UNIVERSIDADE SANTA CECÍLIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA
MESTRADO EM ENGENHARIA MECÂNICA

MARCELO SARAIVA COELHO

CONTROLE PI HÍBRIDO COM LÓGICA PARACONSISTENTE APLICADO EM MALHA DE CONTROLE DE NÍVEL EM VASO PRESSURIZADO

SANTOS/SP
2015

MARCELO SARAIVA COELHO

CONTROLE PI HÍBRIDO COM LÓGICA PARACONSISTENTE APLICADO EM MALHA DE CONTROLE DE NÍVEL EM VASO PRESSURIZADO

Dissertação apresentada à Universidade Santa Cecília como parte dos requisitos para obtenção de título de mestre no Programa de Pós Graduação em Engenharia Mecânica, sob orientação do Prof. Dr. João Inácio da Silva Filho.

SANTOS/SP
2015

Autorizo a reprodução parcial ou total deste trabalho, por qualquer que seja o processo, exclusivamente para fins acadêmicos e científicos.

Coelho, Marcelo Saraiva
Controle PI Híbrido com Lógica Paraconsistente aplicado em Malha de Controle de nível em vaso Pressurizado / Marcelo Saraiva Coelho. - 2015.
n. de f.88

Orientador: Prof. Dr. João Inácio da Silva Filho.

Dissertação (Mestrado) -- Universidade Santa Cecília, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Santos, SP, 2015.

1. Controle de Processo. 2. Lógica Paraconsistente. 3. Malha de controle de nivel 4.Automação . 5. algoritmo

I. Da Silva Filho, João Inácio, orient.
II. Controle PI Híbrido com Lógica Paraconsistente aplicado em Malha de Controle de nível em vaso Pressurizado.

Elaborada pelo SIBi – Sistema Integrado de Bibliotecas - Unisanta

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, que nunca mediram esforços em proporcionar oportunidades para minha formação.

Ao meu filho, para que ele continue na busca do seu caminho.

A minha esposa, que sempre nos mostrou o caminho da garra e perseverança.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Doutor João Inácio de Silva Filho, por sua constante paciência, interesse e disponibilidade na orientação, durante a execução do trabalho de orientação.

Ao meu filho Marcus Filipe Freitas Coelho, que sem saber, em vários momentos me trouxe inspiração e força para continuar nesta jornada.

A minha esposa Tânia de Freitas Coelho, que me apoiou em todos os momentos.

Às secretárias da UNISANTA, Sandra e Imaculada, pela atenção e carinho dispensadas a mim e a todos alunos.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia São Paulo – IFSP e ao Serviço Nacional de Aprendizagem Industrial – SENAI, pela oportunidade desta nova etapa na minha carreira docente.

A Profa. Ana Paula Fonseca Dos Santos Nedochetko, pelo incentivo e apoio no início desta jornada.

Ao Prof. Getúlio Rocha Júnior, por estar sempre ao meu lado, incentivando-me em todas as fases do meu trabalho.

Ao corpo docente do programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, com especial destaque para o professor Dr. Marcos Tadeu Tavares Pacheco, pelas orientações no ramo de pesquisa acadêmica.

Aos colegas da turma de mestrando da UNISANTA, em especial ao Rolden Baptista, pela força e tranquilidade que me passou durante as atividades do curso e na fase de elaboração do meu trabalho.

RESUMO

O desenvolvimento tecnológico dos equipamentos de controle e a procura por qualidade na produção exigem constante busca de elementos que processem melhor as informações provenientes dos sensores, assim como otimização de condições de processo. Seguindo essa linha de pesquisa, o trabalho apresentado nesta dissertação utiliza algoritmos subsidiados por Lógica Paraconsistente (LP) para investigar uma nova forma de controle capazes de oferecer maior grau de precisão aos controladores que atuam diretamente na produção. A LP pertence à classe das denominadas Lógicas não Clássicas e possui como principal característica a condição de aceitar contradição em seus fundamentos. Dessa forma, foram utilizados algoritmos extraídos de um tipo de LP denominada de Lógica Paraconsistente Anotada, com anotação de dois valores (LPA2v) para o desenvolvimento de um sistema de controle híbrido, implementado em um controlador lógico programável, atuando em um sistema de controle de nível em vaso pressurizado. Esse novo tipo de controle tem as ações convencionais PI (Proporcional Integral) unidas às ações estruturadas nos conceitos da Lógica Paraconsistente. No funcionamento do Controlador, os algoritmos da LPA2v recebem os sinais dos sensores, fazem o tratamento lógico paraconsistente nos dados que atuam no elemento final de controle. Para validação da técnica e investigação de resultados que comprovem a eficiência da união dos conceitos paraconsistentes em otimização de sistemas de controle de processos, o controlador híbrido paraconsistente foi aplicado em uma malha de controle de nível em vaso pressurizado e ensaiado comparativamente com controladores convencionais, puramente PI, ajustados conforme métodos clássicos do tipo Ziegler-Nichos e o modêlo interno de controle, o IMC. Ao final dessa dissertação mostra-se por meio de graficos e tabelas os resultados obtidos com esta aplicação do controlador.

Palavras-Chave: Controle de Processos, Malha de Controle de Nível, Automação, Controle PI, Lógica Paraconsistente, Algoritmo.

