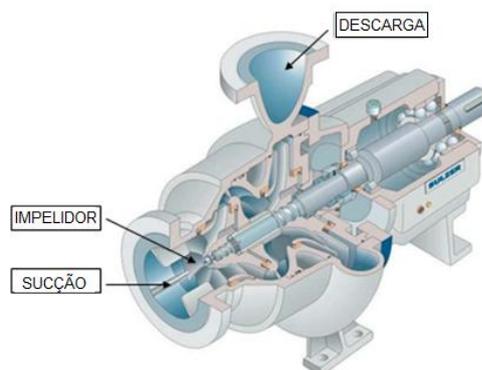


Figura 22 – Corte bomba centrífuga
 Fonte: Adaptado de Sulzer Pumps (2005).

2.5.1.1. Controle associado à bomba industriais

Dentro dos processos industriais o controle do escoamento do líquido através da bomba muitas vezes é necessário. Uma forma de atuar-se na curva da bomba é aplicando-se um variador de rotação (CAMPO; TEIXEIRA, 2006).

Utilizando-se um conversor de frequência a vazão desejada é atingida mudando-se a curva da bomba. Possui como vantagem a economia de energia e dispensa a utilização de uma válvula para controle. A Figura 23 exibe o esquema de comando e curva deste tipo de controle.

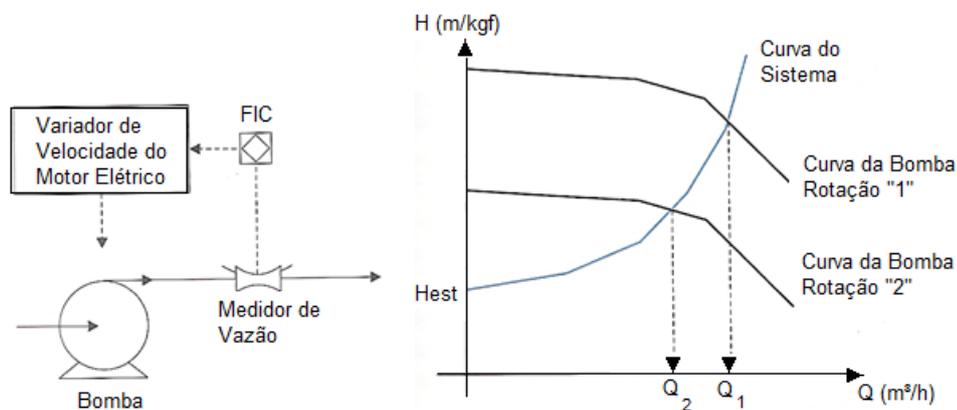


Figura 23 - Esquema e curva da bomba com controle através de variador de velocidade
 Fonte: Adaptado de Campos e Teixeira (2006).

Diversos são os motivos para se controlar a velocidade de máquinas elétricas, tais como bombas: a economia de energia, aumento da eficiência e o ajuste do torque à necessidade do processo são alguns exemplos. O conversor de frequência, utilizado para atender uma dessas finalidades, embora comercialmente seja denominado de inversor, na realidade é um conjunto de módulos que apresentam funções específicas, sendo o inversor apenas um deles. Para essa regulação existem quatro tipos básicos de controle: escalar, vetorial *sensorless*, controle de fluxo vetorial e controle de campo orientado.

A Figura 24 representa a união dos blocos que formam o conversor de frequência que pode ser utilizado em um motor de indução trifásica.

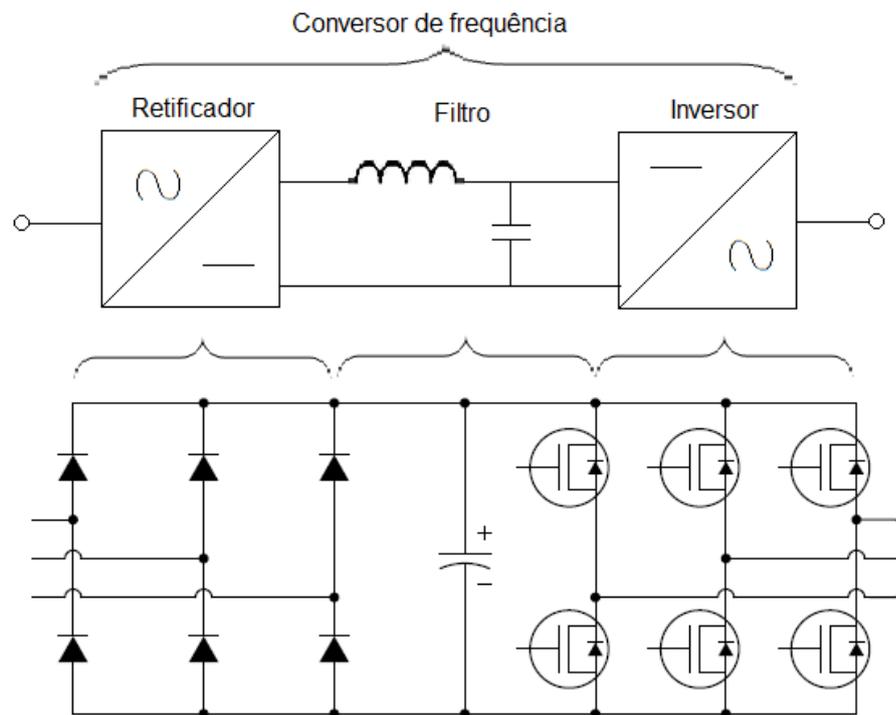


Figura 24 - Conversor de Frequência
Fonte: Adaptado de Kuphaldt (2012).

O primeiro componente desse equipamento é o retificador, que tem como finalidade transformar a tensão alternada proveniente da rede de alimentação (normalmente de 60 Hz) em contínua. Para este circuito são utilizados diodos, e desta forma a passagem de corrente é permitida em apenas um sentido, gerando um sinal contínuo e pulsante. Em seguida tem-se o filtro, que tem como função regular a tensão retificada.

O último bloco é formado pelos transistores bipolares de porta isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistor - IGBTs*) que invertem o sinal regulado pelo filtro num alternado, com tensão e frequência variáveis. Através do processo de abertura e fechamento intercalados dos semicondutores, o sentido da corrente passa a ser invertido, ou seja, a tensão aplicada ao motor torna-se alternada. De acordo com a frequência de chaveamento dos IGBTs a velocidade de rotação do motor modifica-se de maneira proporcional.

Para efetuar o controle remoto da velocidade comumente utilizam-se as entradas analógicas do equipamento, pois, na prática é inviável o acionamento local do conversor pelas teclas da interface homem-máquina. Utilizando dessa funcionalidade, é possível trabalhar com sinais de tensão (0 a 10 V) ou de corrente (4 a 20 mA) de duas maneiras distintas. A primeira delas é através da conexão de

um potenciômetro que pode funcionar como divisor de tensão, devido à existência de uma fonte de 10 V. A segunda é através de uma fonte de tensão ou corrente externa, que pode ser fornecida por um controlador externo (FRANCHI, 2009).

2.5.2. Válvulas de controle

Um dos atuadores mais comuns em sistemas industriais é a válvula de controle. Esse instrumento tem a função de restringir o fluxo que passa através de uma tubulação sob o comando de um sistema de automação, tal como o sinal a partir de um circuito controlador, um *software* de controle ou dispositivo de lógica, como um programador lógico de controle.

Existem válvulas destinadas ao controle discreto (aberta ou fechada), e outras para estrangular o fluxo em qualquer vazão entre a vedação completa e abertura total. A Figura 25 representa os componentes principais de uma válvula de controle genérica.

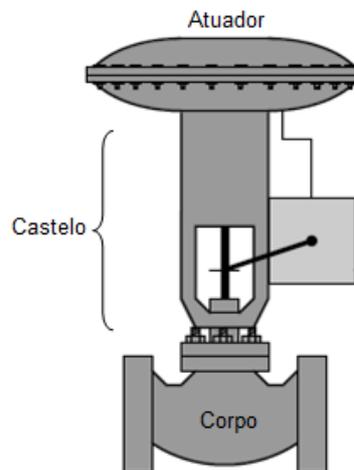


Figura 25 - Válvula de Controle
Fonte: Adaptado de Kuphaldt (2012).

O atuador é o componente responsável pela força motriz necessária para a realização do trabalho. Pode ter acionamento manual, pneumático, hidráulico ou elétrico. A parte que o conecta ao corpo da válvula é o castelo, que também tem a função de guiar a haste de vedação e alojar o sistema de selagem do fluido.

O último componente é o corpo, por onde o fluido passa e é estrangulado pelo obturador, executando a ação de controle. A Tabela 10 apresenta como esses

podem ser classificados de acordo com o deslocamento da haste, podendo ser linear ou rotativo. Devido a grande quantidade de tipos de válvulas, apenas as mais utilizadas serão tratadas detalhadamente.

Tabela 10 - Classificação do Corpo da Válvula

| Deslocamento | Válvula |
|---------------------|---|
| Linear | Globo (sede simples, sede dupla, três vias, gaiola e angular) |
| | Diafragma |
| | Bipartido |
| | Guilhotina |
| Rotativo | Borboleta |
| | Esfera |
| | Obturador excêntrico |

Fonte: Autoria própria.

As válvulas globo restringem o fluxo através da alteração da distância entre uma parte móvel, denominada obturador, e a sede, que funciona como assento. Ainda que apresente diversos modos de construção, como descrito na Tabela 10, as do tipo sede simples e sede dupla são as que possuem maior número de aplicações. As diferenças construtivas entre esses dois modelos podem ser observadas na Figura 26.

Em comparação a outros modelos, esses equipamentos apresentam a vantagem de possuir alta rangeabilidade e possuir obturador reversível. As desvantagens são principalmente relacionadas à baixa recuperação de pressão.

O propósito de um equipamento com duas sedes é diminuir a força necessária para estancar o fluído. Essa redução de esforço deve-se ao surgimento de forças opostas e paralelas à haste do obturador graças à pressão diferencial causada pela passagem do fluxo. Essas forças contrárias (F_2 e F_3 na Figura 26) praticamente anulam-se, ou seja, o trabalho realizado é menos afetado pela pressão do processo. Em contrapartida, em uma válvula globo de sede simples haverá apenas uma força (F_1 na Figura 26) que se oporá ao estancamento da válvula.

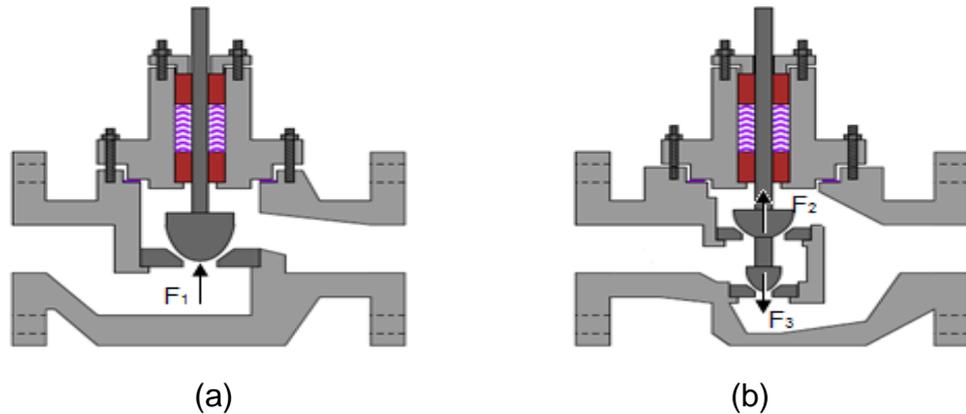


Figura 26 - Aspectos Construtivos da Válvula Globo (a) Sede Simples e (b) Sede Dupla
 Fonte: Kuphaldt (2012).

A válvula agulha pode ser classificada como um tipo de válvula globo, com a característica de um controle fino e alta perda de carga, cuja cunha de fechamento é feita através de uma agulha ou *plug*.

Outro tipo de válvula de controle amplamente utilizada na indústria em aplicações que requerem a manipulação de fluidos com sólidos em suspensão é a do tipo esfera. Elas possuem esta denominação devido ao formato da peça que impede a passagem do fluxo: uma esfera vazada, como ilustra a Figura 27 (a).

Embora não apresentem desempenho satisfatório em altas quedas de pressão, as válvulas esfera apresentam excelente característica de controle, boa rangeabilidade e custo acessível.

Com o princípio de deslocamento rotativo da haste do obturador, as válvulas borboleta, Figura 27 (b), constituem um dos tipos mais antigos desse dispositivo de controle. São recomendadas devido à boa recuperação de pressão, necessidade de pequeno espaço para sua instalação e ao baixo custo.

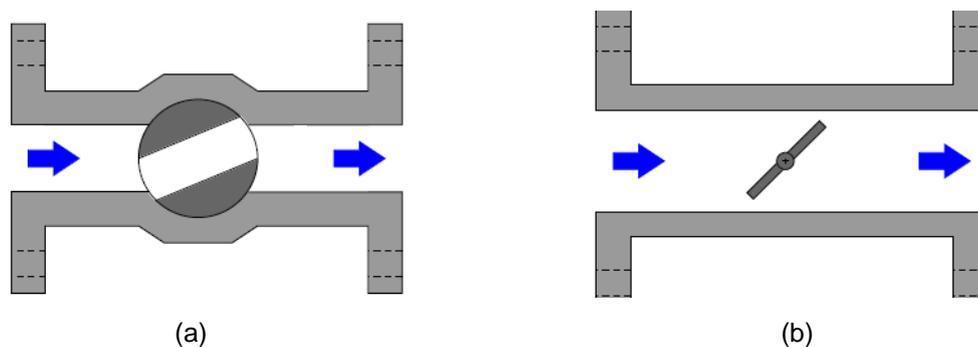


Figura 27 - (a) Válvula Esfera e (b) Válvula Borboleta
 Fonte: Kuphaldt (2012).

A “borboleta” é um disco que gira perpendicularmente ao percurso do fluido na tubulação. Quando paralelo à direção do fluxo, ocorre o mínimo de obstrução enquanto quando perpendicular, o disco bloqueia completamente a passagem. Uma ideia similar ao que ocorre no estancamento da válvula esfera.

2.6. LabVIEW

O Ambiente de Trabalho para Engenharia de Instrumentação Virtual (*Laboratory Virtual Instruments Engineering Workbench* - LabVIEW), desenvolvido pela National Instruments, pode ser definido como uma linguagem de programação gráfica para desenvolvimento de aplicativos orientada ao objeto, também conhecida como linguagem G. Assim como as demais linguagens com esta característica, ela possui um compilador capaz de proporcionar interfaces amigáveis de comando, funções e propriedades pré-definidas (REGAZZI; PEREIRA; SILVA JR., 2005). Diferente dos outros códigos de programação que utilizam linhas de comando na forma de texto, esta ferramenta permite usar uma estrutura na forma de gráficos (painel de interface) e diagramas (instruções e funções lógicas) para criar o código de programação em blocos.

Os programas em LabVIEW são chamados de instrumentos virtuais (VIs) devido à sua aparência e operação imitarem instrumentos físicos, tais como osciloscópios e multímetros. VIs são executados com base no conceito da programação do fluxo de dados. Isso significa que a execução de um bloco ocorre somente quando todos os dados são disponibilizados em suas entradas. As informações na saída do bloco são então enviadas para todos os outros elementos conectados a ele. O fluxo de dados pró-programação permite que as operações múltiplas sejam realizadas em paralelo, uma vez que a sua execução é determinada pelo fluxo de dados e não por linhas sequenciais de código (KEHTARNAVAZ; KIM, 2005).

Como resultado, tem-se um rápido processo de aprendizagem e possibilidade do reaproveitamento de alguns blocos em outros programas, o que não pode ser comumente observado nas linguagens de programação convencionais. A linguagem de programação gráfica, utilizada pelo LabVIEW, é uma ferramenta

altamente produtiva para teste e medição (T & M), construção de sistemas de aquisição de dados, instrumentação e controle, análise de dados, entre outras aplicações (BITTER; MOHIUDDIN; NAWROCKI, 2007).

Os programas em LabVIEW são compostos por três componentes principais: o painel frontal, o diagrama de blocos e o painel de ícones e conectores. O painel frontal serve de interface com o usuário e é utilizado para exibir controladores e indicadores, e o diagrama de blocos contém o código fonte do programa (REGAZZI; PEREIRA; SILVA JR., 2005). A Figura 28 exibe o ambiente de programação do software LabVIEW.

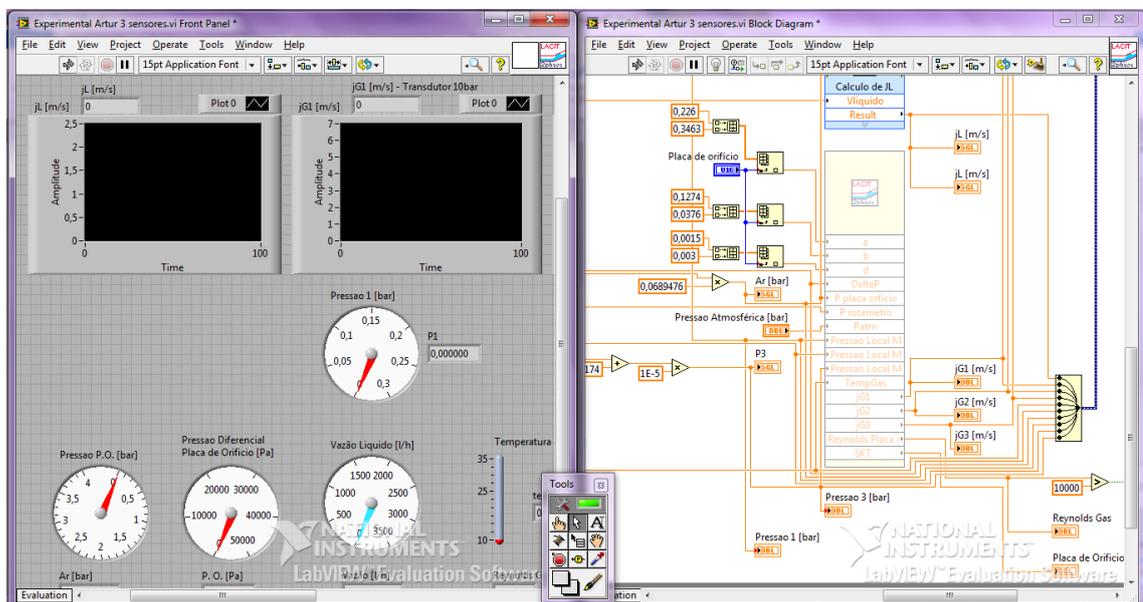


Figura 28 - Ambiente de programação LabVIEW
Fonte: Fonte: Autoria própria.

Quando um VI é alocado dentro do diagrama de blocos de outro instrumento virtual, este é chamado de subVI, e pode ser classificado como uma função ou subrotina. Por serem modulares, VIs ou subVIs podem ser executados independentemente (KEHTARNAVAZ; KIM, 2005).

2.6.1. Painel frontal

O painel frontal fornece a interface entre o usuário e o diagrama de blocos. Através dele é possível inserir as variáveis de entrada a serem processadas e

observar as variáveis de saída (REGAZZI; PEREIRA; SILVA JR., 2005). Tem como principal característica a similaridade a um painel de medição real, disponibilizando ao usuário controladores (*Knobs, pushbuttons, dials, etc.*) e indicadores (gráficos, LEDs e medidores) (KEHTARNAVAZ; KIM, 2005).

2.6.2. Diagrama de blocos

O diagrama de blocos (DB) é a área de programação da VI, onde está contido o código fonte. Um DB contém ícones terminais, nós, fios e estruturas. Ícones terminais são interfaces através das quais dados são trocados entre o painel frontal e o diagrama de blocos. Os componentes do diagrama representam os nós por onde as informações passam, executando uma determinada função ou subVI e obedecendo a lógica estabelecida pelo programador. Os fios conectam os componentes e ícones terminais estabelecendo e determinando o fluxo de dados (KEHTARNAVAZ; KIM, 2005).

Estruturas como repetições ou execuções condicionais são usadas para controlar a trajetória dos dados de um programa. Podem-se utilizar estruturas como: ciclos ou laços de interações (*looping, for loop* ou *while loop*), sequências, casos verdadeiro ou falso e funções aritméticas (REGAZZI; PEREIRA; SILVA JR., 2005).

2.6.3. Painel de ícones e conectores

Um subVI é representado através de um ícone de conexão dentro de outro instrumento virtual. Esta representação gráfica possui entradas, passagens de parâmetros e a saída, que disponibiliza a resposta em função do algoritmo presente na sub-rotina. O painel de ícones e conectores é o conjunto de terminais que corresponde aos controles e indicadores do VI, definindo entradas (controladores) e saídas (indicadores) para este. (REGAZZI; PEREIRA; SILVA JR., 2005). A Figura 29 representa o painel de ícones e conectores para um VI genérico.