ABSTRACT

The technological development of control equipment and the demand for quality in the production requires constant search for elements that the information from the sensors are best processed, as well as allow an optimization of process conditions. Following this line of research, the work presented in this dissertation uses algorithms subsidized by paraconsistent logic (PL) to investigate new form of control, able to offer a higher degree of accuracy to controllers who work directly in production. The PL belongs to the class of so-called non Classical Logic and has as main feature, the condition of accepting contradiction in its foundations. In this way, algorithms extracted from paraconsistent logic were used and in this work we use a type of paraconsistent logic called paraconsistent annotated with annotation of two logic values (PAL2v) for developing a hybrid control system, acting in a level control system for pressure vessel. This new type of control have conventional actions PI (Proportional Integral) joined the actions structured in the concepts of paraconsistent logic. In operation of the controller, algorithms of PAL2v receive signals from the sensors, execute the paraconsistent logical treatment of the data and act on the final control element. For the technical validation, and research results that prove the efficiency of the union of paraconsistent concepts in systems optimization, the Paraconsistent Hybrid PI controller was applied to a level control loop in a pressurized vessel. The system was tested, and compared to conventional PI controllers adjusted as classical methods: Ziegler-Nichols type and the internal model control, the IMC. At the end of this dissertation can be observed by means of graphs and tables the results obtained with this application of controller.

Keywords*:* Process Control, Level Control Loop, Automation, PI Control, Paraconsistent Logic, Algorithm.

LISTA DE ILUSTRAÇÔES

Figura 1. Representação de um tanque com um material sólido ou líquido (área tracejada). Fonte: WEBSTER, 1999.....23
Figura 2. Representação das forças em um medidor de nível por empuxo. Adaptado de: KUPHALDT, 2011.....24
Figura 3. Pressão hidrostática em tanque.....25
Figura 4. Medição de nível por pressão hidrostática em tanque aberto.....26
Figura 5. Medição de nível por pressão hidrostática em tanque fechado.....27
Figura 6. Reticulado associado à Lógica Paraconsistente Anotada de anotação com dois valores LPA2v.....29
Figura 7. Representação dos Graus de Certeza e de Contradição.....31
Figura 8. Representação do grau de certeza.....31
Figura 9. Representação do grau de contradição.....32
Figura 10. Ponto de interpolação (G_C, G_{ct}), e distância D.....33
Figura 11. Grau de Certeza de valor resultante real - G_{CR} no reticulado.....34
Figura 12. Grau de Certeza de valor real G_{Cr} no reticulado da LPA2v quando G_C é negativo e G_{ct} positivo.....34
Figura 13. Símbolo de um Nó de Análise Paraconsistente típico.....36
Figura 14. Conversão de Grau de Certeza real G_{CR} em Grau de Evidência resultante real μ_{ER}.....36
Figura 15. Conversão de Grau de Contradição G_{ct} em Grau de Contradição normalizado μ_{ctr}.....37
Figura 16. Resposta de um processo de primeira ordem sem tempo morto.....42
Figura 17. Resposta de um processo de primeira ordem com tempo morto.....43
Figura 18. Resposta de um processo naturalmente instável.....44
Figura 19. Diagrama de blocos de um controlador com realimentação.....45
Figura 20. Diagrama de blocos de um controlador PID paralelo.....45
Figura 21. Diagrama de blocos de um controlador PID do tipo ISA.....46
Figura 22. Resposta da variável de processo para um degrau unitário no Set-Point.....49
Figura 23. Resposta da variável de processo em um sistema de controle.....50
Figura 24. Resposta da variável de processo em forma de S.....51
Figura 25. Variação do processo no método ITAE.....52
Figura 26. Visual geral da Planta Piloto de Processo Industrial.....55

Figura 27. Malha de controle de nível. 56
Figura 28. Nível no vaso T-201 após degrau de +10% na LV-201. 58
Figura 29. Nível no T-201 após degrau no SP de 30% para 40% com LIC-103 em modo automático com ajustes do PI por Ziegler & Nichols. 60
Figura 30. Nível no T-201 após degrau no SP de 30,5% para 40,5% com LIC-103 em modo automático com ajustes do PI por IMC (λ_{IMC}=20 segundos). 61
Figura 31. Nível no T-201 após degrau no SP de 29% para 39% com LIC-103 em modo automático com ajustes do PI por IMC (λ_{IMC}=9 segundos). 62
Figura 32. Sinótico geral da Planta Piloto de Processo Industrial. 63
Figura 33. Representação do algoritmo básico da LPA2v utilizado no bloco PARACONTROL. 63
Figura 34. CLP e IHM utilizados no projeto. 64
Figura 35. Bloco PARACONTROL padronizado IEC61131. 65
Figura 36. Blocos funcionais no programa de um CLP. 66
Figura 37. Estratégia do controlador híbrido. 67
Figura 38. Arquitetura do sistema de controle. 67
Figura 39. Instalação do LT-1. 68
Figura 40. Grau de evidência em função do nível do tanque. 69
Figura 41. Instalação do LT-2. 69
Figura 42. NAPCONTROL1 70
Figura 43. Grau de evidência em função do nível do tanque. 74
Figura 44. NAPCONTROL2 75
Figura 45. Diagrama em blocos do controlador PI híbrido. 79
Figura 46. Ensaio do controlador PI híbrido após degrau no SP de 30,50% para 40,50% com ajustes do Kp=3,0 Ki=1,0 rpm. 82
Figura 47. Ensaio do controlador PI híbrido após degrau no SP de 30,50% para 40,50% com ajustes do Kp=1,8 e Ki=0,67 rpm. 83

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Parâmetros PID conforme Ziegler & Nichols para teste em malha fechada ..**50**
Tabela 2. Parâmetros PID conforme Ziegler & Nichols para teste em malha aberta.....**51**
Tabela 3. Parâmetros PID conforme Ziegler & Nichols para teste em malha aberta com tempo morto **52**
Tabela 4. Constantes de cálculo conforme método ITAE.....**53**
Tabela 5. Constantes de cálculo conforme método ITAE.....**53**
Tabela 6. Parâmetros PID conforme método IMC-Skogestad.....**54**
Tabela 7. Grau de evidência resultante real μER para LT-1 e LT-2 com 0% de erro....**71**
Tabela 8. Grau de evidência resultante real μER para LT-1 com erro de +2,5% e LT-2 sem erro..... .....**71**
Tabela 9. Grau de evidência resultante real μER para LT-1 com erro de -5% e LT-2 sem erro **72**
Tabela 10. Grau de evidência resultante real μER para LT-1 sem erro e LT-2 com erro de +2,5%... .....**72**
Tabela 11. Grau de evidência resultante real μER para LT-1 sem erro e LT-2 com erro de -5%..... .....**73**
Tabela 12. Grau de contradição normalizado considerando SP fixo em 50%.....**76**
Tabela 13. Grau de contradição normalizado considerando PV fixo em 50%.....**76**
Tabela 14. Grau de contradição normalizado considerando SP fixo em 40%.....**76**
Tabela 15. Grau de contradição normalizado considerando PV fixo em 40%.....**77**
Tabela 16. Grau de contradição normalizado considerando SP fixo em 60%.....**77**
Tabela 17. Grau de contradição normalizado considerando PV fixo em 60%.....**78**
Tabela 18. Grau de contradição normalizado considerando PV fixo em 60%.....**82**
Tabela 19. Comparativo de resultados dos controladores **85**

LISTA DE SIGLAS

CLP	Controlador Lógico programável
CP	Controlador Programável
IEC	*International Electrotechnical Commission*
IMC	*Internal Model Control*
ITAE	Integral do erro absoluto ponderado no tempo
LD	Ladder
LP	Lógica Paraconsistente
LPA	Lógica Paraconsistente Anotada
LPA2v	Lógica Paraconsistente Anotada com anotação de dois valores
MV	Variável Manipulada
NAP	Nó de Análise Paraconsistente
NAPCONTROL	Bloco de controle
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
POU	Unidade de Organização de Programa
OPC	*Object Linking and Embedding for Process Control*
PV	Variável de Processo
SP	*Set Point*

LISTA DE SÍMBOLOS

μ1	Grau de Evidência Favorável de nível do tanque
μ2	Grau de Evidência Desfavorável de nível do tanque
τ	Reticulado finito
μ	Grau de evidência favorável
λ	Grau de evidência desfavorável
$\mathbb{R}$	Conjunto dos números reais
T	Inconsistente
V	Verdadeiro
$\perp$	Paracompleto ou indeterminado
P	Sentença proposicional
$P_{(\mu, \lambda)}$	Sinal lógico paraconsistente
G_C	Grau de Certeza
G_{CT}	Grau de Contradição
G_{CR}	Grau de Certeza Real
G_{Cr}	Grau de Certeza de valor real
φ	Intervalo de certeza
$\varphi_{(\pm)}$	Intervalo de Certeza sinalizado
φ_E	Intervalo De Evidência Resultante
$\varphi_{E(\pm)}$	Intervalo De Evidência Resultante Sinalizado
μ_{ctr}	Grau de Contradição Normalizado
μ_{ER}	Grau de Evidência Resultante Real
Δu	Variação (Degrau) na entrada do processo
Δy	Variação na saída do processo
G_p	Ganho do processo
τ	Constante de tempo do processo
θ	Tempo morto do processo
k	Coeficiente de integração do processo
$H_{(s)}$	Função de transferência de um processo

u_t	Valor da saída do controlador no instante “t”
$e(t)$	Erro do controlador
K_p	Ganho proporcional do controlador
T_i	Tempo integral do controlador
T_d	Tempo derivativo do controlador
u_0	Valor inicial da saída do controlador
Z&N	*Ziegler & Nichols*
K_u	Ganho crítico da malha fechada
P_u	Período crítico da malha fechada
λ_{IMC}	Velocidade de resposta IMC
K_i	Ganho integral do controlador
g	Aceleração da gravidade
A_D	Área do deslocador
ρ_D	Massa específica do deslocador
L	Altura do deslocador
F_P	Força peso do deslocador
F_E	Força empuxo do deslocador
ρ_L	Massa específica do líquido
ρ_{AR}	Massa específica do ar
L_d	Altura de líquido submerso no deslocador
F_R	Força Resultante
P	Pressão hidrostática no fundo do tanque
h	Altura de nível de líquido armazenado
P_0	Pressão atmosférica na superfície do líquido
Δp	Pressão diferencial
P_L	Pressão na câmara de baixa do transmissor
P_H	Pressão na câmara de alta do transmissor