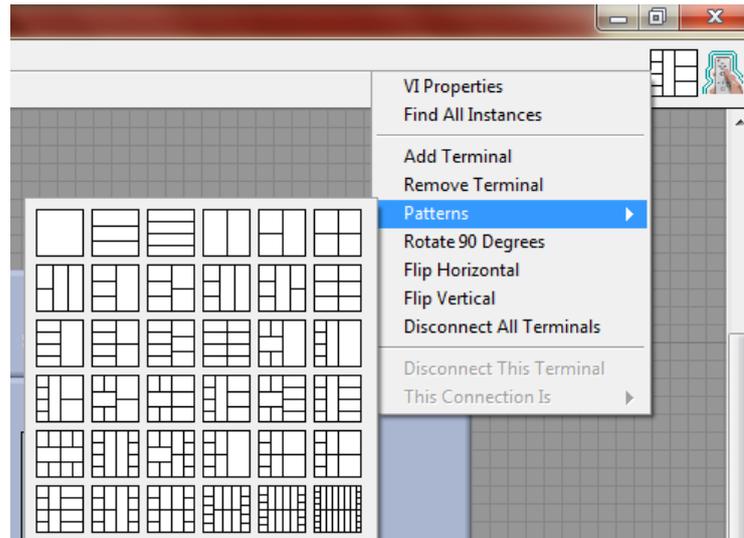


Figura 29 – Painel de ícones e conectores no software LabVIEW
Fonte: Autoria própria.

2.6.4. Aquisição de dados e interfaces de comunicação

A aquisição de dados (*Data Acquisition - DAQ*) consiste em mensurar, analisar e documentar um fenômeno físico. Nela, o sinal de entrada deve ser filtrado (filtro *anti-aliasing*) e compatível com o conversor. Já para se converter o sinal digital em analógico é necessário utilizar um filtro de reconstrução e um *buffer* de saída (REGAZZI; PEREIRA; SILVA JR., 2005). Existem outros fatores que afetam a qualidade do sinal digitalizado, são estes: modo, resolução, faixa, ganho, taxa de amostragem, precisão e ruído. A Figura 30 representa um sistema genérico de aquisição de dados.

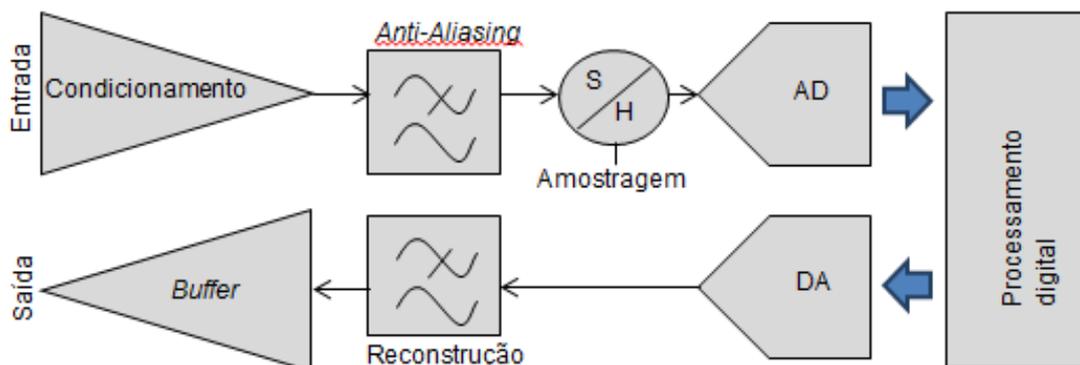


Figura 30 - Elementos básicos de um sistema de aquisição de dados
Fonte: Adaptado de Regazzi, Pereira e Silva Jr. (2005).

O LabVIEW inclui um conjunto de VIs capazes de configurar, adquirir dados e enviá-los a dispositivos DAQ. De forma geral, um dispositivo pode executar várias funções, como operações de conversão analógico/digital (A/D), de conversão digital/analógico (D/A), de I/O digital e de contador/temporizador.

Os sistemas de aquisição de dados são escolhidos levando-se em consideração o sistema operacional e plataforma de hardware em que serão aplicados. A comunicação entre o computador e o módulo de aquisição pode ser promovida através de vários barramentos, como a porta serial, a porta paralela, USB e a rede Ethernet. Esses sistemas são práticos para aplicações remotas de DAQ e de controle (SANTOS, 2009).

2.6.5. Controle PID no software LabVIEW

O programa LabVIEW fornece um *kit* de ferramentas para construção de aplicações de controle utilizando PID. Para realizar a interface entre o sistema e o computador, pode-se utilizar um hardware I/O, como por exemplo, uma placa de aquisição (DAQ). Abaixo estão algumas aplicações que podem ser desenvolvidas utilizando-se os blocos PID contidos no LabVIEW.

- Algoritmos utilizando controle proporcional (P), proporcional e integral (PI), proporcional e derivativo (PD) e proporcional, integral e derivativo (PID);
- Agenda de ganhos PID;
- PID *autotuning*;
- Compensação *Lead-Lag*;
- Geração de arquivo de *setpoint*;
- Controle em cascata *multi-loop*;
- Controle *feedforward*;
- Controle de *override* (seletor mínimo e máximo);
- Controle de taxa/ bias.

Combinando-se os blocos PID com outros operadores matemáticos contidos no *software*, estratégias de controle reais podem ser criadas (LabVIEW: Manual do usuário *toolkit* PID e lógica *Fuzzy*, 2009).

2.6.5.1. Bloco PID

O instrumento virtual PID possui entradas para a referência (*setpoint*), variável de processo (*process variable*), ganhos do PID (*PID gains*), faixa de variação da variável manipulada (*output range*) e comando para reinicialização (*reinitialize? (F)*). A entrada para ganhos do PID é formada por um conjunto de três valores, sendo estes: o ganho proporcional (K_p), tempo integral (T_i) e tempo derivativo (T_d). A Figura 31 ilustra as entradas e saídas desse bloco (LabVIEW: Manual do usuário *toolkit* PID e lógica *Fuzzy*, 2009).

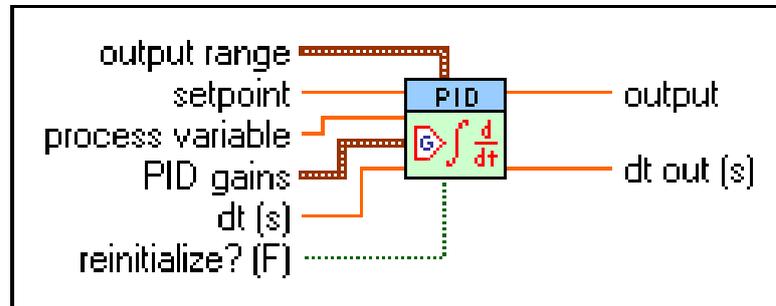


Figura 31 – PID VI
Fonte: LabVIEW Help 2011.

2.6.5.2. Bloco PID *ADVANCED*

O bloco *PID Advanced* possui os mesmos dados de entrada do bloco PID, com adição de alguns recursos opcionais avançados. A Figura 32 ilustra este VI (LabVIEW: Manual do usuário *toolkit* PID e lógica *Fuzzy*, 2009).

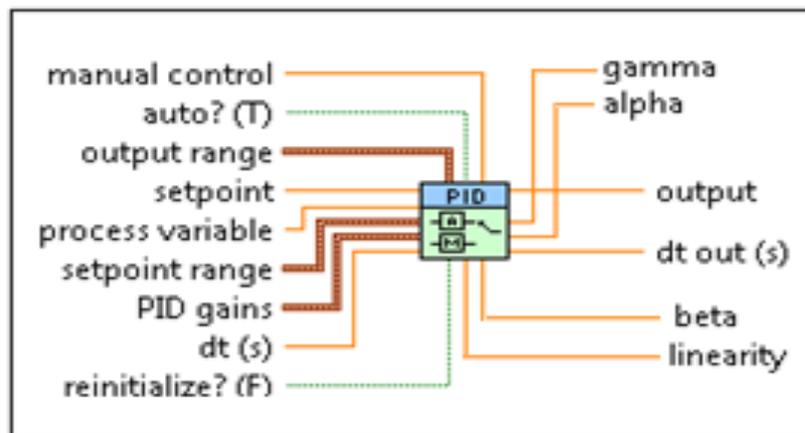


Figura 32 – PID Advanced VI
Fonte: LabVIEW Help 2011.

O algoritmo deste VI calcula o erro levando em consideração a faixa da variável de referência (*setpoint range*) e a linearidade (*linearity*). O fator de linearidade L especifica a linearidade da resposta de erro. A faixa de validade de linearidade é de 0 a 1. Um valor de 1 proporciona uma resposta linear normal, enquanto que um valor de 0,1 proporciona uma resposta aproximadamente parabólica. O VI usa esse parâmetro para o cálculo do erro não linear e para o cálculo do fator de ganho não linear. A Equação (29) expressa o cálculo do erro para este bloco.

$$e(k) = (SP - PV_f) \left(L + (1 - L) \times \frac{|SP - PV_f|}{SP_{range}} \right) \quad (29)$$

Onde:

- $e(k)$ é o erro do controlador na iteração k ;
- SP é o valor da variável de referência;
- PV_f é o valor da variável de processo;
- L é o fator de linearidade da resposta ao erro;
- SP_{range} é a faixa de valores admissíveis para a variável de referência.

Um fator beta (β) é utilizado para o cálculo do erro na ação proporcional. Este parâmetro especifica o fator de rejeição a perturbações no *setpoint*. Em muitas aplicações, alterações no *setpoint* são geralmente maiores e mais rápidas do que perturbações na carga, ao mesmo tempo estas perturbações aparecem como uma

saída lenta da variável controlada. A sintonia do PID para uma boa resposta a distúrbios na carga, muitas vezes resulta em valores de SP com oscilação inaceitável. O fator β , quando configurado para menos de um, reduz o *overshoot* da resposta do *setpoint* sem afetar a resposta da carga a perturbações.

2.6.5.3. Bloco PID *AUTOTUNING DESIGN*

A funcionalidade de identificar automaticamente o modelo de processo e sintonizar o controlador a partir dos parâmetros levantados é chamada de sintonização automática, ou *autotuning*. Para que os dados da planta sejam obtidos, um experimento de identificação deve ser realizado a pedido do operador e os valores calculados para o PID serão atualizados ao final da etapa (VISIOLI, 2006).

Dentro do *toolkit* PID, o *software* LabVIEW fornece blocos para *autotuning*. Entre os VIs disponibilizados está o *PID Autotuning Design*, bloco que implementa a sintonização automática de acordo com o tipo de controlador (*Type of Controller*) e método selecionado, sendo estes: método heurístico de Ziegler e Nichols, *Internal Model Control*, Cohen-Coon e Chien-Hrones-Reswick. Este VI utiliza sinais de estímulo (*stimulus signal*) e sinais de resposta (*response signal*) para calcular os parâmetros da planta (*Plant Parameters*), retornando os ganhos do controlador (PID *gains*), e pode ser útil quando não são conhecidas informações suficientes do sistema a ser sintonizado (LabVIEW: Manual do usuário *toolkit* PID e lógica *Fuzzy*, 2009). A Figura 33 ilustra o bloco mencionado.

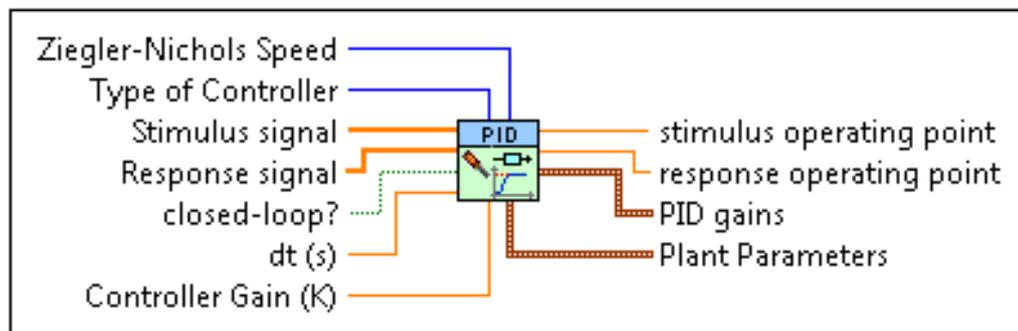


Figura 33 – *PID Autotuning Design* VI.
Fonte: LabVIEW Help, 2011

3. METODOLOGIA

Neste capítulo será apresentada a metodologia desenvolvida para a obtenção dos resultados finais deste trabalho. Será abordada a confecção dos circuitos de interface, a programação realizada no *software* de supervisão e controle e o levantamento experimental da função transferência do sistema.

Para atender a proposta de desenvolvimento de um sistema supervisor e de controle para a planta de escoamento multifásico do LACIT, foi necessária a construção de circuitos que condicionassem o sinal de comunicação entre uma placa de aquisição de dados *NI USB-6009* da *National Instruments* e os atuadores (a válvula de ar e a motobomba). Esses circuitos, juntamente com outros que compõem a camada física do protocolo Fieldbus, foram dimensionados e montados dentro de um painel de automação (**Anexo A – Painel desenvolvido**). A Figura 34 exemplifica a montagem final do painel.

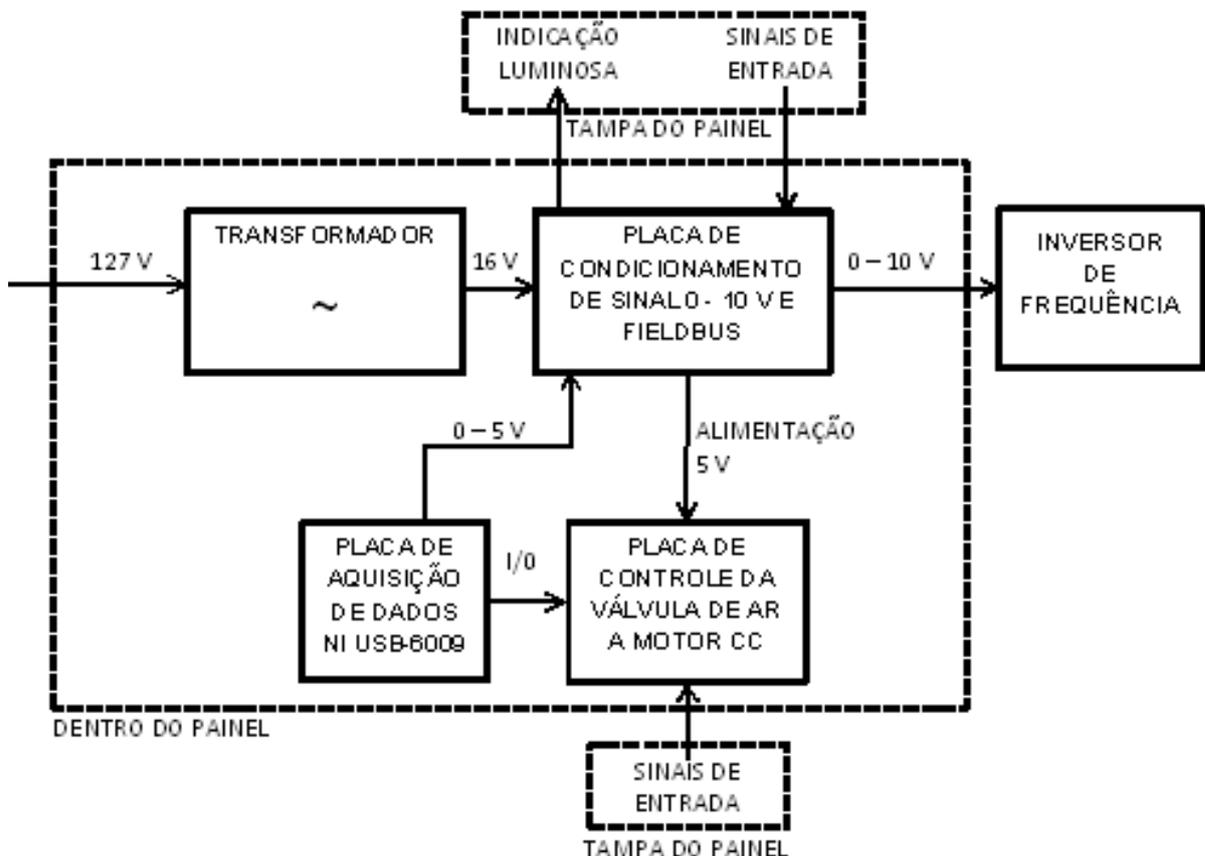


Figura 34 – Diagrama do painel
 Fonte: Autoria própria.

Algumas placas mostradas na Figura 34 correspondem a projetos específicos desenvolvidos para a aplicação deste trabalho que condicionam e/ou modificam os sinais provenientes de comandos computacionais até chegar nos atuadores do processo e por esse motivo merecem melhor detalhamento.

3.1. PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAL 0 - 10 V E FIELDBUS

A placa indicada no diagrama da Figura 34 como placa de condicionamento de sinal 0-10 V e Fieldbus, é a responsável pelo condicionamento final dos sinais de controle da motobomba e da futura válvula proporcional que operam a 0-10 V. Estes saem da placa de aquisição de dados NI USB-6009 da *National Instruments* com valor de tensão entre 0 V e 5 V e têm o seu valor dobrado por um amplificador (com ganho 2) para operar entre 0 V e 10 V. O diagrama de blocos da parte do circuito responsável pelo controle dos atuadores esta apresentado na Figura 35, e para melhor entendimento, o diagrama lógico completo da placa de condicionamento de sinal 0 - 10 V e Fieldbus encontra-se no Anexo B.

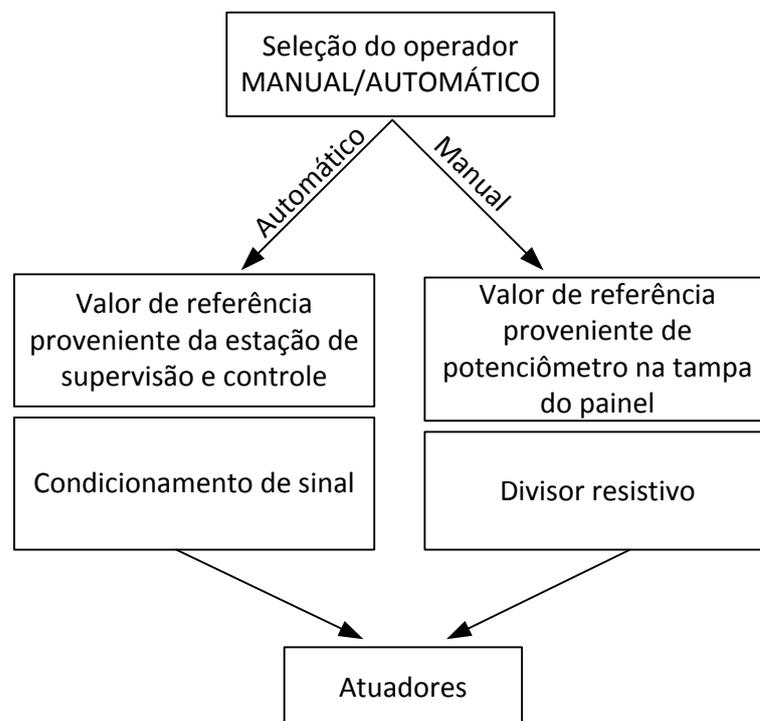


Figura 35 – Diagrama de blocos da placa principal referente ao controle dos atuadores
 Fonte: Autoria própria.

Uma segunda funcionalidade importante dessa placa é a seleção de manual e automático da motobomba e da válvula de ar. No caso da motobomba, optando pela seleção manual, a posição de um potenciômetro instalado na tampa do painel determina a tensão com que o conversor de frequência responsável pelo acionamento da motobomba opera, chegando-se, assim, a um valor de vazão. Já na seleção automática, quem determina o valor de tensão que o conversor de frequência entrega para a motobomba é a lógica executada pelo LabVIEW.

Para a válvula proporcional a lógica é análoga: um potenciômetro controla a posição do obturador manualmente, que, por sua vez, determina a vazão através da válvula. Na seleção automática também é o comando executado pelo LabVIEW que determina a vazão da válvula.

A terceira funcionalidade desta placa é separada do circuito de controle e trata-se de um filtro que compõe parte da camada física do protocolo Fieldbus.

Para projetar os circuitos que compõem esta placa foram utilizados os *softwares* Multisim 11.0 para montar o diagrama lógico e o Ultiboard 11.0 para fazer o *layout* da placa de circuito impresso.

3.2. PLACA DE CONTROLE DA VÁLVULA DE AR A MOTOR CC

Além do desenvolvimento do *hardware* de condicionamento de sinal para uma válvula proporcional de 0-10 V para o controle da vazão de ar, foi confeccionada outra placa (indicada na Figura 34 como placa de controle da válvula de ar a motor CC) para controlar uma segunda válvula construída no LACIT, enquanto a válvula proporcional definitiva não for adquirida pelo laboratório.

Esse atuador que permite a entrada de ar no sistema é uma válvula tipo agulha com conexão de um quarto de polegada acoplada a um motor de corrente contínua com uma caixa de redução embutida. Este acoplamento permite uma movimentação suave da válvula por acionamento elétrico.

Para controle do motor CC foi escolhido o circuito integrado L293D (Anexo C), facilmente encontrado em lojas de componentes eletrônicos. De acordo com os sinais nos pinos de entrada do componente, a saída do CI será de 5 V, -5 V ou 0 V.

Tabela 11- Tabela verdade do circuito integrado L293D

| Entrada 1 (pino 2) | Entrada 2 (pino 7) | Saída (pinos 3 e 14) |
|--------------------|--------------------|----------------------|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | -5 V |
| 1 | 0 | 5 V |
| 1 | 1 | 0 |

Fonte: Autoria própria.

Devido à propriedade de funcionamento do L293D é possível realizar o chaveamento correto nas entradas 1 e 2 (Tabela 11) obtendo um valor de tensão na saída do CI que dependendo da polaridade fará o sentido do giro do motor alterar, ora abrindo, ora fechando a válvula.