Y	Distância entre a tomada de pressão no tanque e a câmara de alta pressão do transmissor
Z	Distância entre a tomada de pressão no tanque e a câmara de baixa pressão do transmissor
t_d	Tempo de atraso
t_r	Tempo de subida
t_p	Tempo de pico
t_s	Tempo de acomodação
M_p	Máximo sobressinal

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO 17
1.1. JUSTIFICATIVA 18
1.2. RELEVÂNCIA DO TEMA 19
1.2.1. LÓGICA CLÁSSICA 19
1.2.2. LÓGICA PARACONSISTENTE 21
1.3. OBJETIVOS 21
1.4. ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO 22
2. CONCEITOS DE MEDIÇÕES DE NIVEL E LÓGICA PARACONSISTENTE 23
2.1. MEDIÇÃO DE NÍVEL 23
2.1.1. MEDIÇÃO DE NÍVEL POR EMPUXO 23
2.1.2. MEDIÇÃO DE NÍVEL POR PRESSÃO HIDROSTÁTICA 25
2.2. LÓGICA PARACONSISTENTE 27
2.2.1. LÓGICA PARACONSISTENTE ANOTADA COM ANOTAÇÃO DE DOIS VALORES LPA2V 28
2.2.2. GRAU DE CERTEZA E GRAU DE CONTRADIÇÃO 30
2.2.3. GRAU DE CERTEZA DE VALOR REAL 32
2.2.4. NÓ DE ANÁLISE PARACONSISTENTE (NAP) 35
2.2.5. GRAU DE EVIDÊNCIA RESULTANTE REAL (μ_{ER}) 36
2.2.6. GRAU DE CONTRADIÇÃO NORMALIZADO (μ_{CTR}) 36
2.3. NÓ DE ANÁLISE PARACONSISTENTE DA LPA2V COM SAÍDA DE GRAU DE EVIDÊNCIA RESULTANTE REAL 38
3. SISTEMAS DE CONTROLE 40
3.1. CONTROLE PID 40
3.2. IDENTIFICAÇÃO DA DINÂMICA DOS PROCESSOS INDUSTRIAIS 40
3.2.1. SISTEMAS DE PRIMEIRA ORDEM NATURALMENTE ESTÁVEIS SEM TEMPO MORTO 40
3.2.2. SISTEMAS DE PRIMEIRA ORDEM NATURALMENTE ESTÁVEIS COM TEMPO MORTO 42
3.2.3. SISTEMAS NATURALMENTE INSTÁVEIS 43
3.3. CONTROLE PROPORCIONAL INTEGRAL E DERIVATIVO 44
3.4. SINTONIA DE CONTROLADORES PID 48
3.4.1. MÉTODO DE SINTONIA ZIEGLER & NICHOLS 49
3.4.2. MÉTODO DE SINTONIA ITAE 52
3.4.3. MÉTODO DE SINTONIA IMC 53
4. PLANTA PILOTO DE PROCESSO INDUSTRIAL 55
4.1. CONTROLE DE PRESSÃO DO VASO T-102 55
4.2. CONTROLE DE NÍVEL DO VASO T-102 56
4.2.1. LEVANTAMENTO DA CARACTERÍSTICA DO PROCESSO 57
4.3. SINTONIA DO CONTROLADOR PELO MÉTODO DE ZIEGLER-NICHOLS 59
4.4. SINTONIA DO CONTROLADOR PELO MÉTODO IMC 60
5. CONTROLADOR PARACONSISTENTE DE NÍVEL EM PLANTA PILOTO 63
5.1. BLOCO PARACONSISTENTE PARACONTROL 63
5.1.1. ALGORITMO DE ANÁLISE PARACONSISTENTE DA LPA2V COM SAÍDA DE GRAU DE EVIDÊNCIA RESULTANTE REAL 64
5.1.2. CONSTRUÇÃO DO BLOCO PARACONSISTENTE PARACONTROL 64
5.2. ARQUITETURA DO CONTROLADOR HÍBRIDO 66

5.2.1. MODELAGEM DOS SINAIS PARACONSISTENTE - NAPCONTROL1 68
5.2.2. NÓ DE ANÁLISE PARACONSISTENTE - NAPCONTROL2 74
5.3. PI HÍBRIDO PARACONSISTENTE 78
6. RESULTADOS E DISCUSSÕES 81
6.1. ENSAIO DO CONTROLADOR COM KP = 3 E KI =1 RPM 81
6.2. ENSAIO DO CONTROLADOR COM KP = 1,8 E KI = 0,67RPM 83
6.3. COMPARATIVO DOS RESULTADOS 84
6.4 DISCUSSÕES... 86
7. CONCLUSÕES 87
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 89
ANEXO A – PROGRAMA DO BLOCO PARACONTROL 92
ANEXO B – PROGRAMA DO CONTROLADOR HÍBRIDO 96

1. INTRODUÇÃO

Na evolução das tecnologias empregadas nos sistemas de instrumentação e controle automático de processos industriais, a utilização do controle Proporcional-Integral-Derivativo (PID) tem encontrado aplicação desde que a tecnologia aplicada nos instrumentos e equipamentos de controle dos processos era baseada em sistemas mecânicos e pneumáticos.

Até mesmo na década de 70, o algoritmo Proporcional-Integral-Deirvativo (PID) ainda era implementado com a utilização de foles, válvulas do tipo agulha, sistemas bico-palheta e amplificadores pneumáticos.

Com o desenvolvimento tecnológico eletrônico apresentado nos anos 60, os controladores PID passaram a utilizar transistores e amplificadores operacionais. A partir dos anos 80, o uso dos micro controladores proporcionaram uma nova era nos controladores PID, possibilitando a incorporação de algoritmos PID nos Controladores Programáveis (CP) e o desenvolvimento de sistemas com auto-sintonia, além de uma enorme facilidade nos ajustes dos parâmetros de controle. No final da década de 90, com o advento das redes industriais, os chamados sistemas "*Fieldbus*", que tem como principais características: a grande redução de cabos elétricos, a possibilidade de sistemas com diagnósticos em tempo real permitindo assim uma maior facilidade para manutenção e uma enorme facilidade para reconfiguração dos sistemas. Mesmo com essas novas tecnologias, o algoritmo PID, com algumas pequenas variações em seu modelamento, manteve-se presente nos sistemas de controle mais modernos até os dias atuais.

Segundo Desborough (2002, p. 169), em uma pesquisa realizada no ano de 2002, com mais de 11.000 malhas de controle analisadas em diversas plantas tais como: refinarias, indústrias químicas, de papel, etc., cerca de 97% eram controladas com o algoritmo PID.

> O controle automático possibilita a existência de processos extremamente complexos, impossíveis de existirem apenas com o controle manual. Um processo industrial típico envolve centenas e até milhares de sensores e de elementos finais de controle que devem ser operados e coordenados continuamente (RIBEIRO, 2002, p.3).

Paralelamente ao desenvolvimento tecnológico dos equipamentos de controle, e na busca de elementos que processassem melhor as informações provenientes dos sensores - assim como os que otimizassem condições de processo cada vez mais

exigentes e com maior precisão - alguns controladores introduziram em seu desenvolvimento, algoritmos baseados em lógica não clássica. Com isso, a partir do final da década de 90, surgiram CPs trazendo como opção para o controle dos processos, um bloco denominado Lógica Nebulosa ou Lógica *Fuzzy,* que representa o tipo de lógica não clássica mais utilizado no controle dos processos industriais. Apesar da evolução no estudo das alternativas de lógicas não clássicas aplicadas nos controladores de processo industrial, percebe-se que sua real utilização nos sistemas industriais ainda se encontra limitada a um número pequeno de casos, quando comparada à utilização de sistemas de controle PID. Em alguns trabalhos como em (BORGES et al., 2002) (FIGUEIREDO & SOTOMAYOR, 2009) (FILGUEIRAS, 2005) e, principalmente os que tratam de controle de nível em vaso pressurizado, onde não há necessidade de ação antecipatória, o controle PI é considerado o ideal. Sendo assim, utilizaremos para as implementações apenas as ações Proporcional e Integral (Controlador PI), visto que estas duas ações são suficientes para a maioria das dinâmicas dos processos que envolvem controles de nível em vasos Pressurizados. Os cálculos posteriores na malha que será utilizada para os testes do Controlador Híbrido Paraconsistente irão confirmar estas considerações.

Neste trabalho, apresenta-se a proposta do desenvolvimento de um sistema de controle PI integrado ao algoritmo estruturado em um tipo de lógica não clássica, denominada de Lógica Paraconsistente Anotada com anotação de dois valores (LPA2v). Esse sistema recebeu a denominação Controle PI Híbrido. Conforme será visto, esse tipo de algoritmo da LPA2V modela os sinais de nível em um vaso de pressão e manipulando a abertura de válvulas em uma malha de controle. Esse controlador terá seu comportamento ensaiado e analisado comparativamente a um controlador PI convencional com sintonia baseada em modelos conhecidos e clássicos.

1.1. JUSTIFICATIVA

Segundo Campos e Teixeira (2010, p. 115), nas aplicações industriais, um dos controles industriais mais importantes é o controle de nível, o qual é responsável pelo balanço de massa dos processos industriais. Esse controle deverá manter o nível de um tanque ou vaso constante, considerando que a vazão mássica na entrada seja igual a vazão mássica na saída.

> Pode-se definir nível como a altura de preenchimento de um líquido ou de algum material em um reservatório ou recipiente. A medição normalmente é realizada do fundo do recipiente em direção à superfície ou a um ponto de referência do material a ser medido (BALBINOT, 2007).

A criticidade da medição e controle de nível pode ser exemplificada em aplicações como: controle de nível da água no tubulão de caldeiras geradoras de vapor, controle de nível em reatores químicos, entre outros. Esses controles devem ser confiáveis para evitar que haja alterações nas especificações dos produtos manipulados, perda de produção e até riscos de acidentes possam acontecer na falha do sistema de controle.

Mesmo com o avanço tecnológico da instrumentação e dos sistemas de controle, ainda são quase inexistentes os casos em que as incertezas são devidamente tratadas. Nesta pesquisa será implementado um sistema controlador que verificará o comportamento dos sinais, utilizando a Lógica Paraconsistente Anotada com anotação de dois valores (LPA2v) e os algoritmos denominados de Nós de Análise Paraconsistente (NAP).

1.2. RELEVÂNCIA DO TEMA

Em processos industriais que buscam a máxima capacidade de produção e melhor qualidade dos produtos, é vital o controle das variáveis críticas, com o melhor grau de variabilidade e robustez.

O controle PI, a estratégia mais utilizada nos sistemas industriais, vem sendo amplamente empregado na maioria dos processos industriais. Apesar de consolidado, encontra-se problemas em algumas situações, como no tratamento das incertezas das variáveis do processo.