Por tratar-se de uma válvula confeccionada pelo próprio LACIT, este atuador não apresenta todas as funcionalidades de uma válvula comercial. Dos problemas encontrados em sua utilização pode-se citar a dificuldade no controle de posição de funcionamento.

Outro aspecto negativo encontrado refere-se ao momento em que a válvula já atingiu o seu fim de curso (totalmente aberta ou totalmente fechada) e o valor de referência ainda não foi atingindo. Isto pode ser devido a distúrbios como a falta de pressão no pulmão de ar que alimenta o sistema ou até erros de medição dos sensores da planta. Quando isto acontece, o motor continua tentando girar, o rotor trava e uma sobre corrente é exigida, o que é prejudicial ao circuito.

Para resolver esse problema, utilizou-se um microcontrolador PIC16F877a no circuito. Quando o rotor trava a tensão cai gradativamente e é sentida pelo conversor A/D do microcontrolador que desabilita o sinal do pino de ativação do CI L293D. A partir deste evento, a alimentação do motor no sentido de abertura ou fechamento da válvula é interrompida.

O código fonte do firmware (Anexo E) para o PIC16F877 foi desenvolvido no compilador em linguagem C para microcontroladores MikroC PRO. Após o desenvolvimento da programação, efetuou-se a montagem do circuito no *software* *ISIS Schematic Capture* - Proteus, pois além do esquemático de circuitos eletrônicos ele é capaz de realizar a simulações com microcontroladores. O esquema da Figura 36 é o diagrama em blocos circuito de controle da vazão de ar para a válvula com motor CC. O esquema elétrico completo encontra-se no Anexo D.

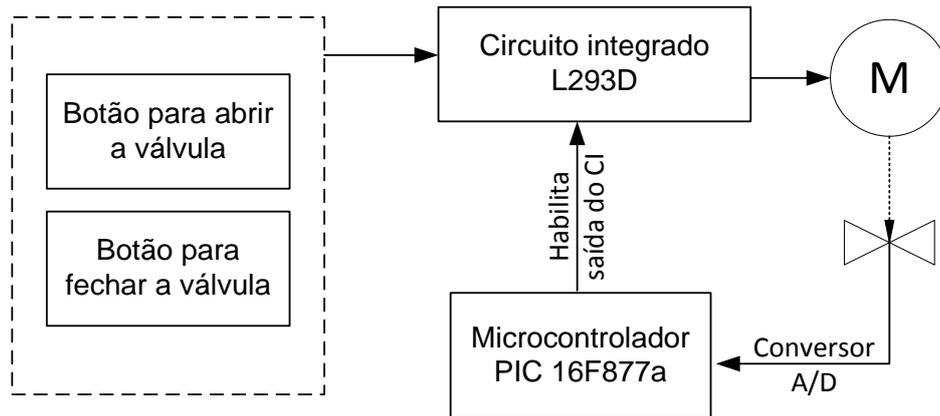


Figura 36- Diagrama de blocos do controle da válvula de gás a motor CC
Fonte: Autoria própria.

Através do programa *ISIS Schematic Capture* é possível exportar o esquemático para outro software do pacote *Proteus Suite*, o *ARES PCB Layout*, que é um sistema para o desenho de *PCBs* (*Printed Circuit Board* -placa de circuito impresso) de alto desempenho que auxilia o desenvolvedor a realizar o projeto do circuito.

3.3. PROGRAMA LABVIEW

Para aquisição e controle das variáveis de processo provenientes da planta, desenvolveu-se um instrumento virtual através do programa LabVIEW. O painel frontal deste VI foi subdividido em três abas, sendo estas:

- **Aba principal:** utilizada pelo usuário final para aquisição dos parâmetros medidos no circuito de água e de ar, tais como: fluxo mássico [kg/s], fluxo volumétrico [m³/s], temperatura [°C] e outros. Permite a visualização em forma gráfica da vazão de água e ar na entrada da planta. Na prática, esses valores de vazão são manipulados levando em consideração a área da tubulação que percorrem. Essa relação é apresentada no *software* como velocidade superficial do líquido (jL) [m/s] e do ar (jG) [m/s]. O controle dessas duas variáveis pode ser selecionado como manual ou automático. O controle manual regula a variável manipulada através de um potenciômetro externo alocado no painel elétrico, já o

controle automático, utiliza os parâmetros obtidos ou inseridos na aba “Sintonização água” para manipular esta variável. A Figura 37 apresenta esta aba.

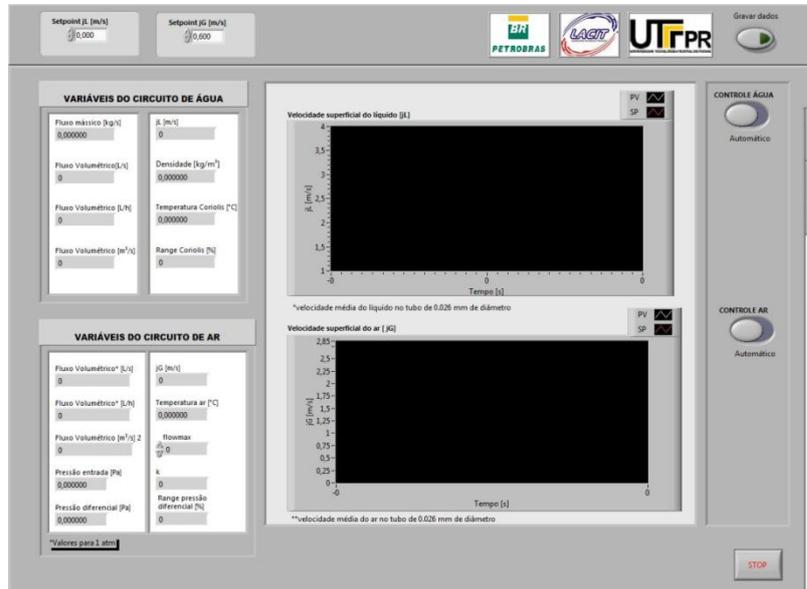


Figura 37 – Aba Principal do painel frontal
Fonte: Autoria própria.

- **Supervisório:** esta aba permite a visualização em tempo real das variáveis de processo, indicando sua localização dentro da planta piloto de escoamento multifásico e auxiliando o usuário durante sua utilização. A Figura 38 ilustra este sistema supervisório.

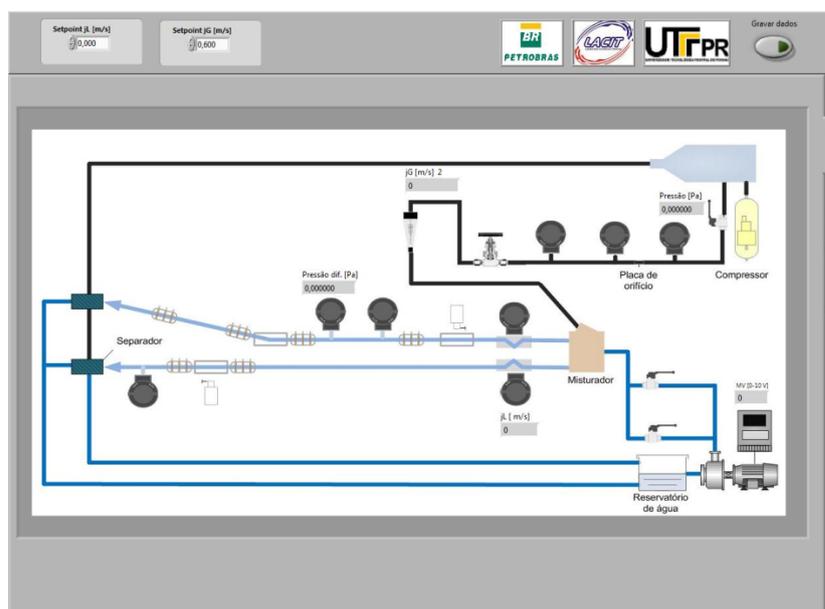


Figura 38 – Aba Supervisório do painel frontal
Fonte: Autoria própria.

- Sintonização água: aba desenvolvida para a sintonização automática (*autotuning*) ou inserção dos parâmetros ganho proporcional (Kp), tempo integral (Ti) e tempo derivativo (Td) do controlador PID, calculados através dos métodos de sintonização abordados no capítulo 2.4.2 deste trabalho. Para a sintonização automática, esta aba disponibiliza a aplicação de um degrau na variável manipulada do circuito de água e, utilizando os métodos descritos na seção 2.7.5.3, retorna os ganhos do controlador PID. A Figura 39 apresenta a tela de interface contendo a aba responsável pela sintonização do controlador do circuito de água.

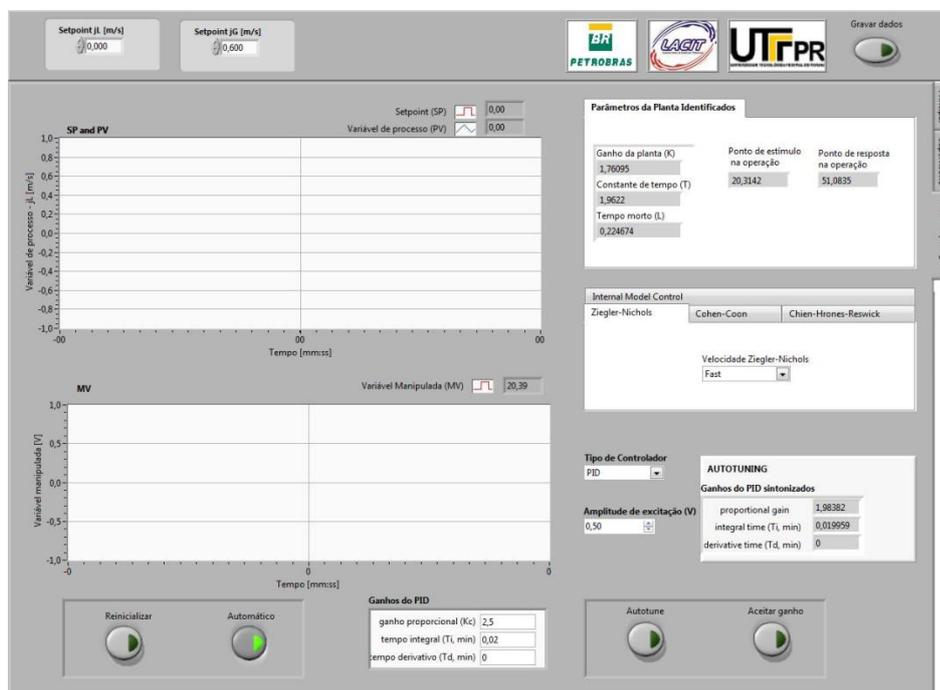


Figura 39 – Aba Sintonização água do painel frontal
Fonte: Autoria própria.

O algoritmo de controle desenvolvido apresenta três laços de iteração do tipo *while*, sendo caracterizados como: controle principal, controle da água e controle da água (*autotuning*).

O laço denominado como controle principal, recebe todos os dados captados pelos sensores conectados a planta e transmitidos na rede FOUNDATION Fieldbus. As variáveis de interesse são calculadas através de algumas manipulações matemáticas para análise da planta e disponibilizadas através de indicadores no painel frontal (aba principal). Para as variáveis *setpoint jL* (valor de referência da velocidade superficial de líquido), *setpoint jG* (valor de referência da velocidade superficial de gás), *jL* (velocidade superficial de líquido) e *jG* (velocidade superficial

de gás) são criadas variáveis locais para que estes valores possam ser utilizados nos demais laços de controle. A Figura 40 apresenta o diagrama de blocos que contém esse controle e o Anexo F mostra a programação completa no *LabVIEW*.

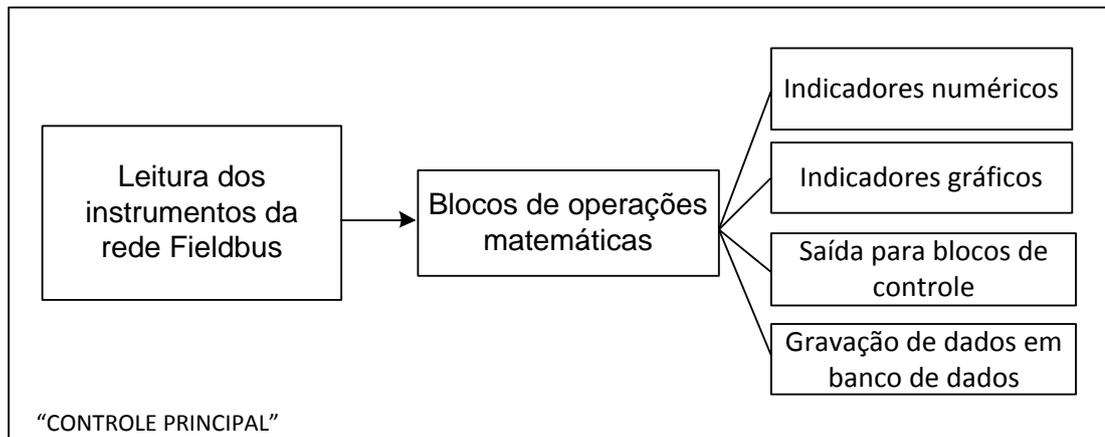


Figura 40 – Laço de controle principal da VI
Fonte: Autoria própria.

O controle da água é realizado através dos valores de ganho parametrizados no painel frontal (aba sintonização) e inseridos no bloco *PID Advanced*. O sinal de saída do controlador é adaptado para um valor proporcional de 0 a 10 V e enviado ao inversor de frequência através do laço denominado “controle de água”.

Caso o *autotuning* seja selecionado para sintonização do controle de água da planta, o valor configurado para a amplitude de excitação é aplicado sobre a variável manipulada. O laço de controle utiliza um *buffer* para captar os valores da saída de controle (MV) e da variável de processo e transmitir ao laço do programa responsável pelo *autotuning*.

O processo de *autotuning* recebe o método de sintonização selecionado e retorna os valores de K_p , T_i e T_d calculados dentro do laço denominado “controle de água - *autotuning*”. Ao final desta etapa, o usuário deverá decidir entre aceitar ou não os valores de ganho retornados.

3.4. LEVANTAMENTO EXPERIMENTAL DA FUNÇÃO TRANSFERÊNCIA DO SISTEMA

Calcularam-se os parâmetros necessários para o levantamento da função transferência da planta através do método heurístico de Ziegler e Nichols em malha aberta apresentado na sessão 2.3 deste mesmo trabalho, através da análise da resposta da planta mediante a aplicação de um degrau na entrada do processo.

Para obterem-se os parâmetros K , τ e θ , para a representação dinâmica do processo por meio da função transferência de primeira ordem foi montada uma VI com comunicação entre os sensores e a estação de supervisão para a obtenção dos gráficos padrões de um teste na planta em malha aberta.

O degrau aplicado à planta é transmitido via *software* e enviado ao atuador do processo segundo a Figura 41.

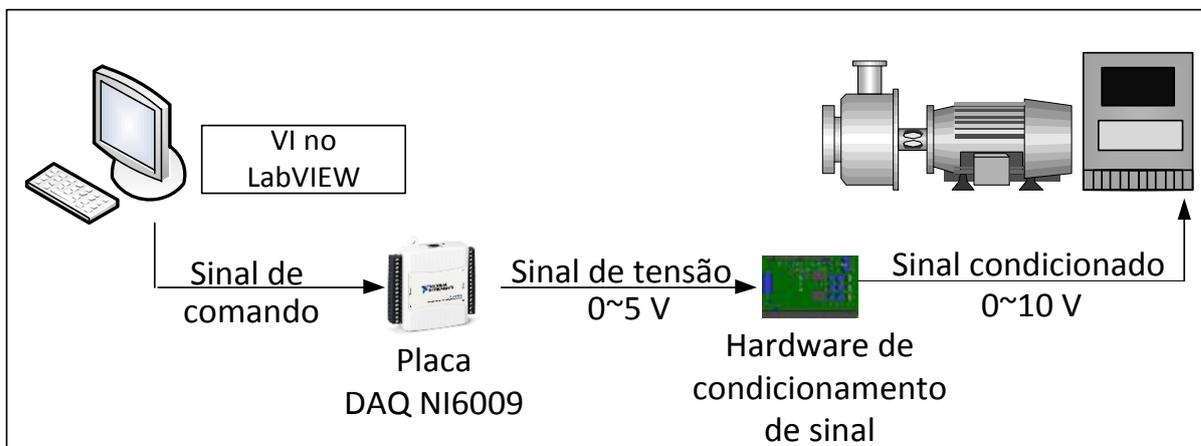


Figura 41 - Controle da motobomba
Fonte: Autoria própria.

Para o ensaio da planta de escoamento foi aplicado um degrau de 6 V na variável manipulada (tensão de alimentação do conjunto motobomba-inversor) possibilitando efetuar as análises gráficas da resposta da variável de processo (jL - velocidade superficial do líquido), A Figura 42 mostra o gráfico apresentado no painel frontal do *software*.

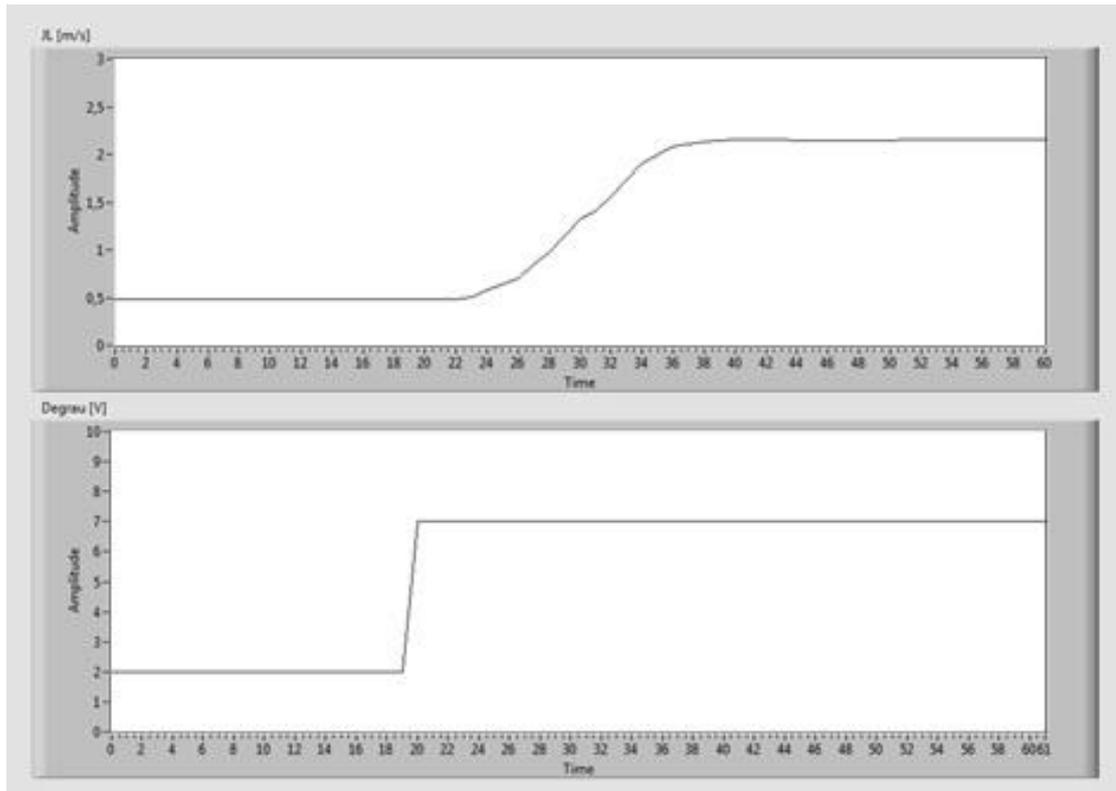


Figura 42- Painel frontal desenvolvido – gráfico $jL(t)$ e Degrau(t)
Fonte: Autoria própria.

Para facilitar a obtenção dos parâmetros K, θ e τ os dados de tempo, velocidade do líquido e tensão aplicada no atuador do sistema (2 V ou 8 V) além de obtidos graficamente, foram salvos em uma planilha de dados.

Foram realizados 3 ensaios sob condições idênticas no circuito de baixa pressão da planta, a fim de minimizar os possíveis erros provenientes de uma coleta insuficiente de informações ou possíveis distúrbios.

No caso específico dessa planta, a utilização do protocolo FOUNDATION Fieldbus para aquisição dos dados é mais uma variável que atrapalha a obtenção da função transferência. Isso ocorre, pois a taxa de amostragem é baixa, em torno de uma amostra por segundo, o que deixa mais imprecisa a aquisição de dados. Para resolver esse problema, utilizou-se um medidor de vazão separado da rede Fieldbus, operando linearmente para valores de saída entre 4-20 mA. Ou seja, 20 mA representa a vazão máxima e 4 mA a vazão mínima.

Dos valores dos três ensaios calculou-se a média dos parâmetros obtidos, o ganho, o tempo morto e a constante de tempo da planta, como mostra a Tabela 12.

Tabela 12- Parâmetros dos ensaios

| Parâmetro | Ensaio 1 | Ensaio 2 | Ensaio 3 | Média |
|-----------|----------|----------|----------|----------|
| K | 1,14078 | 1,13728 | 1,13729 | 1,13845 |
| θ | 0,01666 | 0,01701 | 0,01597 | 0,01655 |
| τ | 0,043923 | 0,044097 | 0,045139 | 0,044386 |

Fonte: Autoria própria

Com as médias dos resultados da Tabela 12, obtém-se a função transferência da planta amostrada, representada na Equação (30) por $Ga(s)$, no domínio da frequência.

$$Ga(s) = \frac{K e^{-\theta s}}{\tau s + 1} = \frac{1,13845 \cdot e^{-0,01655s}}{0,04438652s + 1} \quad (30)$$

Onde:

- $Ga(s)$ é a função transferência amostrada;
- θ é o tempo morto do sistema [min];
- τ é a constante de tempo [s].

Para facilitar o cálculo da planta na forma discreta, retirou-se o atraso do sistema da função transferência ($\theta = 0$), como mostra a Equação (31). A partir daí, o atraso será representado por um bloco na simulação (ver Figura 43).

$$Ga(s) = \frac{K}{\tau s + 1}$$

$$Ga(s) = \frac{K/\tau \cdot 1}{s + 1/\tau} = \frac{0,424763}{s + 0,375489} \quad (31)$$

Como abordado no referencial teórico, um sistema discreto possui uma um equivalente contínuo, que é determinado pela sua taxa ou frequência de amostragem. Para realizar a verificação dos resultados obtidos, é necessário encontrar a função transferência (FT) discreta da planta. O primeiro passo é buscar a FT amostrada no domínio da frequência e através de cálculos matemáticos fazer a conversão para o domínio discreto.

Com a adição do amostrador de ordem zero que é representado por $Goh(s)$, encontra-se a função transferência da planta amostrada no domínio discreto, conforme Equação (32).

$$Z\{Ga.Goh(s)\} = \frac{z-1}{z} \cdot Z\left\{\frac{0,424763}{s+0,375489} \cdot \frac{1}{s}\right\} \quad (32)$$

Como não existe transformação direta, efetua-se a decomposição da função $GaGoh(s)$ pelo método das frações parciais:

$$Ga.Goh(s) = \frac{0,424763}{s(s+0,375489)} = \frac{A}{s} + \frac{B}{s+0,375489}$$

$$Ga.Goh(s) = \frac{1,13122621}{s} + \frac{-1,13122621}{s+0,375489}$$

E, portanto, através da Equação (32) obtém-se a Equação (33), que é a função transferência da planta amostrada no domínio discreto.

$$Z\{Ga.Goh(s)\} = \frac{z-1}{z} \cdot Z\left\{\frac{1,13122621}{s} - \frac{1,13122621}{s+0,375489}\right\}$$

$$Ga(z) = \frac{z-1}{z} \cdot \left(\frac{1,13122621z}{z-1} - \frac{1,13122621z}{z-e^{-0,375489.T}}\right), \quad \text{onde } T \approx 1\text{segundo}$$

$$Ga(z) = \frac{0,35413}{(z-0,68695327)} \quad (33)$$

Uma consideração importante a ser feita a partir da equação (33) é que a função transferência da planta varia conforme a taxa de amostragem (T), observada como de 1 segundo para a rede do laboratório. Dessa maneira, pode-se dizer que a estabilidade de um sistema de controle discreto está diretamente relacionada com a taxa de amostragem.

Para confirmar a conformidade da função transferência obtida, utilizou-se a ferramenta Simulink do *software* MATLAB para simular um o degrau mostrado na Figura 42. O diagrama de blocos da simulação é apresentado na Figura 43.

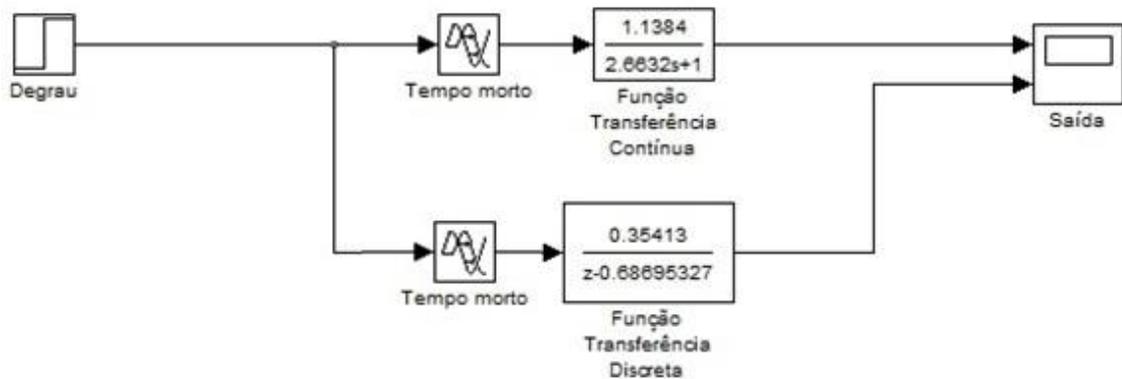


Figura 43 – Diagrama de blocos da simulação da resposta da planta discreta e contínua em malha aberta para um degrau de $jL = 1,62$ m/s
 Fonte: Autoria própria.

Como resultado, obtiveram-se os gráficos da Figura 44, onde é possível observar que função transferência da planta amostrada está coerente com a calculada para a planta discretizada com um amostrador de ordem zero e período de amostragem de 1 segundo.

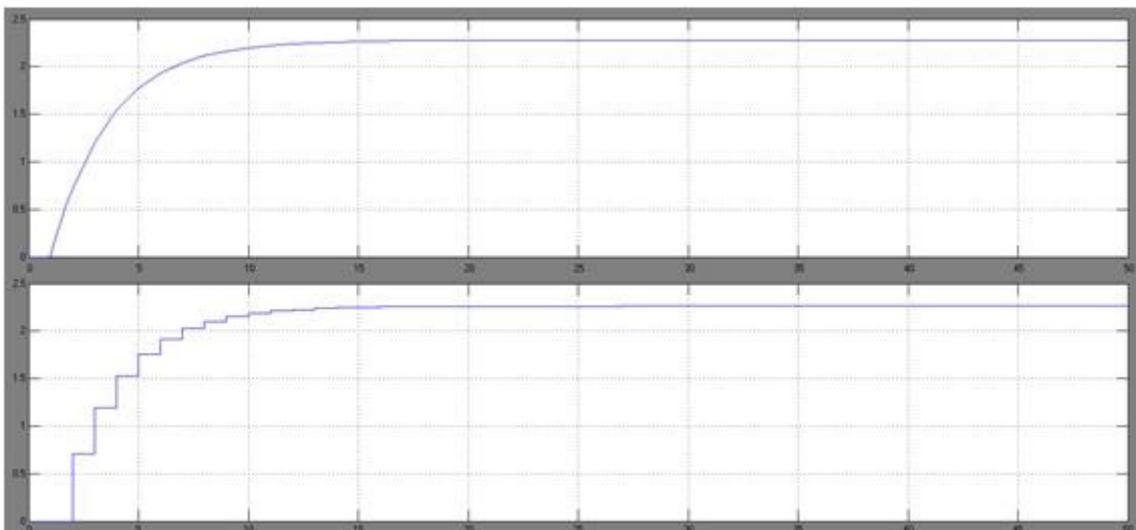


Figura 44 – Gráficos simulação de resposta a um degrau para a planta contínua (em cima) e discretizada com um amostrador de ordem zero (embaixo)
 Fonte: Autoria própria.

Apesar de ter-se simulado os controladores digitais no MATLAB, os resultados não corresponderam ao esperado porque o LabVIEW apresenta as suas

lógicas de controle em blocos fechados e com filtros dedicados, impossibilitando modelar o método utilizado para simular o controlador contínuo (para o qual foi feito o estudo teórico). Isso acarreta que, sem saber o método de emulação e os parâmetros de filtragem do controlador, chega-se a respostas distintas para valores de K_p , T_i e T_d iguais.

Para analisar a estabilidade da planta com a adição dos controladores PID, é necessário emular o controlador discretizado e encontrar a função transferência em malha fechada desse sistema. A emulação do controlador consiste em efetuar a substituição das parcelas 's' por um valor referente à transformada Z e a um período de amostragem (T) conforme a Tabela 13. Para a análise de estabilidade do sistema foi escolhido o método Euler Backward.

Tabela 13 - Substituição de s pelo método de emulação Euler Backward

| Contínuo | Euler Backward |
|----------|--------------------|
| S | $\frac{z - 1}{zT}$ |

Fonte: Autoria própria.

Realizada essa adição, mapeiam-se os pólos do sistema no plano Z e então se conclui que a planta pode ser controlada de forma estável, já que não existem pólos fora do círculo unitário, conforme Figura 45.

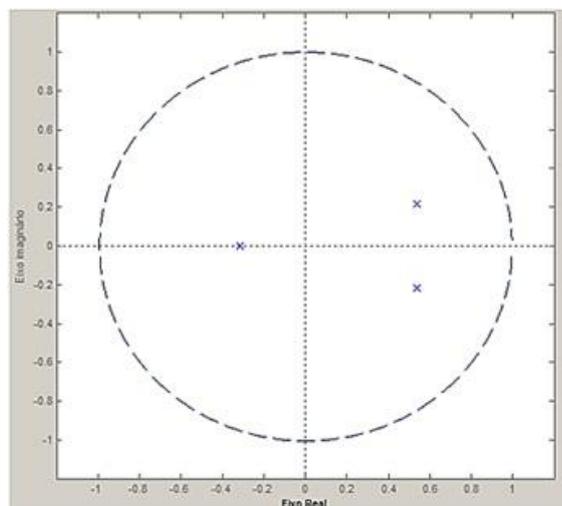


Figura 45- Representação no plano Z da planta e controlador PID calculada no programa MATLAB
Fonte: Autoria própria.

4. RESULTADOS

4.1. SINTONIA MANUAL DO PID

Para os métodos mais adequados à planta descritos na seção 2.3.2, calcularam-se os valores dos ganhos do PI e PID, utilizando os valores de K , θ e τ , Tabela 4, Tabela 5, Tabela 6, Tabela 7, Tabela 8 e Tabela 9. Os valores calculados foram inseridos como parâmetros de entrada do bloco PID *Advanced* da VI de supervisão e controle desenvolvida.

O cálculo do controlador apenas proporcional não foi analisado porque essa arquitetura não oferece a correção do erro estacionário para uma entrada do tipo degrau. Desenvolvendo-se a equação do teorema do valor final, Equação (11), para uma entrada degrau no sistema estudado, conclui-se que com apenas a adição do ganho do controlador, o erro estacionário não é nulo.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{R(s)}{1 + Ga(s)}$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1/s}{1 + \frac{0,424763}{s + 0,375489}}$$

$$e(\infty) = 0,4692$$

Onde:

- $e(\infty)$ é o erro de regime;
- $R(s)$ é a entrada do sistema;
- $Ga(s)$ é a função transferência do sistema amostrado;

Todos os ensaios de verificação dos resultados foram realizados estabilizando a vazão de água no sistema em 0,5 m/s. Posteriormente, foram aplicados três degraus: no primeiro, estabeleceu-se o valor de referência em 2,5

m/s, no segundo, em 1,0 m/s e no terceiro 2,0 m/s. Para todos os degraus esperou-se a estabilização do sistema antes de realizar-se a próxima mudança.

4.1.1. Controladores PI e PID pelo método heurístico de Ziegler e Nichols em malha aberta

A partir da Tabela 12, foram calculados os valores de K_p , T_i e T_d para controladores PI e PID, que podem ser observados na Tabela 14.

Tabela 14- Ganhos dos controladores PI e PID pelo método heurístico de Ziegler e Nichols em malha aberta

| Controlador | K_p | T_i | T_d |
|-------------|----------|----------|----------|
| PI | 2,120103 | 0,055115 | - |
| PID | 2,826803 | 0,033102 | 0,008275 |

Fonte: Autoria própria.

A Figura 46 traz a resposta prática na planta experimental para a variável de processo (em azul) conforme os parâmetros do PI calculados e os valores de referência anteriormente mencionados (em vermelho).

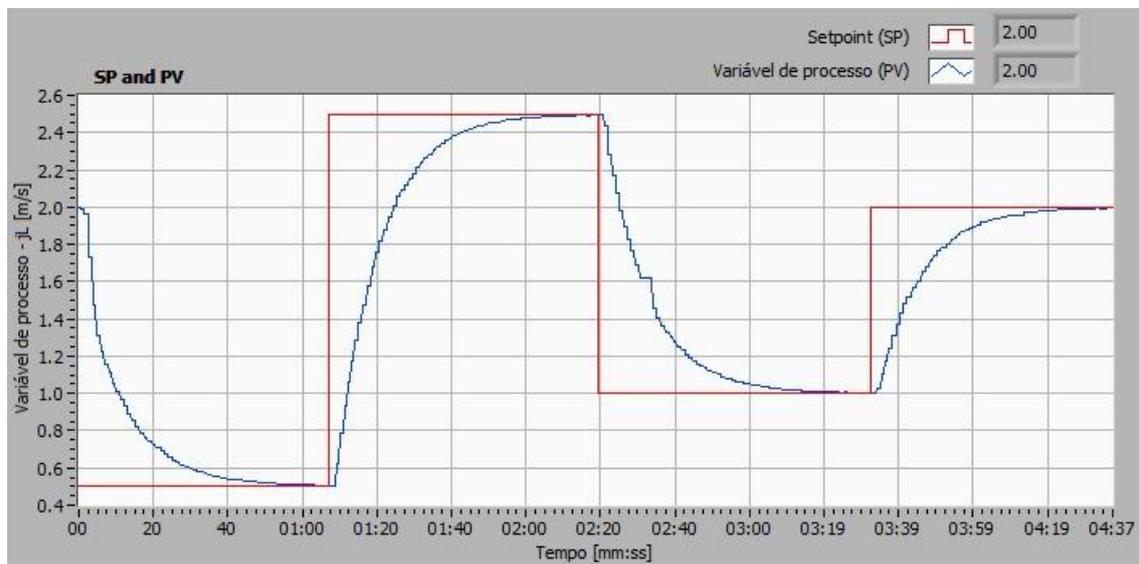


Figura 46 – Resposta da planta com PI pelo método Ziegler e Nichols
Fonte: Autoria própria.

A Figura 47 demonstra a resposta da variável de processo (em azul) quando aplicados diferentes valores de referência (vermelho), utilizando os parâmetros do PID calculados.

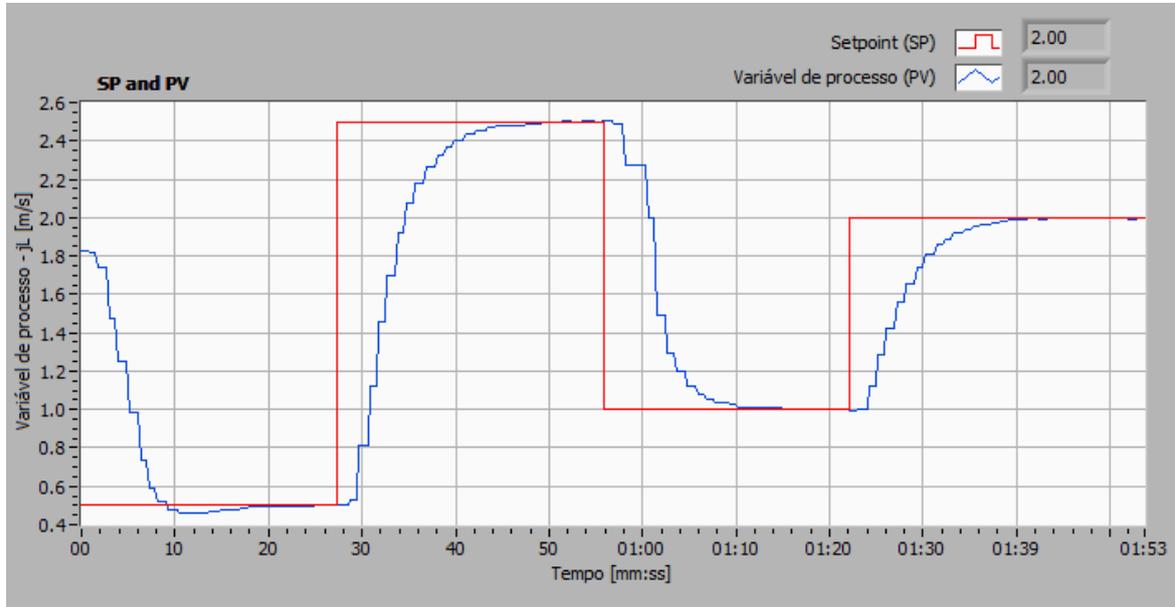


Figura 47- Resposta da planta com PID pelo método heurístico de Ziegler e Nichols em malha aberta

Fonte: Autoria própria.

4.1.2. Controladores PI e PID pelo método CHR com 0% de ultrapassagem

A partir da Tabela 5 foram calculados os valores de K_p , T_i e T_d , que podem ser observados na Tabela 15.

Tabela 15- Ganhos dos controladores PI e PID pelo método CHR com *overshoot* de 0%

| Controlador | K_p | T_i | T_d |
|-------------|----------|----------|----------|
| PI | 0,824484 | 0,051488 | - |
| PID | 1,413402 | 0,044387 | 0,007779 |

Fonte: Autoria própria.

A resposta da variável de processo (em azul) baseada nos valores calculados do controle PI, quando aplicados diferentes valores de referência (em vermelho), pode ser observada na Figura 48.

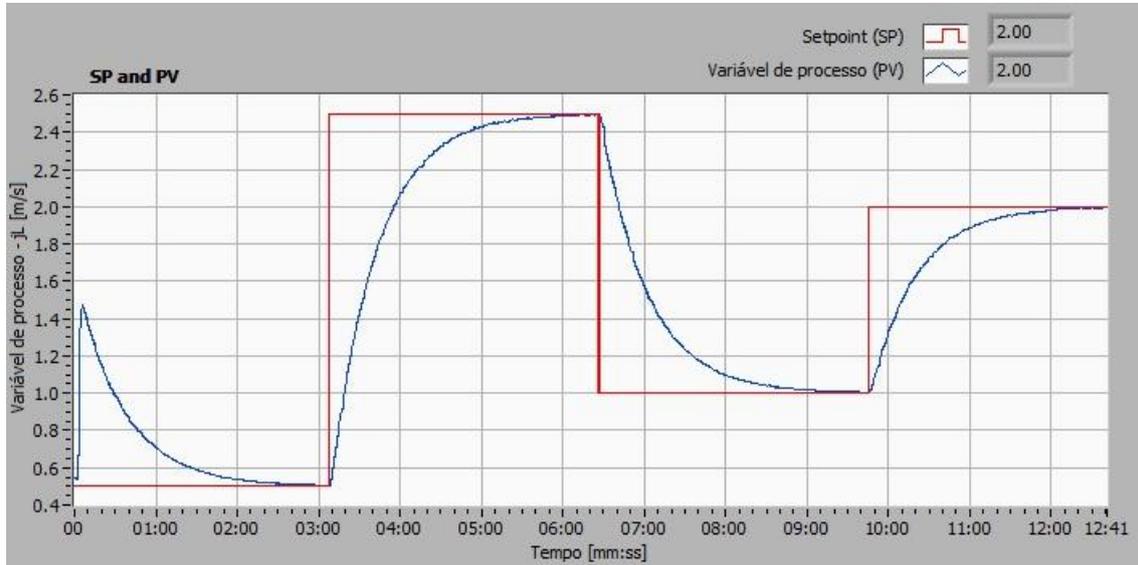


Figura 48- Resposta da planta com PI pelo método CHR com overshoot 0%
 Fonte: Autoria própria.

A Figura 49 traz a resposta da variável de processo (em azul) para os parâmetros do PID calculados e os valores de referência (em vermelho).

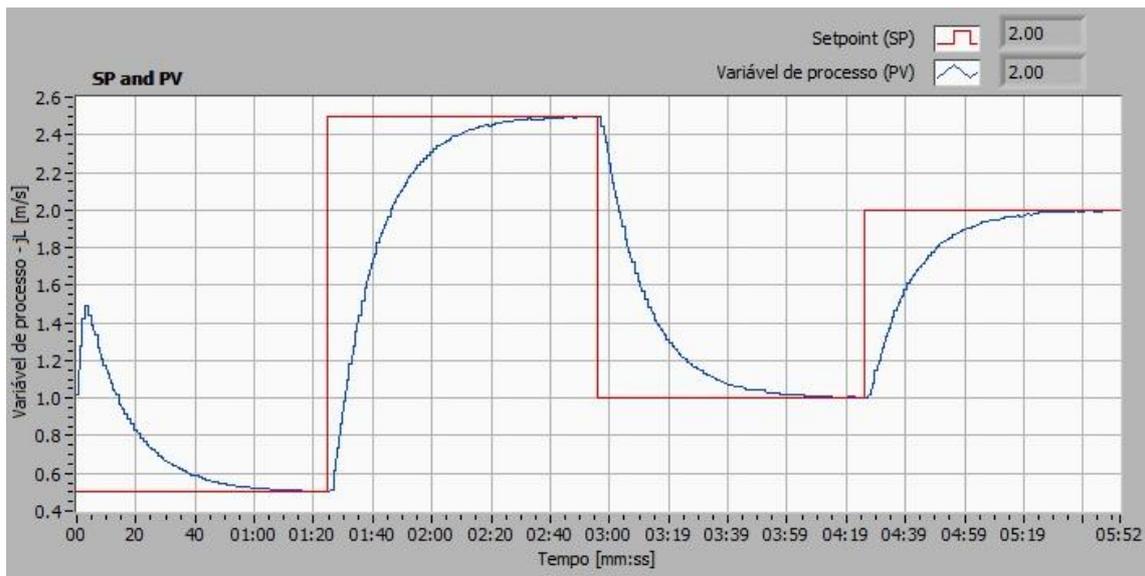


Figura 49- Resposta da planta com PID pelo método CHR com overshoot 0%
 Fonte: Autoria própria.