A utilização de algoritmos fundamentados na Lógica Paraconsistente Anotada com anotação de dois valores (LPA2v) aplicada em controle de processo apresenta-se como inovação para os controladores industriais que buscam melhor confiabilidade.

1.2.1. LÓGICA CLÁSSICA

A Lógica Aristotélica ou Lógica Clássica é conhecida por essas denominações devido ao fato de se atribuir a Aristóteles e seus discípulos o primeiro estudo formal

do raciocínio conceituando-se um sistema lógico (DA SILVA FILHO; ABE; TORRES, 2008).

A importância da Lógica Clássica na história da humanidade é muito grande, visto que o nosso conhecimento tecnológico atual está sustentado pelos seus princípios. Entretanto, sabe-se que os avanços recentes representados por novas tecnologias criaram diferentes condições limites para descrição de objetos de onde é possível a extração de informações importantes sobre o ambiente. O conhecimento dessas informações é primordial para a ação e controle de situações reais. Apesar de toda a eficiência da Lógica Clássica, os avanços da tecnologia fizeram com que as faixas de incerteza nas fronteiras que medem, classificam e descrevem formas dos objetos, bem como analisam suas propriedades físicas, ficassem pequenas pela exigência de determinações cada vez mais precisas (DA SILVA FILHO; ABE; LAMBERT-TORRES, 2008).

Com o passar dos anos essas situações foram criando cenários que não se enquadravam mais nas rígidas regras da Lógica Clássica, exigindo métodos complexos para tratamento e interpretações dos dados representantes de informações sobre o meio físico. Para buscar novas formas de tratamento de dados nessas situações limites, foram recentemente criadas as Lógicas não clássicas. Portanto, as Lógicas não clássicas, são aquelas que em seus fundamentos existem, de alguma forma, certos conceitos que desconsideram alguns princípios das rígidas leis binárias da clássica.

> As Lógicas não-Clássicas violam justamente as suposições binárias que não admitem indefinições, ambiguidades e contradições nos seus fundamentos. Estabelece que o conceito de dualidade é algo que pode coexistir com seu oposto para se obter melhor precisão nas conclusões para a tomada de decisão. As Lógicas Não-Clássicas podem complementar o escopo da lógica clássica ou podem rivalizar com ela. (DA SILVA FILHO; ABE; LAMBERT-TORRES, 2008).

Em aplicações reais, destaca-se o fato de que a Lógica Clássica é binária, admitindo apenas dois estados que podem ser verdadeiro ou falso. Devido a sua característica binária (níveis 0 ou 1), pode parecer que em algumas situações não retrate de modo satisfatório o mundo real, que é incompleto e contraditório, e por isso tornando-se impossível de ser utilizada. Por esse motivo, recentemente tem surgido diversas lógicas consideradas não clássicas indicadas para aplicações diretas em inúmeros campos do conhecimento.

1.2.2. LÓGICA PARACONSISTENTE

A lógica não-clássica definida como Lógica Paraconsistente (LP), atua no mundo real oferecendo condições para tratamentos satisfatórios as inconsistências, ou seja, dando tratamento adequado a duas ou mais interpretações diferentes sobre um mesmo assunto (DA SILVA FILHO; ABE, 2000).

> Nesta área de tratamento de incertezas a lógica paraconsistente, na sua forma estendida, denominada lógica paraconsistente Anotada com anotação de dois valores (LPA2v) também tem se destacado pelos métodos eficientes em tratar informações contraditórias valorizando estas informações que podem trazer evidências para estruturar resultados que retratam melhor a realidade. (DA SILVA FILHO, 2006).

Segundo Da Silva Filho, Abe e Lambert-Torres (2008), o Nó de Análise Paraconsistente é a denominação dada a um algoritmo extraído da LPA2v para análise de uma proposição por meio da entrada na forma de anotação composta por um Grau de Evidência Favorável (μ) e um Grau de Evidência Desfavorável (λ). Na saída, obtém-se o Grau de Evidência Resultante Real (μ_{ER}) (quando normalizado) através de um Intervalo de certeza (φ_E).

1.3. OBJETIVOS

O presente trabalho tem como objetivo principal propor nova forma de estruturação de sistemas de controle PI, utilizando os algoritmos da Lógica Paraconsistente Anotada.

Como objetivo secundário, foram tratados os dados provenientes de transmissores de campo, proporcionando um instrumento de apoio para tratamento das suas incertezas.

Para alcançar esse objetivo, foi elaborado em um CLP, um programa modelo de controle de nível de um tanque pressurizado, formado com algoritmos extraídos da Lógica Paraconsistente Anotada com anotação de dois valores (LPA2v) e desenvolvido em linguagem de programação normalizada pela IEC61131.

1.4. ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está organizada da seguinte forma: O capítulo 1 apresenta a introdução do trabalho, a justificativa da pesquisa, juntamente com a relevância do tema e uma breve comparação entre lógica clássica e paraconsistente, finalizando com os objetivos que norteiam esse estudo.