4.1.3. Controladores PI e PID pelo método da integral do erro

4.1.3.1. Método da integral do erro com perturbação no *setpoint*

Foram calculados os valores de K_p , T_i e T_d , que podem ser observados na Tabela 16.

Tabela 16- Ganhos dos controladores PI e PID pelo método da integral do erro com perturbação no *setpoint*

| Método – Controlador | | K_p | T_i | T_d |
|----------------------|-----|----------|----------|----------|
| IAE | PI | 1,556797 | 0,049343 | - |
| ITAE | | 1,270644 | 0,045831 | - |
| IAE | PID | 2,248122 | 0,064186 | 0,00627 |
| ITAE | | 1,960547 | 0,059886 | 0,005468 |

Fonte: Autoria própria.

A Figura 50 traz a resposta da variável de processo (em azul) para os parâmetros do PI calculados e os valores de referência (em vermelho) para a integral do erro absoluto. A Figura 51 representa a mesma análise para o controlador PI, porém para a integral do tempo multiplicado pelo erro absoluto.

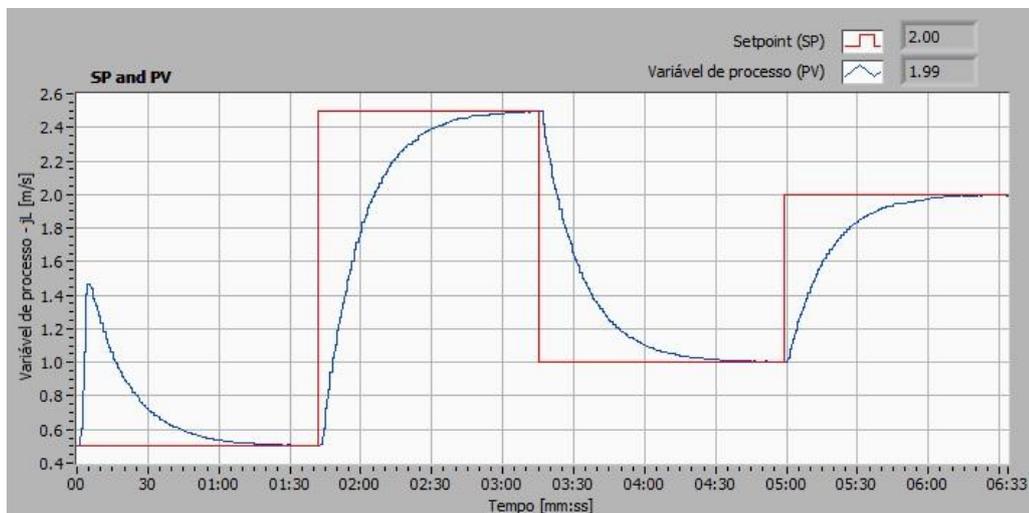


Figura 50 - Resposta da planta com PI pelo método IAE com perturbação no setpoint
Fonte: Autoria própria.

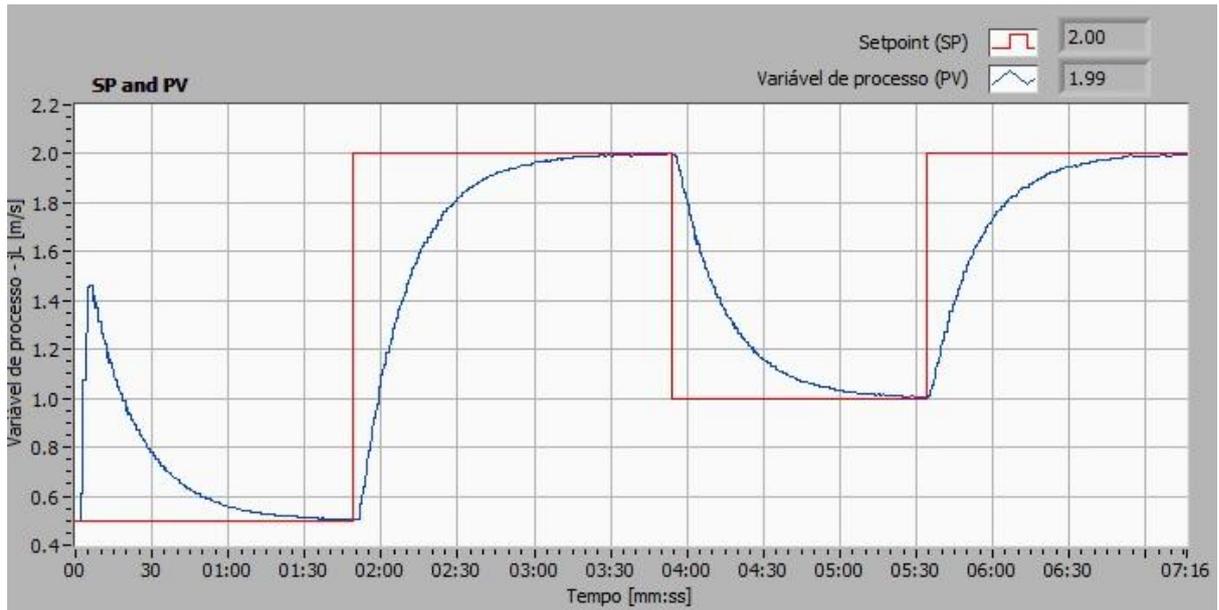


Figura 51- Resposta da planta com PI pelo método ITAE com perturbação no *setpoint*
 Fonte: Autoria própria.

A Figura 52 traz a resposta da variável de processo (em azul) para os parâmetros do PID calculados e os valores de referência (em vermelho) para a integral do erro absoluto. A Figura 53 representa a mesma análise para o controlador PID, porém para a integral do tempo multiplicado pelo erro absoluto.

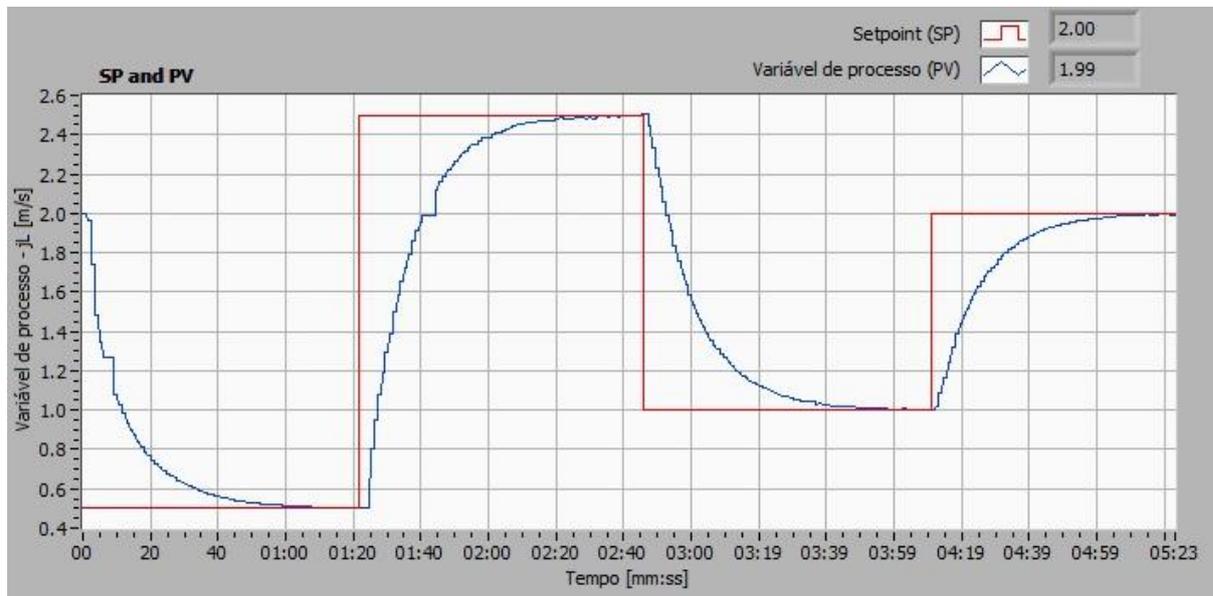


Figura 52- Resposta da planta com PID pelo método IAE com perturbação no *setpoint*
 Fonte: Autoria própria.

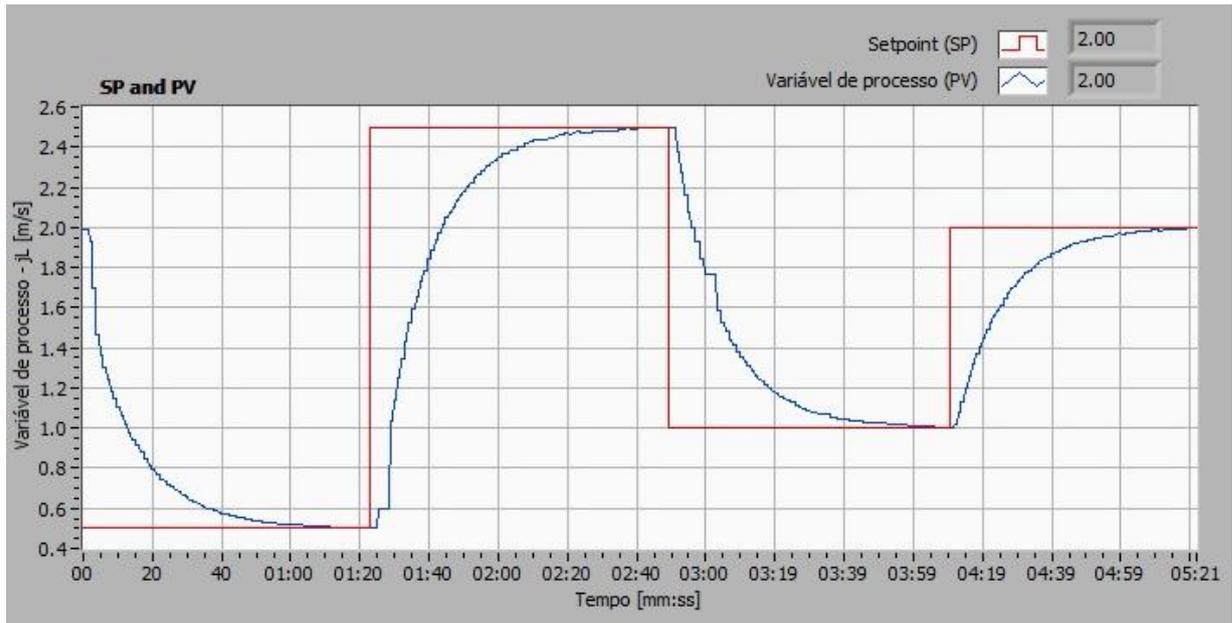


Figura 53- Resposta da planta com PID pelo método ITAE com perturbação no setpoint
Fonte: Autoria própria.

4.1.4. Controladores pelo método IMC

A partir da Tabela 9 foram calculados os valores de K_p e T_i para o valor de $\lambda = 0,040625$. Os resultados dos cálculos podem ser observados na Tabela 17.

Tabela 17- Ganho do controlador PI pelo método IMC

| Controlador | K_p | T_i | T_d |
|-------------|----------|----------|-------|
| PI | 0,959717 | 0,044387 | - |

Fonte: Autoria própria.

A Figura 54 traz a resposta da variável de processo para os parâmetros do PI calculados (em azul) e os valores de referência (em vermelho).

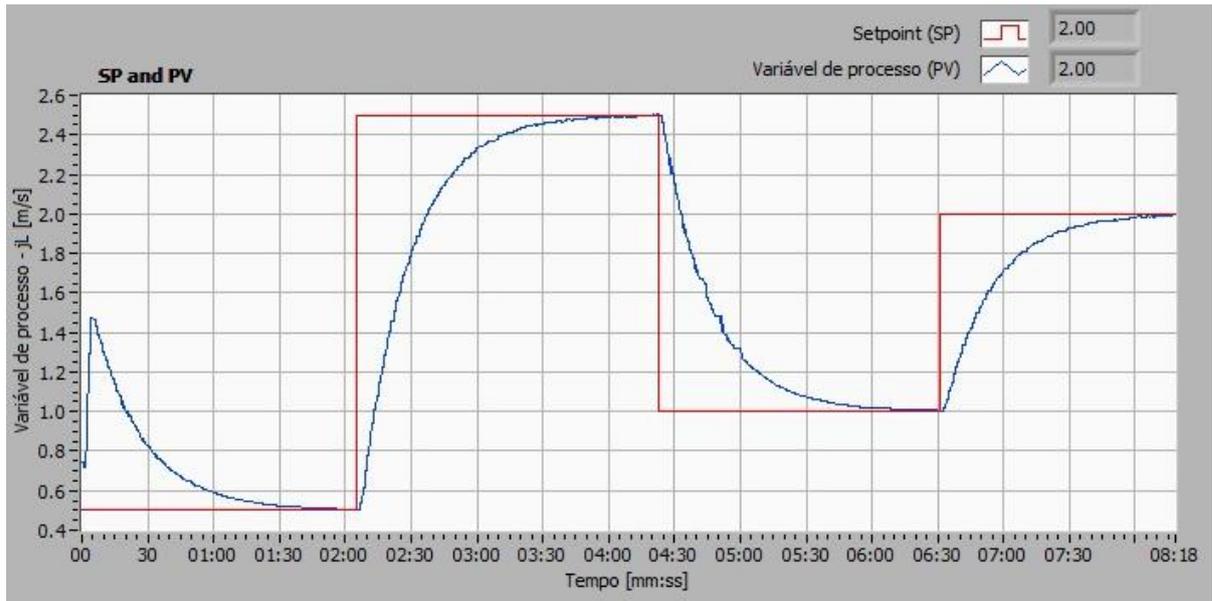


Figura 54- Resposta da planta com PI pelo método IMC com $\lambda = 0,040625$
 Fonte: Autoria própria.

4.2. SINTONIA AUTOMÁTICA

Para todos os métodos abordados na seção 2.3.2 os quais o LabVIEW disponibiliza no bloco *PID Autotuning Design* (Ziegler e Nichols, CHR e IMC), foram executadas rotinas de auto sintonização da planta. Por meio destas foram obtidos os valores específicos de ganho proporcional, tempo integral e tempo derivativo do controlador para cada um dos métodos analisados.

Todos os ensaios realizados para os valores obtidos de K_p , T_i e T_d pelas rotinas de *autotuning* foram feitos estabilizando a variável de processo em 0,5 m/s. Posteriormente, foram aplicados três degraus: no primeiro, estabeleceu-se o valor de referência da velocidade superficial do líquido em 2,5 m/s, no segundo, em 1,0 m/s e no terceiro 2,0 m/s. Para todos os degraus esperou-se a estabilização do sistema.

4.2.1. Controladores PI e PID pelo método Heurístico Ziegler e Nichols

Para o método Heurístico Ziegler e Nichols foram obtidos, pelo *Autotuning*, os valores apresentados na Tabela 18.

Tabela 18- Ganhos dos controladores PI e PID pelo *autotuning* do método Ziegler e Nichols

| Controlador | K_p | T_i | T_d |
|-------------|----------|----------|----------|
| PI | 0,810646 | 0,030771 | - |
| PID | 1,351077 | 0,023078 | 0,003692 |

Fonte: A autoria própria.

Através dos valores Tabela 18 obtiveram-se os gráficos da Figura 55 e da Figura 56 para os controladores PI e PID, respectivamente.

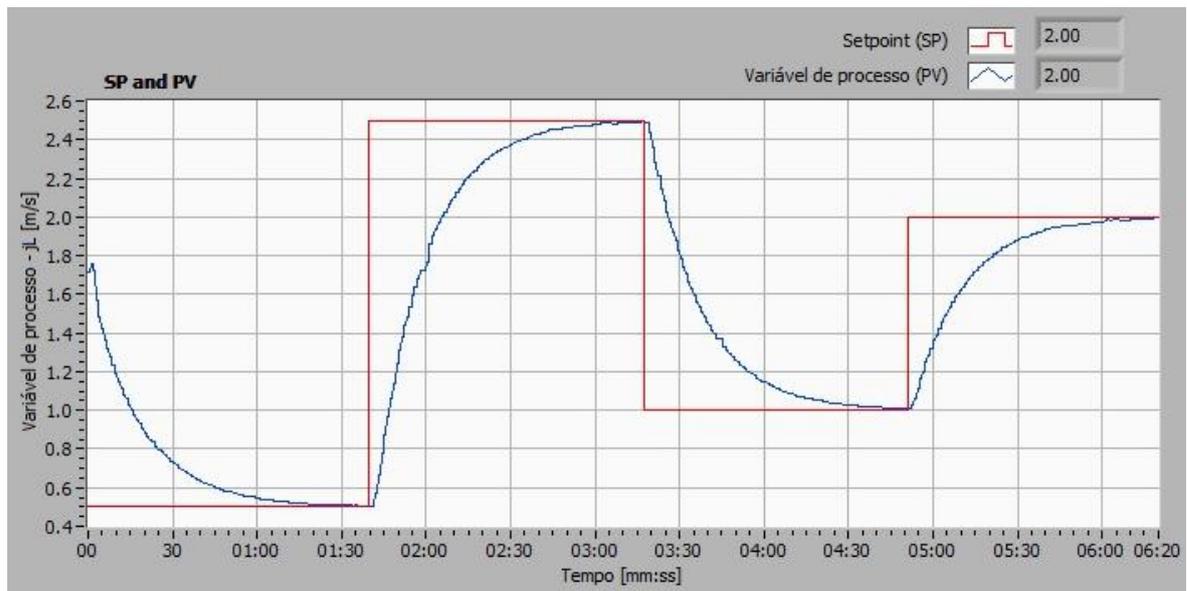


Figura 55- Resposta da planta para o *autotuning* do controlador PI pelo método Ziegler e Nichols

Fonte: A autoria própria.

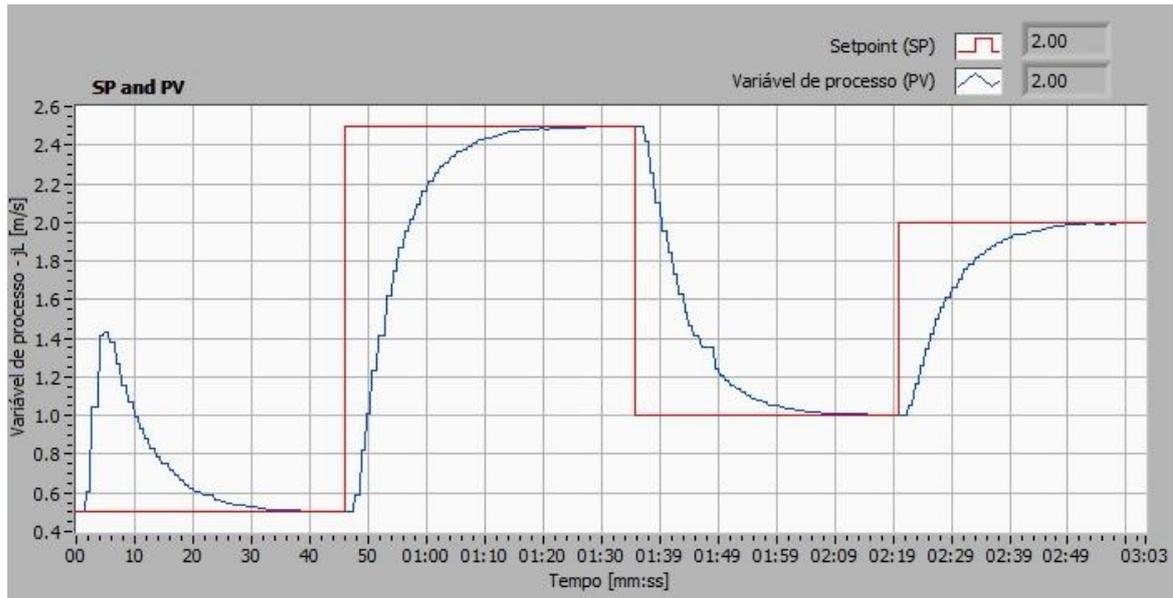


Figura 56 - Resposta da planta para o autotuning do controlador PID pelo método Ziegler e Nichols

Fonte: Autoria própria.

4.2.2. Controladores PI e PID pelo método CHR para variação no *setpoint* com 0% de *overshoot*

Para o método CHR foram obtidos, pelo *Autotuning*, os valores apresentados na Tabela 19.

Tabela 19 - Ganhos dos controladores PI e PID pelo *autotuning* do método CHR para variação no *setpoint* com 0% de *overshoot*

| Controlador | K_p | T_i | T_d |
|-------------|----------|----------|----------|
| PI | 0,425297 | 0,046248 | - |
| PID | 0,596243 | 0,026680 | 0,004669 |

Fonte: Autoria própria.

Com os valores da primeira linha da Tabela 19 (controlador PI) foi obtido o gráfico da Figura 57 e com os da segunda linha (controlador PID) foi obtido o gráfico da Figura 58.