No capítulo 2, são apresentadas considerações sobre medição de nível e os fundamentos da Lógica Paraconsistente Anotada com anotação de dois Valores (LPA2v). No capítulo 3, é apresentada uma explanação sobre sistemas de controle convencionais, utilizando o algoritmo PI e enfatizando os métodos de sintonia do tipo: Ziegler-Nichols, ITAE e IMC. O capítulo 4 aborda as características da planta piloto de processo para controle de nível e o resultado dos ensaios de controle PI com os métodos de sintonia estudados no capítulo anterior. O capítulo 5 explica como foi desenvolvido o controlador paraconsistente de nível, implementado no controle de nível da planta piloto, abordando em detalhes a construção do bloco PARACONTROL com sua programação no CLP, utilizando linguagem normalizada. No capítulo 6, são reunidos os resultados dos testes do controlador paraconsistente desenvolvido, considerando variações em degrau no *Set-point* e comparados aos métodos convencionais de controle PI. Finalizando, no capítulo 7, mostra-se a conclusão e a perspectiva de evolução da pesquisa.

2. CONCEITOS DE MEDIÇÕES DE NIVEL E LÓGICA PARACONSISTENTE

Neste capítulo apresentamos algumas considerações sobre medição de nível e os principais fundamentos da Lógica Paraconsistente Anotada com anotação de dois Valores (LPA2v). Estas considerações são necessárias para um entendimento completo sobre a pesquisa desenvolvida utilizando conceitos da LPA para controle de nível.

2.1. MEDIÇÃO DE NÍVEL

Existem vários métodos clássicos e modernos para medir o nível de produto em processos e tanques de armazenamento nas indústrias. Muitos dispositivos de nível são montados no topo do tanque e medem principalmente a distância “d” entre a sua posição de montagem e a superfície do produto (WEBSTER, 1999, s. 11). O nível “L” é então calculado, partindo-se do pressuposto que a altura do tanque h será constante, como mostrado na Figura 1 e expressa como: L=h+d. O sensor pode ser montado: (a) como um instrumento sem contato na parte superior, (b) em contato com o produto na parte inferior, (c) como um sensor intrusivo, ou (d) para os lados, como uma chave de nível.

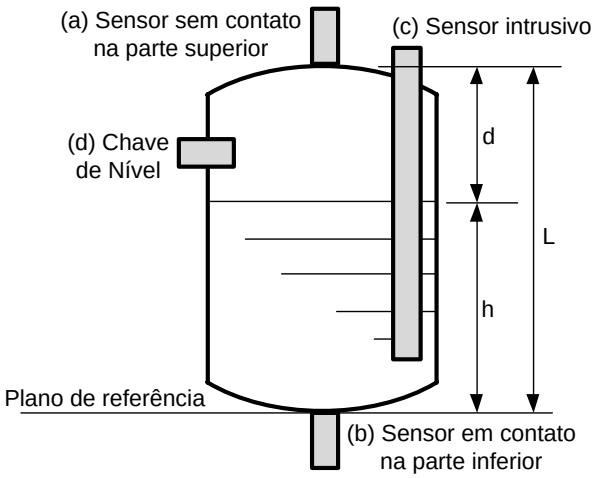


Figura 1. Representação de um tanque com um material sólido ou líquido (área tracejada).

Fonte: WEBSTER, 1999

2.1.1. MEDIÇÃO DE NÍVEL POR EMPUXO

Esse medidor de nível é provido de um sensor definido como deslocador, que utiliza o princípio de Arquimedes: “Todo corpo mergulhado em um fluido sofre a ação

de uma força vertical dirigida de baixo para cima igual ao peso do fluido deslocado" (BALBINOT, 2007, p. 368). A força exercida pelo fluido no deslocador submerso é denominada empuxo e será maior, quanto maior for a densidade do líquido. O deslocador comumente utilizado como sensor de transmissores de nível tem a forma de um cilindro oco, fabricado normalmente em materiais como aço inox 304 ou 316, *monel* ou *hastelloy*. A escolha do material adequado é determinada principalmente pela temperatura e poder corrosivo do fluido. No interior do cilindro, se necessário, são depositados contrapesos granulados, a fim de ajustar o peso do deslocador, conforme figura 2. Uma vez que o empuxo aumenta com o percentual de imersão, então, o peso aparente do deslocador reduz com o aumento do nível. Os medidores de nível por empuxo com deslocador são adequados para medição de interface líquido-gás, líquido-líquido e líquido-vapor (ALVES, 2010).

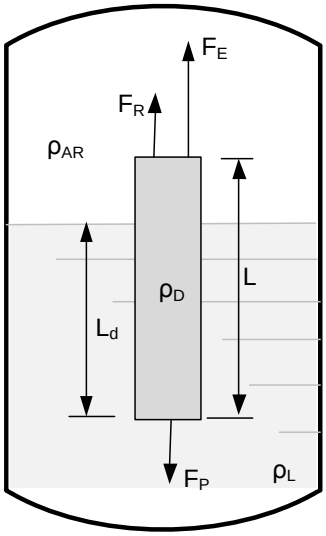


Figura 2. Representação das forças em um medidor de nível por empuxo.
Adaptado de: KUPHALDT, 2011

Considerando-se que o deslocador seja cilíndrico, com sua seção transversal e o seu comprimento constantes, a força peso do deslocador segundo Kuphaldt (2011) será:

$$F_P = g \times A_D \times \rho_D \times L \qquad (1.1)$$

Onde:

$g =$ Aceleração da gravidade;

$A_D =$ Área do deslocador;

$\rho_D =$ *M*assa específica do deslocador;

$L =$ Altura do deslocador.