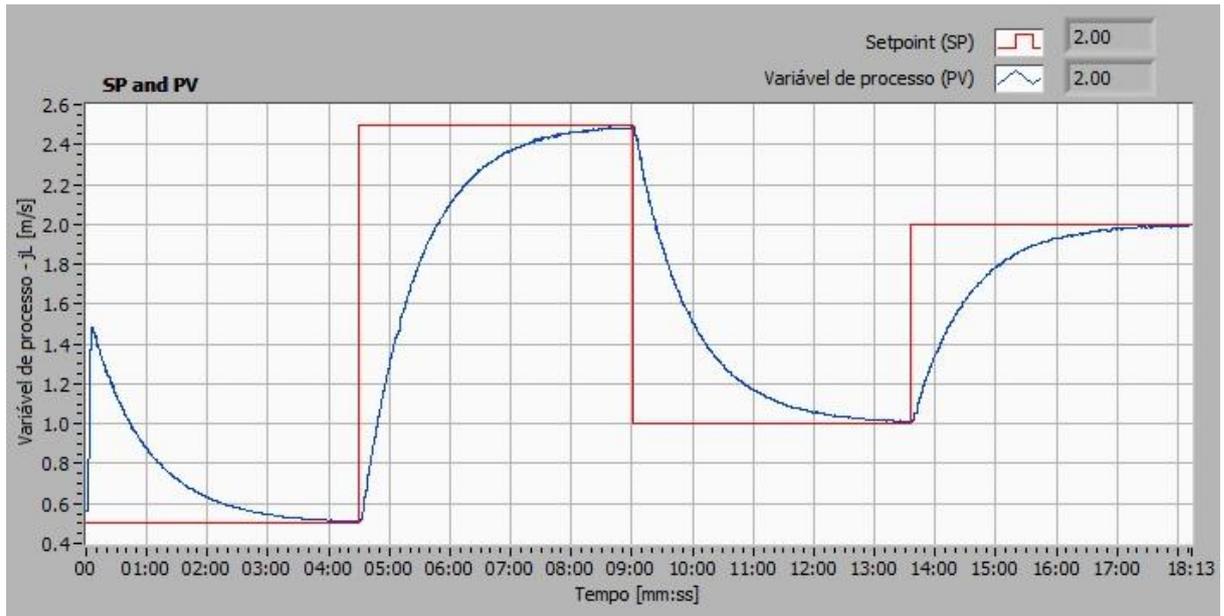


Figura 57 - Resposta da planta para o *autotuning* do controlador PI pelo método CHR para variação no *setpoint* com 0% de *overshoot*
 Fonte: A autoria própria.

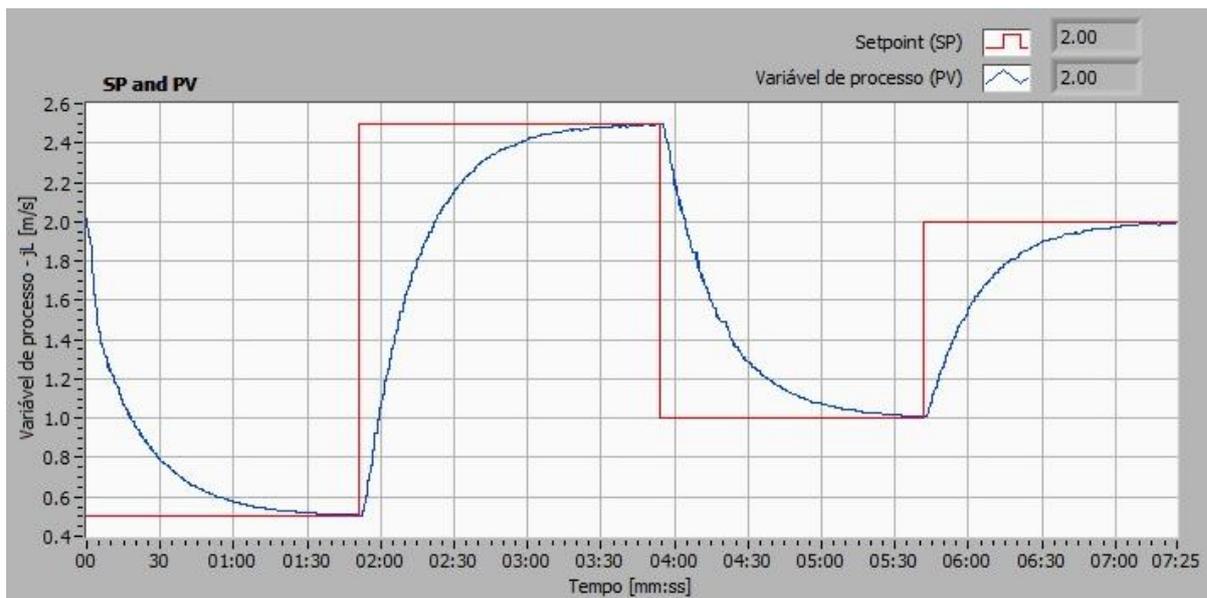


Figura 58 - Resposta da planta para o *autotuning* do controlador PID pelo método CHR para variação no *setpoint* com 0% de *overshoot*
 Fonte: A autoria própria.

4.2.3. Controlador PI pelo método IMC

Para o método do Modelo Interno com $\lambda = 0,041$ foram obtidos, pelo *Autotuning*, os valores apresentados na Tabela 20. Deve se levar em consideração

que para a planta em questão, pelo método IMC, não é possível calcular o PID. Pois foi utilizada a aproximação de uma planta de primeira ordem (ver item 2.3.2.4).

Tabela 20 - Ganhos do controlador PI pelo *autotuning* do IMC

| Controlador | K_p | T_i | T_d |
|-------------|----------|----------|-------|
| PI | 0,838638 | 0,002601 | - |

Fonte: Autoria própria.

Com os valores da Tabela 20 obteve-se o gráfico da Figura 59.

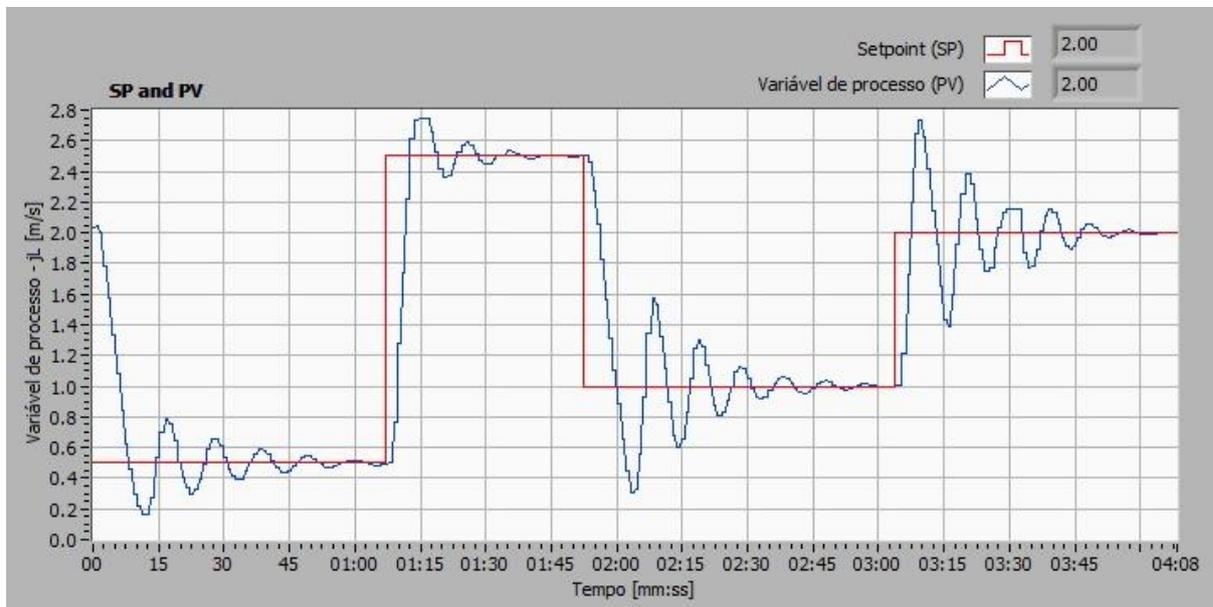


Figura 59 - Resposta da planta para o *autotuning* do controlador PI pelo método IMC com $\lambda = 0,041$

Fonte: Autoria própria.

4.3. ESCOLHA DO MÉTODO DE SINTONIA MAIS ADEQUADO

Para a escolha do método de sintonia mais adequado ao controle da planta de escoamento multifásico, tomou-se como critério, sistemas que não obtivessem *overshoot* significativo e que tivessem o tempo de regime mais rápido possível.

4.3.1. Parâmetros dos controladores PI e PID

A primeira análise dá-se pela comparação entre os métodos com controlador PI. A Figura 60 representa o comportamento da variável de processo durante a mudança de *setpoint*, de 0,5 m/s para 2,5 m/s, utilizando os métodos de Ziegler e Nichols (Z&N), CHR, IAE, ITAE e IMC.

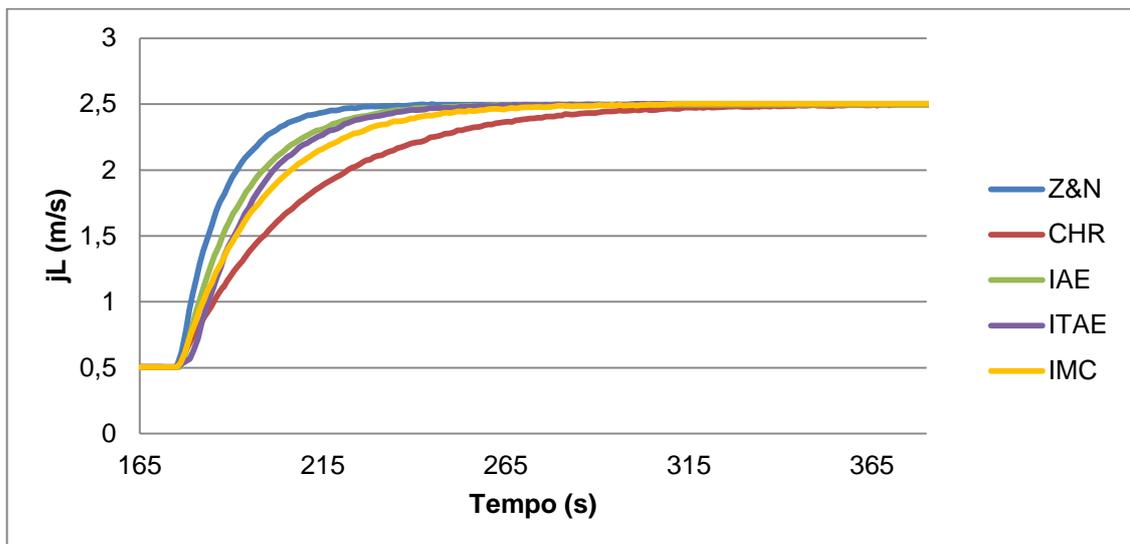


Figura 60 – Controle PI para velocidade superficial da água variando de 0,5 para 2,5 m/s. Fonte: Autoria própria.

A Figura 61 apresenta o comportamento da variável manipulada após a diminuição do *setpoint* de 2,5 m/s a 1,0 m/s.

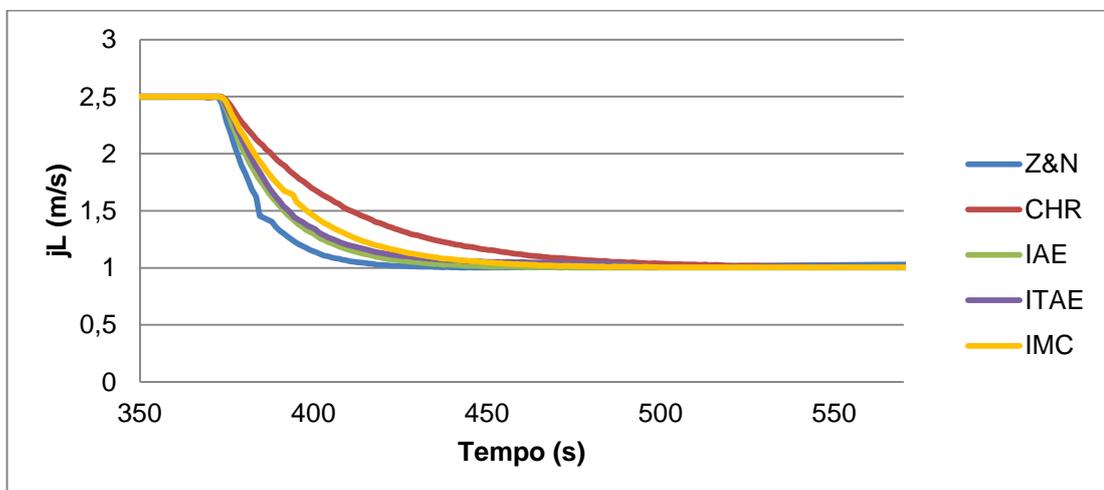


Figura 61 - Controle PI para velocidade superficial da água variando de 2,5 para 1,0 m/s. Fonte: Autoria própria.

Para todas as mudanças de *setpoint*, os valores para PI calculados através do método heurístico de Ziegler e Nichols mostraram-se mais eficientes em relação ao tempo de estabelecimento. Este resultado era esperado, já que a planta sintonizada apresenta uma resposta relativamente lenta e este método é o que possui o maior valor de ganho proporcional, quando comparado aos demais métodos analisados. Desta forma, o controlador responde de maneira mais rápida a mudanças no *setpoint*.

Devido à baixa taxa de leitura das variáveis de processo disponibilizada pela rede FOUNDATION Fieldbus, aproximadamente uma aquisição por segundo, o sistema tenderia a apresentar comportamento mais oscilatório e de estabelecimento mais demorado. Com o intuito de amenizar o problema das oscilações, o software LabVIEW aplica filtros sobre a saída do controlador PID, diminuindo o *overshoot* indesejado e possibilitando o correto funcionamento da planta.

Após a utilização do algoritmo de controle PI, aplicou-se o controle PID a fim de averiguar-se o melhor método para aplicação na planta objeto deste trabalho. A Figura 62 e a Figura 63 apresentam a resposta da variável de processo quando o *setpoint* sofre mudança de 0,5 para 2,5 m/s e de 2,5 para 1,0 m/s respectivamente.

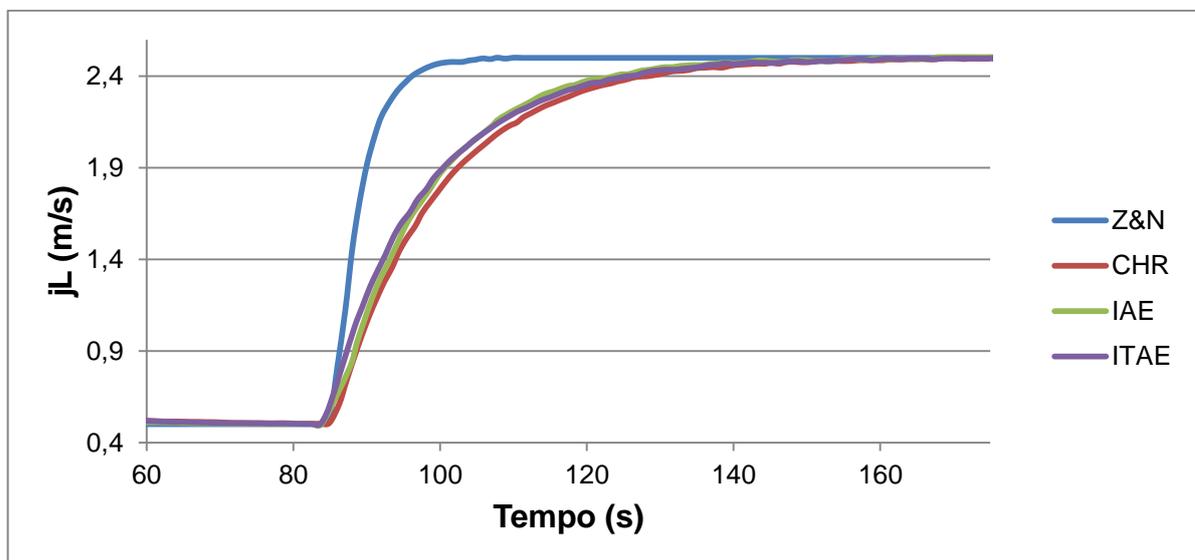


Figura 62 - Controle PID para velocidade superficial da água variando de 0,5 para 2,5 m/s.
Fonte: Autoria própria.

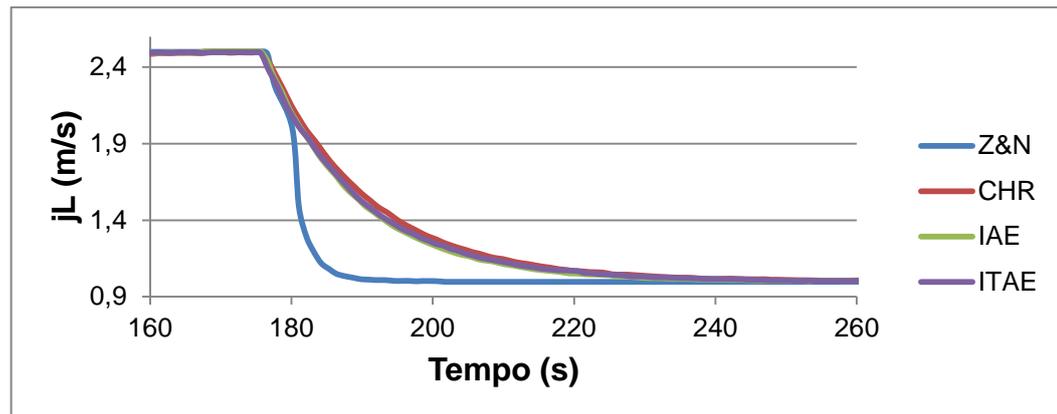


Figura 63 - Controle PID para velocidade superficial da água variando de 2,5 para 1,0 m/s.
Fonte: Autoria própria.

Estes ensaios também apresentaram melhor resposta para o método de Ziegler e Nichols. O controle do tipo PID possui como vantagem o acréscimo da parcela derivativa que melhora a resposta transitória do sistema.

Optou-se por analisar apenas o tempo de estabelecimento e potencial de ultrapassagem da resposta ao degrau de cada do sistema, já que os tempos de subida e pico não são fatores significativos no desempenho deste tipo de planta. Os valores detalhados do tempo de estabelecimento (em segundos) para cada um dos métodos sintonizados com os controladores PI e PID, para os três degraus aplicados, representados pelos índices d_1 , d_2 e d_3 estão reunidos na Tabela 21. Estes valores foram calculados a partir da medida da constante de tempo conforme a Equação (9).

Tabela 21- Comparativo do tempo de estabelecimento (T_e) entre os métodos com controlador PI e PID

| Método | PI | | | PID | | |
|--------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | $T_e d_1$ | $T_e d_2$ | $T_e d_3$ | $T_e d_1$ | $T_e d_2$ | $T_e d_3$ |
| Z&N | 31,56 | 41,12 | 27,9 | 13,78 | 11,92 | 11,12 |
| CHR 0% | 93,602 | 117,2 | 79,001 | 42,623 | 50,966 | 35,38 |
| IAE | 44,74 | 57,061 | 39,38 | 35,86 | 47,12 | 32,44 |
| ITAE | 54,44 | 58,68 | 45,58 | 38,24 | 48,98 | 35,52 |
| IMC | 59,42 | 76,821 | 52,262 | - | - | - |

Fonte: Autoria própria.

Outro parâmetro a ser analisado para identificar o controlador mais adequado à planta é o valor de PO% (*Potencial overshoot* – Potencial de

ultrapassagem). Na Tabela 22 estão dispostos esses valores para cada um dos métodos sintonizados com os controladores PI e PID, para os três degraus aplicados, representados pelos índices d_1 , d_2 e d_3 .

Tabela 22- Comparativo do overshoot entre os métodos com controlador PI e PID

| Método | PI | | | PID | | |
|--------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | PO% d_1 | PO% d_2 | PO% d_3 | PO% d_1 | PO% d_2 | PO% d_3 |
| Z&N | 0,033 | 0 | 0 | 0,07 | 0,3 | 0,06 |
| CHR 0% | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| IAE | 0 | 0 | 0 | 0,2 | 0 | 0 |
| ITAE | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| IMC | 0,05 | 0 | 0 | - | - | - |

Fonte: Autoria própria.

Pelas análises apresentadas e com as informações do tempo de estabelecimento e PO% (*Potencial overshoot* – Potencial de ultrapassagem) detalhados respectivamente na Tabela 21 e na Tabela 22 conclui-se que o melhor método encontrado para a sintonização da planta piloto é o de Ziegler e Nichols com controlador PID, pois não possui *overshoot* considerável e possui os menores tempos de estabelecimento.

4.3.2. Parâmetros dos controladores PI e PID sintonizados automaticamente

Após a análise dos resultados obtidos para a sintonia manual dos controladores PI e PID pelos métodos apresentados no item anterior, será feito um estudo para a sintonização automática dos parâmetros K_p , T_i e T_d . É importante ressaltar que a ferramenta de sintonia automática do LabVIEW disponibiliza somente alguns dos métodos abordados no item anterior (Ziegler e Nichols, CHR e Modelo Interno).

O primeiro método analisado é o de Ziegler e Nichols para um controlador PI. Por meio da Figura 64, observou-se que o algoritmo de sintonização automática para este método é bastante eficaz e que os resultados obtidos pelo bloco de

autotuning do LabVIEW são muito semelhantes aos obtidos via cálculo convencional. Entretanto, os valores do PI calculados manualmente ainda possuem tempo de estabelecimento aproximadamente 35% menor.

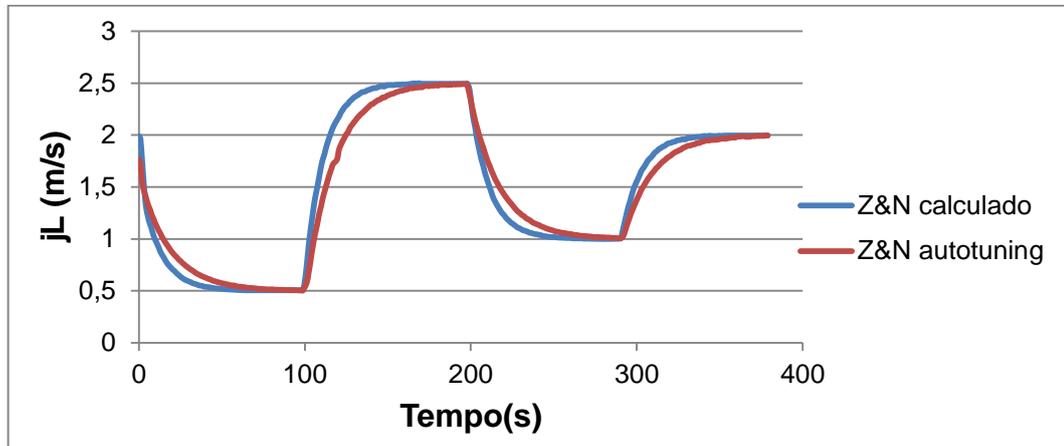


Figura 64 – Comparação entre *autotuning* e valor calculado para o controlador PI para o método de Ziegler e Nichols
Fonte: Autoria própria.

Para controlador PI sintonizado pelo método CHR, a conclusão foi semelhante à obtida pelo método de Ziegler e Nichols. Ou seja, também foi possível observar na Figura 65 uma grande semelhança gráfica entre o sintonizado automaticamente e o calculado. Entretanto, o tempo de estabelecimento foi aproximadamente 37% menor para o controlador PI sintonizado manualmente.

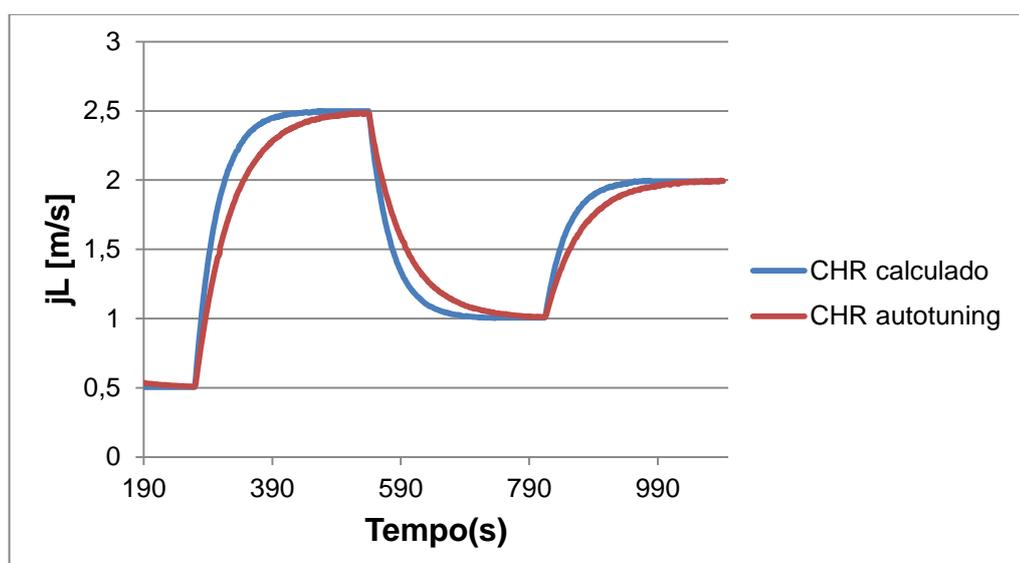


Figura 65 - Comparação entre *autotuning* e valor calculado para o controlador PI para o método CHR
Fonte: Autoria própria.

Já para o método do Modelo Interno, houve grande variação na resposta transitória do valor do controlador PI calculado para o sintonizado automaticamente. A Figura 66 mostra uma sintonia para $\lambda = 0,040625$. Apesar de o percentual de ultrapassagem do valor sintonizado automaticamente ter atingido 70%, contra praticamente 0% na sintonia manual, o tempo de estabelecimento para a sintonia automática chegou a ser 77% menor durante o primeiro degrau aplicado.

Outra análise que pode ser feita acerca do gráfico ilustrado por meio da Figura 66 é que para o primeiro degrau o valor de ultrapassagem é muito inferior do que para os outros dois. Isso ocorre porque para o primeiro valor ($jL = 2,5$ m/s), o sistema está muito próximo do seu valor de saturação física, já que a velocidade superficial máxima do líquido que a motobomba consegue suprir é de 2,7 m/s.

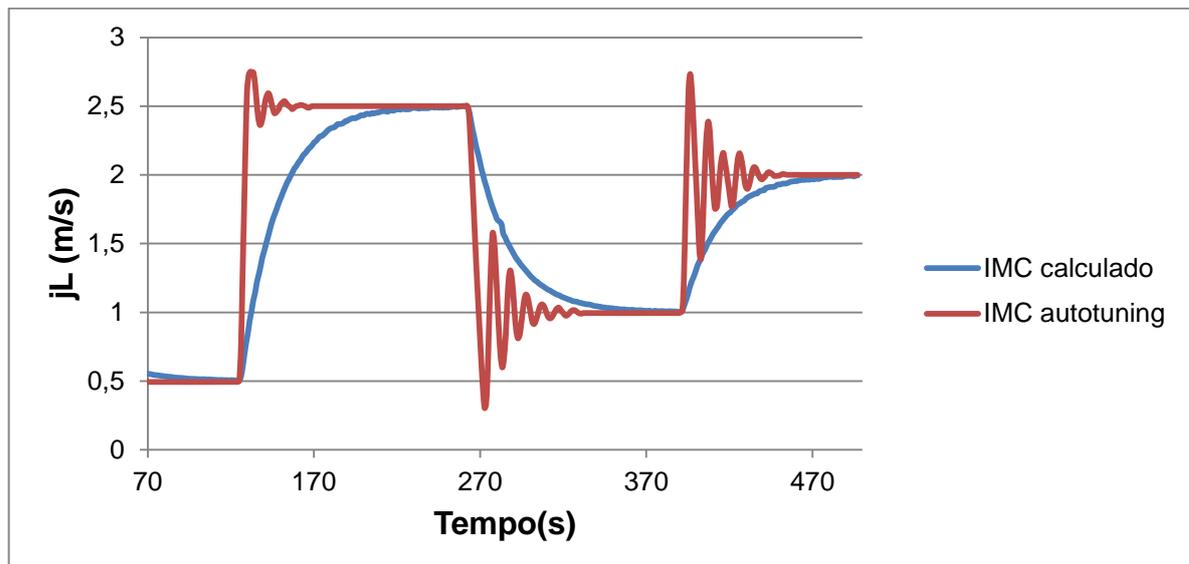


Figura 66 - Comparação entre *autotuning* e valor calculado para o controlador PI para o método do Modelo Interno

Fonte: Autoria própria.

Para completar as análises de sintonização automática pelo LabVIEW, fez-se a comparação entre a sintonia manual e o *autotuning* do controlador PID pelo método Ziegler e Nichols (Figura 67) e pelo método CHR (Figura 68). Da mesma maneira que para o controlador PI, estes métodos apresentam melhores resultados para a sintonização manual, pois embora tenham atingido valores irrelevantes de ultrapassagem, o tempo de estabelecimento foi inferior em aproximadamente 53% e 32% para os métodos Ziegler e Nichols e CHR respectivamente.

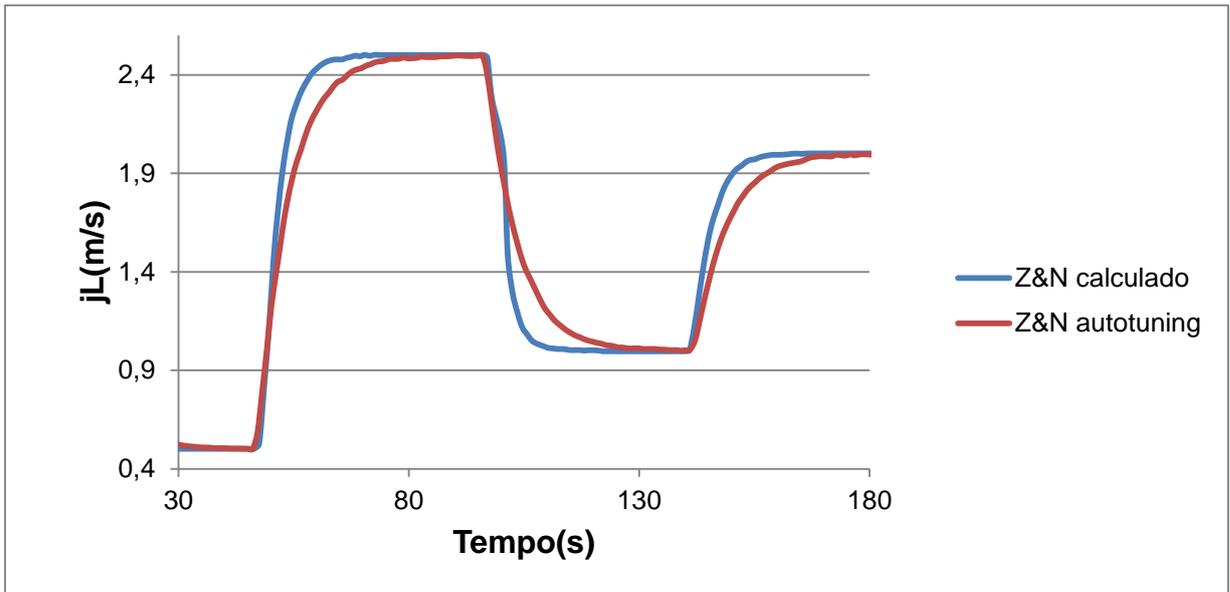


Figura 67 - Comparação entre autotuning e valor calculado para o controlador PID para o método de Ziegler e Nichols
 Fonte: Autoria própria.

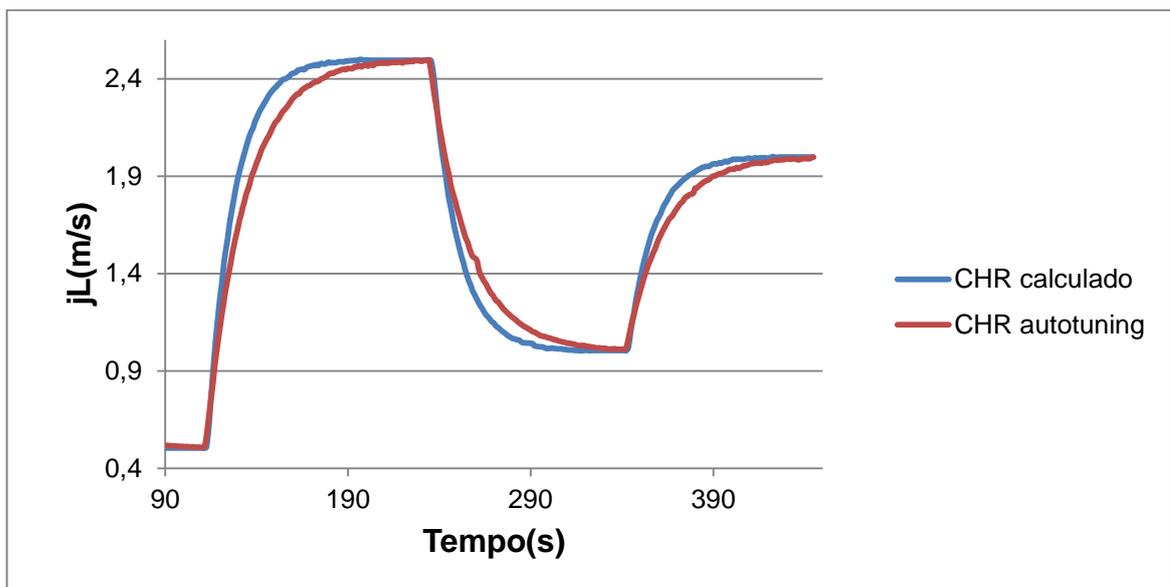


Figura 68 - Comparação entre autotuning e valor calculado para o controlador PID para o método de Ziegler e Nichols
 Fonte: Autoria própria.

Os valores detalhados do tempo de estabelecimento (em segundos) para cada um dos métodos sintonizados automaticamente com os controladores PI e PID, para os três degraus aplicados, representados pelos índices d1, d2 e d3 estão reunidos na Tabela 23.

Tabela 23- Comparativo do overshoot entre os métodos com controlador PI e PID

| Método | PI | | | PID | | |
|--------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| | PO% d ₁ | PO% d ₂ | PO% d ₃ | PO% d ₁ | PO% d ₂ | PO% d ₃ |
| Z&N | 0 | 0 | 0 | 0 | 0,016 | 0 |
| CHR 0% | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| IMC | 3,77 | 69,6 | 36,73 | - | - | - |

Fonte: Autorial própria

Outro parâmetro a ser analisado para identificar o controlador mais adequado à planta é o valor de PO% (*Potencial overshoot* – Potencial de ultrapassagem). Na Tabela 24 estão dispostos esses valores para cada um dos métodos sintonizados automaticamente com os controladores PI e PID, para os três degraus aplicados, representados pelos índices d₁, d₂ e d₃.

Tabela 24- Comparativo do tempo de estabelecimento (Te) em segundos entre os métodos com controlador PI e PID

| Método | PI | | | PID | | |
|--------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| | Te d ₁ | Te d ₂ | Te d ₃ | Te d ₁ | Te d ₂ | Te d ₃ |
| Z&N | 49,08 | 62,62 | 43,52 | 19,46 | 25,12 | 18,36 |
| CHR 0% | 141,91 | 190,246 | 126,349 | 56,2 | 74,7 | 49,9 |
| IMC | 13,5 | 33,38 | 47,2761 | - | - | - |

Fonte: Autorial própria

Através das análises apresentadas e com as informações do tempo de estabelecimento e PO% detalhados respectivamente na Tabela 23 e na Tabela 24 conclui-se que o melhor método encontrado para a sintonização automática da planta piloto é o de Ziegler e Nichols com controlador PID, pois embora apresente o tempo de estabelecimento 72% maior em relação ao método IMC com controlador PI, o seu percentual de ultrapassagem é nulo. Portanto este deve ser o método adotado quando ocorrer à necessidade de sintonização da planta.

5. CONCLUSÕES

O *hardware* e o *software* para a supervisão e controle da planta foram desenvolvidos e implementados, e tiveram desempenho satisfatório comprovado através dos ensaios realizados ao longo desse trabalho. A robustez do controle das variáveis de processo, oferecidas pelo painel instalado no laboratório, irá beneficiar os pesquisadores de escoamentos multifásicos do LACIT e os alunos da UTFPR.

Além disso, esse trabalho provou a eficiência do controle centralizado de uma planta em um mesmo local de operação. Contudo, existe a possibilidade de reduzir-se o tempo de estabelecimento através do aumento da frequência de amostragem.

A instalação presente no laboratório permite que todos os dispositivos de medição conectem-se em um único barramento FOUNDATION Fieldbus o que gera simplicidade no projeto de instalação além de garantir a troca de informações entre todos os sensores com o controlador por um único canal. Porém essa característica que muitas vezes é vantajosa, operacionalmente e financeiramente, pode ter contribuído para a baixa taxa de amostragem. Isso ocorre, pois como existe apenas um cabeamento principal com múltiplas derivações, são necessárias diversas emendas nos cabos, aumentando-se assim os pontos passíveis de mau contato e perdas de sinal. Além disto, o cabeamento atual da planta é feito com apenas cabos paralelos de blindagem externa, porém acredita-se que a substituição deles por fios trançados (com blindagem individual) venha melhorar a relação sinal-ruído do sistema.

Outro fator responsável pela baixa taxa de amostragem é a varredura da rede do FOUNDATION Fieldbus. O tempo entre aquisições consecutivas é grande, pois, para todos os instrumentos da rede, há necessidade da leitura completa de todas as variáveis programadas. Além disto, deve ser estudado as rotinas pesadas de processamento no Labview que também podem reduzir o desempenho de leitura da placa de aquisição. Sugere-se que seja feita uma análise mais detalhada do desempenho deste sistema, incluindo a utilização de computadores mais rápidos, com maior capacidade de memória e a utilização de rotinas compiladas em linguagens como C++ ao invés de LabVIEW.

Uma opção final seria a aquisição de placas com protocolos industriais mais modernos (FOUNDATION Fieldbus HSE ou CANopen) ou mesmo a instalação de tecnologias de transmissão analógicas, de 4 a 20 mA ou 0 a 10 V. Apesar desta última alternativa necessitar de um par de fios para cada sensor e atuador, o custo do cabeamento seria pequeno devido ao baixo número de sensores e atuadores da planta.

REFERÊNCIAS

- ABDALLAH, Yasser M. **Sintonia de Controlador PID via Procedimento Adaptativo para Controle de Atitude de Veículos Lançadores**. São José dos Campos: INPE, 2004.
- BEGA, E. A. et. al. **Instrumentação Industrial**. Rio de Janeiro: Intercência, 2003. 541 f.
- BITTER, Rick; MOHIUDDIN, Taqi; NAWROCKI, Matt. **LabVIEW™: advanced programming techniques**. 2. ed. EUA: Taylor & Francis Group, 2007.
- BORGES, F. **Transmissão de dados** - Documento técnico nº3. Edição de Outubro de 2008. Schneider Electric. Disponível em: <<http://www.schneiderelectric.pt/sites/portugal/pt/produtosservicos/formacao/documentacao.page>> Acesso em: 20 abr. 2012.
- CAMPOS, Mario Cesar M. Massa; TEIXEIRA, Herbert C. G. **Controles Típicos de Equipamentos e Processos Industriais**. 1ª Ed. São Paulo: Blucher, 2006. 396 f.
- COELHO, Carlos A. S. **Auto-ajuste de Controladores PID Usando o Método da Linearização Harmônica**. 2004. 79 f. Monografia. Rio de Janeiro, 2004.
- CORRÊA, Paulo Vicente. **Fundamentos de Instrumentação e Controle**. Disponível em: <http://www.adjutojunior.com.br/controle/fundamentos_instrumentacao_controle.pdf>. Acesso em: 20 maio 2012.
- DORF, Richard C.; BISHOP, Robert H. **Sistemas de Controle Modernos**. Rio de Janeiro: LTC, 2001. 614 f.
- EDITOR, D. A. Coggan. **Fundamentals of Industrial Control**. 2 ed. ISA: The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2004.
- FRANCHI, Claiton Moro. **Inversores de frequência: teoria e aplicações**. 2. ed. São Paulo: Editora Érica Ltda, 2009.
- KEHTARNAVAZ, Nasser; KIM, Namjin. **Digital Signal Processing System-Level Design using LabVIEW**. EUA: Editora Elsevier e Newnes, 2005.

KUPHALDT , Tony R. **Lessons In Industrial Instrumentation**. Disponível em: <http://openbookproject.net/books/socratic/sinst/book/liii_0v2.pdf>. Acesso em: 20 maio 2012.

MATTOS, Edson Ezequiel de; FALCO, Reinaldo de. **Bombas industriais**. 2. ed. Rio de Janeiro: McKlausen Editora Ltda, 1992.

MCMILLAN, Gregory K.; CONSIDINE, Douglas. **Process/Industrial Instruments and Controls Handbook**. 5 ed. McGraw-Hill, 1999.

NATIONAL INSTRUMENTS. **LabVIEW: PID and Fuzzy Toolkit User Manual**. 2009. Disponível em: <<http://www.ni.com/pdf/manuals/372192d.pdf>> Acesso em: 18 mar. 2013.

NISE, Norman S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 3ª Ed. Ed. Rio de Janeiro: LTC, 2002. 695 f.

NOGUEIRA, Thiago A. **Redes de comunicação para sistemas de automação industrial**. 2009. 76 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) – Curso Superior de Engenharia de Controle e Automação. Universidade Federal de Ouro Preto, 2009.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 3ª Ed. Rio de Janeiro: LTC, 1998. 813 f.

PHILLIPS, Charles L.; HARBOR, Royce D. **Sistemas de Controle e Realimentação**. São Paulo: Makron Books, 1996. 557 f.

REGAZZI, Rogério Dias; PEREIRA, Paulo Sérgio; SILVA JR., Manoel Feliciano. **Soluções práticas de instrumentação e automação**: utilizando a programação gráfica LabVIEW. Rio de Janeiro: KWG Gráfica, 2005.

RIBEIRO, Marco A. **Medição de vazão**. 5 ed. Salvador: Tek Treinamento & Consultoria, 1997.

SANDRI, Renato. Sintonia de Controladores Regulatorios: Sintonia de Controladore PID. **Bol. téc. Petrobras**, Rio de Janeiro, v. 3, n. 46, p. 383 - 410, dez. 2003.

SIGHIERI, Luciano; NISHINARI, Akiyoshi. **Controle Automático de processos industriais**. 2 ed. São Paulo: Edgard Blucher, 1973.

SILVEIRA, Paulo R. da; SANTOS, Winderson E. **Automação e Controle discreto**. 9ª ed. São Paulo: Érica, 2010.

SOUZA, David José de. Desbravando o PIC. 8ª Ed. São Paulo: Érica, 2005. 267 f.

SMAR. **Manual dos procedimentos de instalação, operação e manutenção Foundation Fieldbus**, 2008. Disponível em:
< www.smar.com/PDFs/manuals/GERAL-FFMP.pdf> Acesso em: 10 jul. 2012.

SULZER PUMPS. **LSP: Low speed high pressure pumps**. 2005. Disponível em:
<<http://pdf.directindustry.com/pdf/sulzer-pumps/lsp-low-speed-high-pressure-pump/21083-67751.html>>. Acesso em: 01 ago. 2012.

TEIXEIRA, Paulo R. F. **Nível e vazão**. ISA: The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2010.

THAM, Ming T. **Internal Model Control**. 2002. 9f University of Newcastle Upon Tyne, 2002.

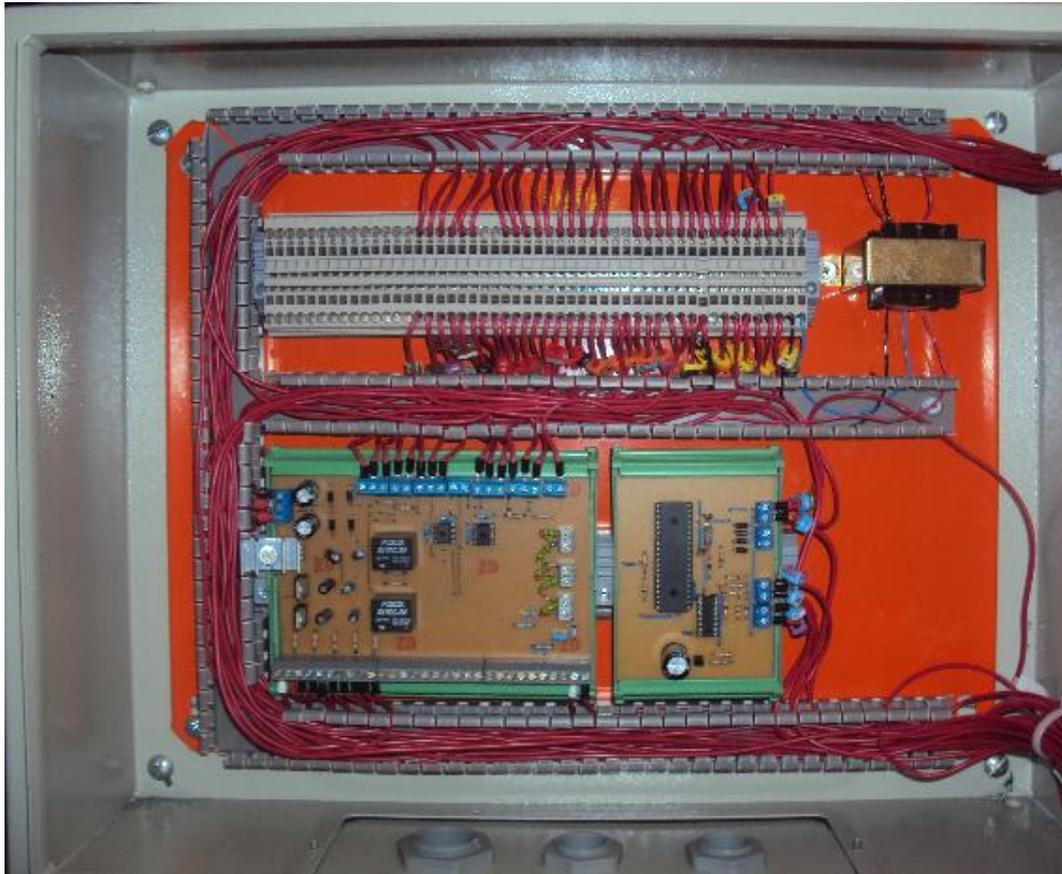
VERHAPPEN, Ian; PEREIRA, Augusto. **Foundation Fieldbus**. 2 ed. ISA: The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006.

VISIOLI, Antonio. **Practical PID Control**. Springer: Brescia: 2006.

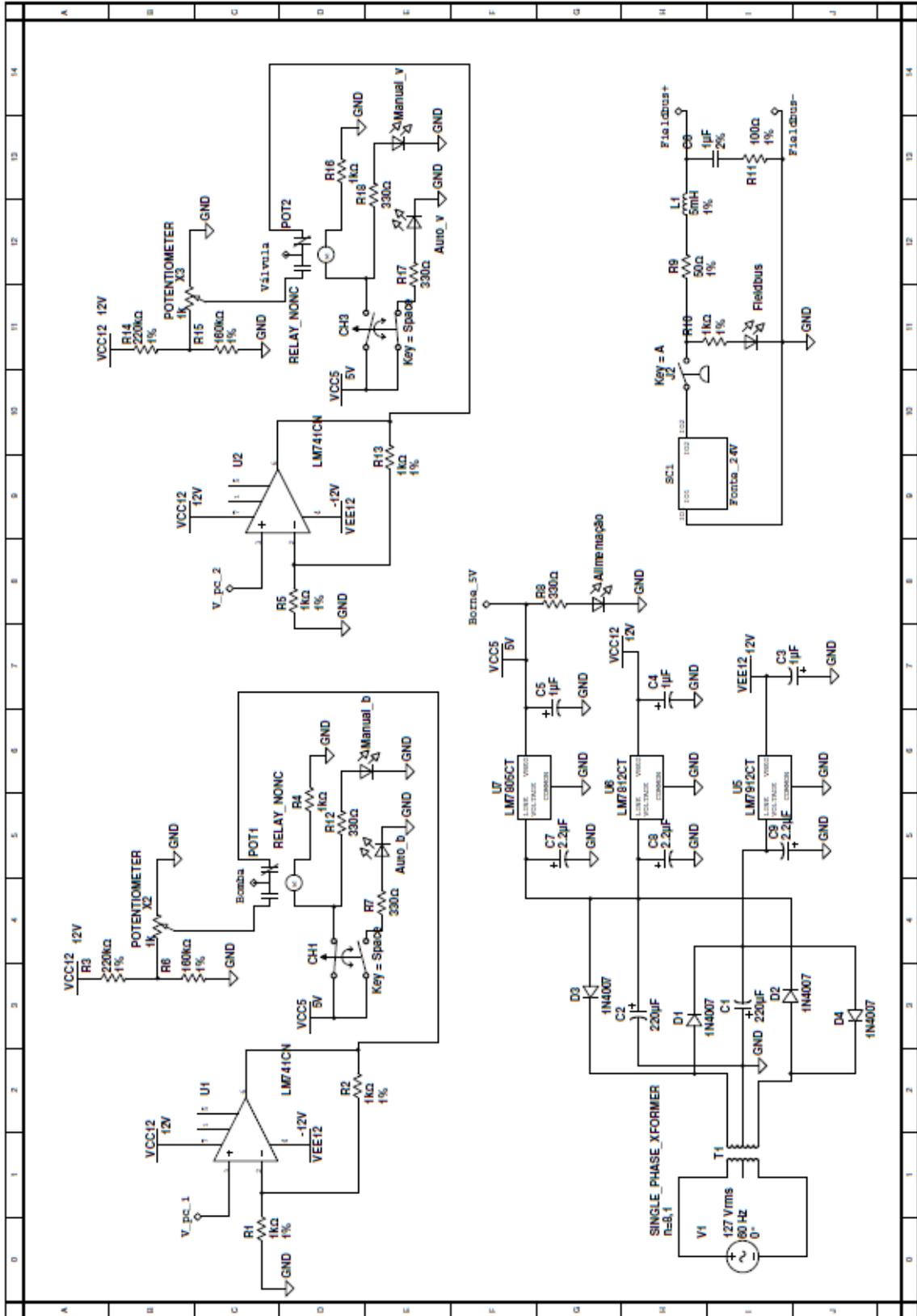
XUE, Dingyü; CHEN, YangQuan; ATHERTON, Derek P. **Linear Feedback Control: Analysis and Design with MATLAB**. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2007.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B. Optimum Settings for Automatic Controllers. **Transactions of the A.S.M.E.** p. 759 - 765, nov. 1942.

Anexo A – Painel desenvolvido



Anexo B - Diagrama lógico da placa de condicionamento de sinal 0 - 10 V e Fieldbus



Anexo C - Datasheet L293D



L293D
L293DD

PUSH-PULL FOUR CHANNEL DRIVER WITH DIODES

- 600mA OUTPUT CURRENT CAPABILITY PER CHANNEL
- 1.2A PEAK OUTPUT CURRENT (non repetitive) PER CHANNEL
- ENABLE FACILITY
- OVERTEMPERATURE PROTECTION
- LOGICAL "0" INPUT VOLTAGE UP TO 1.5 V (HIGH NOISE IMMUNITY)
- INTERNAL CLAMP DIODES

DESCRIPTION

The Device is a monolithic integrated high voltage, high current four channel driver designed to accept standard DTL or TTL logic levels and drive inductive loads (such as relays solenoides, DC and stepping motors) and switching power transistors.

To simplify use as two bridges each pair of channels is equipped with an enable input. A separate supply input is provided for the logic, allowing operation at a lower voltage and internal clamp diodes are included.

This device is suitable for use in switching applications at frequencies up to 5 kHz.



SO(12+4+4)



Powerdip (12+2+2)

ORDERING NUMBERS:

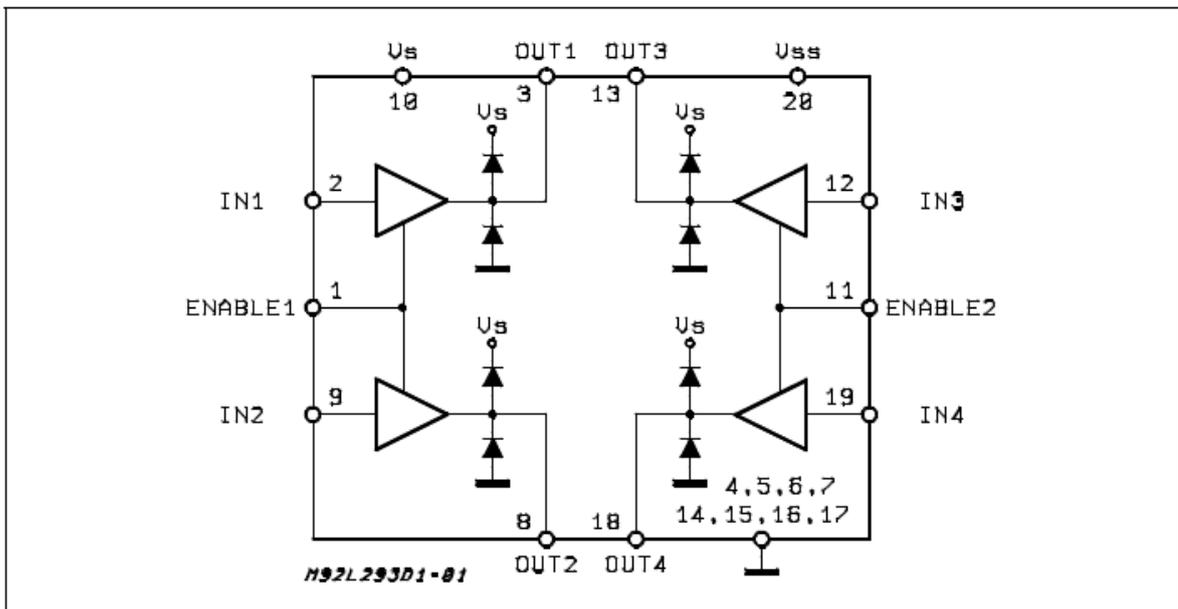
L293DD

L293D

The L293D is assembled in a 16 lead plastic package which has 4 center pins connected together and used for heatsinking

The L293DD is assembled in a 20 lead surface mount which has 8 center pins connected together and used for heatsinking.

BLOCK DIAGRAM



L293D - L293DD

TRUTH TABLE (one channel)

| Input | Enable (*) | Output |
|-------|------------|--------|
| H | H | H |
| L | H | L |
| H | L | Z |
| L | L | Z |

Z = High output impedance
 (*) Relative to the considered channel

Figure 1: Switching Times

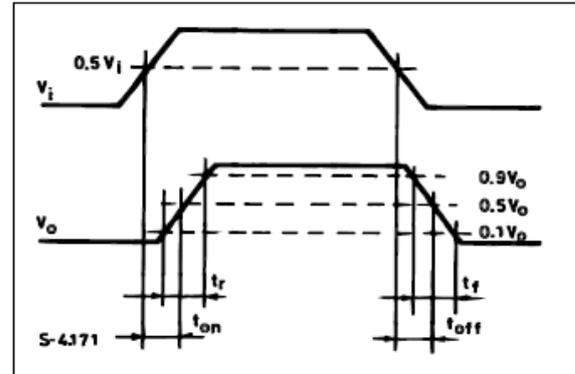
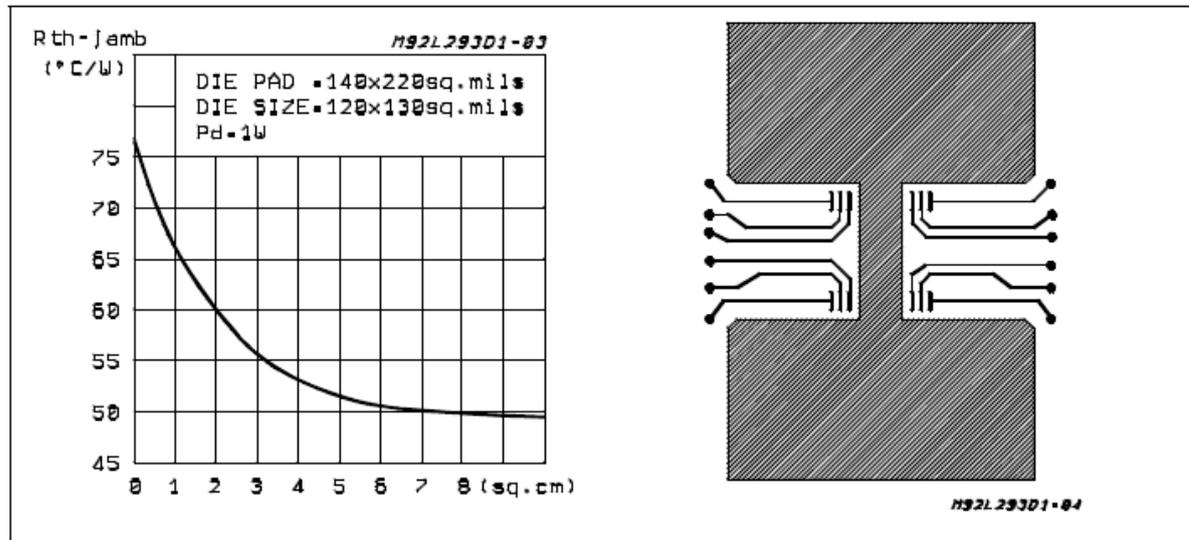
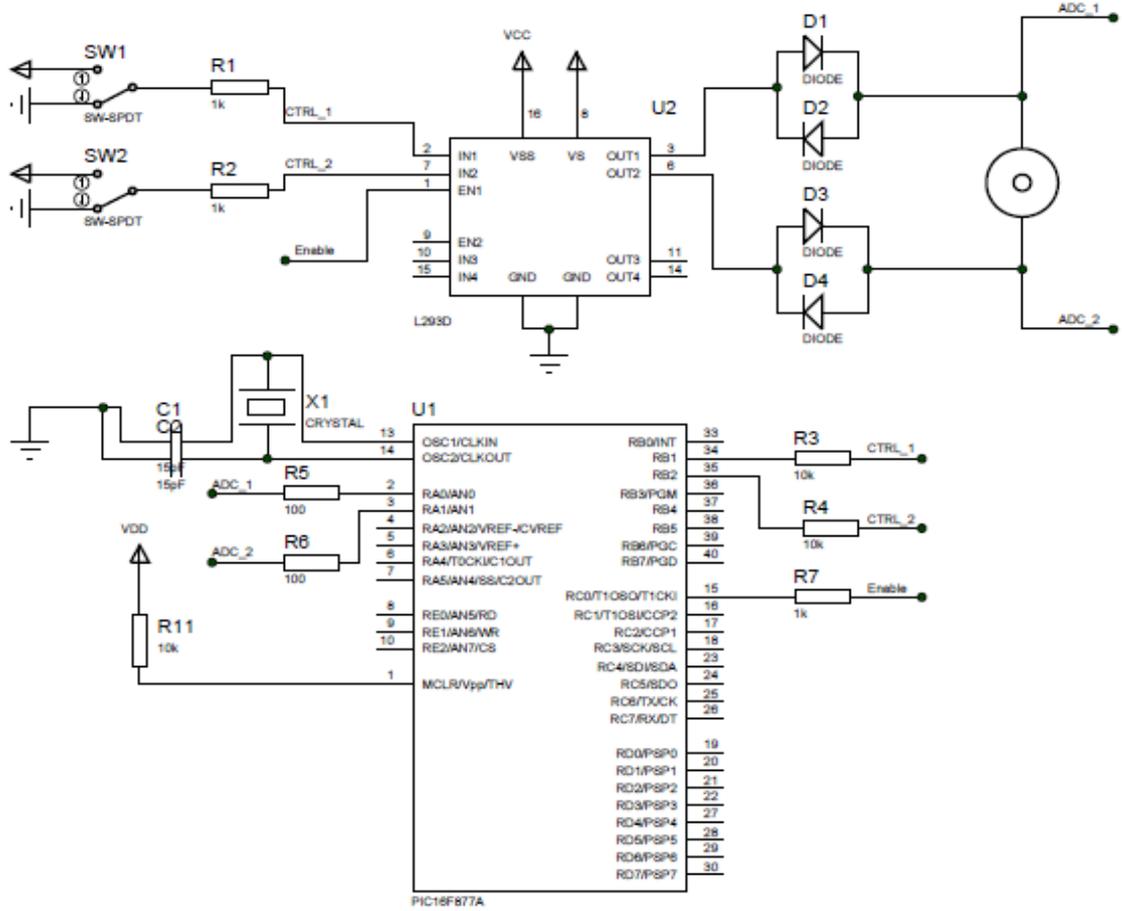


Figure 2: Junction to ambient thermal resistance vs. area on board heatsink (SO12+4+4 package)



Anexo D - Hardware de controle da válvula de gás a motor CC



Anexo E - Código do firmware do microcontrolador

```

unsigned int adc_1[10]; //Valor de tensão na saída 1 do L293D
unsigned int adc_2[10]; //Valor de tensão na saída 2 do L293D
unsigned int adc_1media=0;
unsigned int adc_2media=0;
int k = 5;
int flag = 1;
int fe=1 , fd=1, i=0;

void main()
{
  TRISA = 0b00000011; //AN0 e AN1 são entradas analógicas para A/D
  TRISB = 0b00000110; //RB1 e RB2 são entradas digitais que sinalizam o sentido de giro do
motor
  TRISC = 0b00000000; //tudo saída
  TRISD = 0b00000000; //tudo saída
  ADCON1 = 0b10000000; // 0x80
  ADCON0 = 0b00000001;
  PORTC = 0x01; // Libera portc.f0 ==1 (enable)
  PORTD = 0x00;

  do
  {
    adc_1media = 0;
    adc_2media = 0;

    for (i = 0; i < k; i++) // Lê 10 vezes a tensão nos terminais do motor
    {
      adc_1[i] = adc_read(0);
      adc_2[i] = adc_read(1);

      adc_1[i] = adc_1[i]&0b0000001111111111;
      adc_2[i] = adc_2[i]&0b0000001111111111;
      adc_1media = adc_1media + adc_1[i];
      adc_2media = adc_2media + adc_2[i];
    }

    adc_1media = adc_1media/k;
    adc_2media = adc_2media/k;

    if ((portb.f1 == 1)&&(portb.f2==0)) // Giro para a direita
    {
      fe = 1; // Libera giro para esquerda
      if (fd ==1)
      {
        portc.f0 = 1;
        if(abs(adc_1media - adc_2media) < 250)//Queda de tensão nos terminais do motor
menor que 1,2V (rotor bloqueado)
        {
          portc.f0 = 0; // Desabilita o ENABLE do CI do motor
          fd = 0; // Trava o giro para a direita
        }
      }
    }
    else if ((portb.f1 == 0)&&(portb.f2==1)) // Giro para a esquerda
    {
      fd = 1; // Libera giro para esquerda
    }
  }
}

```

```
    if (fe ==1)
    {
        portc.f0 = 1;
        if(abs(adc_2media - adc_1media) < 250)//Queda de tensão nos terminais do motor
        menor que 1,2V (rotor bloqueado)
        {
            portc.f0 = 0;    // Sinal baixo
            fe = 0;        // Trava o giro para a direita
        }
    }
    }
    delay_ms(100);
} while(1) ;
}
```

Anexo F – Programação no Labview