A força F_E, correspondente ao empuxo será calculada como na equação 1.2:

$$F_E = g \times A_D \times \rho_L \times L_d + g \times A_D \times \rho_{AR} \times (L - L_d) \quad (1.2)$$

Onde:

ρ_L =Massa específica do líquido;

ρ_{AR} = Massa específica do ar;

L_d =Altura de líquido submerso no deslocador.

Portanto, a Força Resultante ou também conhecida como Peso Aparente será como na equação 1.3:

$$F_R = g \times A_D \times \rho_D \times L - [g \times A_D \times \rho_L \times L_d + g \times A_D \times \rho_{AR} \times (L - L_d)] \quad (1.3)$$

Observando-se que g, A_D, ρ_D, L, ρ_L e ρ_{AR} são constantes, a Força resultante no deslocador será proporcional à altura de líquido submerso no deslocador (L_d), correspondente ao nível de líquido no deslocador.

2.1.2. MEDIÇÃO DE NÍVEL POR PRESSÃO HIDROSTÁTICA

Segundo Fialho (2002, p. 188):

> "A pressão hidrostática é a força exercida por um fluido líquido em equilíbrio estático, que se distribui de forma uniforme em todas as direções de contato com o recipiente que o contem, sendo, é claro, de valor diretamente proporcional à profundidade da tomada de medida"

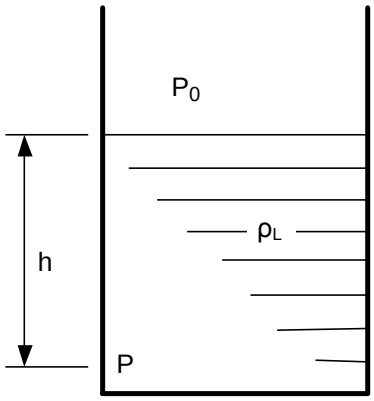


Figura 3. Pressão hidrostática em tanque.

Considerando-se que a pressão hidrostática causada pelo peso do líquido armazenado em um reservatório seja (WEBSTER, 1999, s. 11):

$$P = g \times \rho_L \times h + P_0 \quad (1.4)$$

Onde:

g = Aceleração da gravidade;

ρ_L = Massa específica do líquido;

h = Altura de nível de líquido armazenado;

P_0 = Pressão atmosférica na superfície do líquido.

Na medição do nível de um reservatório aberto, o ΔP medido pelo transmissor LIT será a pressão diferencial entre P_H e P_L, conforme a figura 4. Como P_L é igual a pressão atmosférica na superfície do líquido e P_H é a pressão da coluna formada pelas alturas h e Y, pode-se dizer que:

$$\Delta P = P_H - P_L = [g \times \rho_L \times (h + Y) + P_0] - P_0 \quad (1.5)$$

$$\Delta P = g \times \rho_L \times (h + Y) \quad (1.6)$$

Observando-se que g, ρ_L e Y são constantes, o ΔP medido pelo transmissor LIT será uma função linear em relação à altura de líquido (cota h) armazenado dentro do tanque.

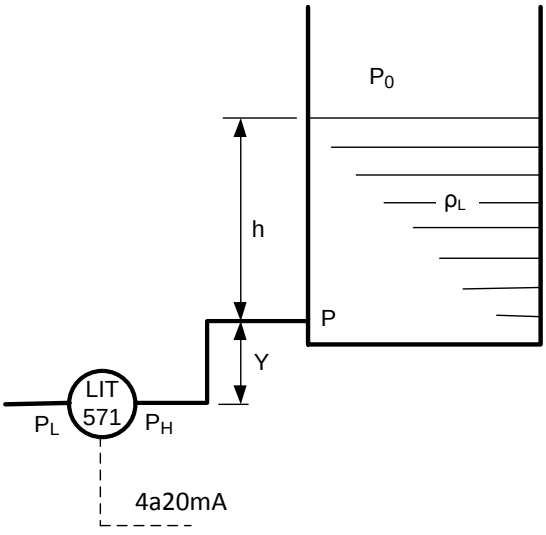


Figura 4. Medição de nível por pressão hidrostática em tanque aberto.

Na medição do nível de um reservatório fechado, o ΔP medido pelo transmissor LIT será a pressão diferencial entre P_H e P_L, conforme a figura 5. Nesse caso, a pressão

no topo do tanque não é igual a pressão atmosférica, portanto a tomada de medida de baixa pressão do transmissor deverá estar conectada na parte superior do tanque, para compensar as variações da pressão no topo. Para evitar que aconteça a condensação de líquido na tubulação que conecta a pressão do topo do tanque a tomada P_L do transmissor, o que provocaria erros na medição, considera-se que essa tubulação já esteja totalmente preenchida com o mesmo líquido do interior do tanque.

Como P_L é igual a pressão no topo do tanque na superfície do líquido e P_H é a pressão da coluna formada pelas alturas h e Y, pode-se dizer que:

$$\Delta P = P_H - P_L = \left[g \times \rho_L \times (h + Y) + P_{topo}\right] - \left[g \times \rho_L \times Z + P_{topo}\right] \quad (1.7)$$

$$\Delta P = g \times \rho_L \times (h + Y - Z) \quad (1.8)$$

Observando-se que g, ρ_L, Y e Z são constantes, o ΔP medido pelo transmissor LIT, também será uma função linear em relação à altura de líquido (cota h) armazenado dentro do tanque.

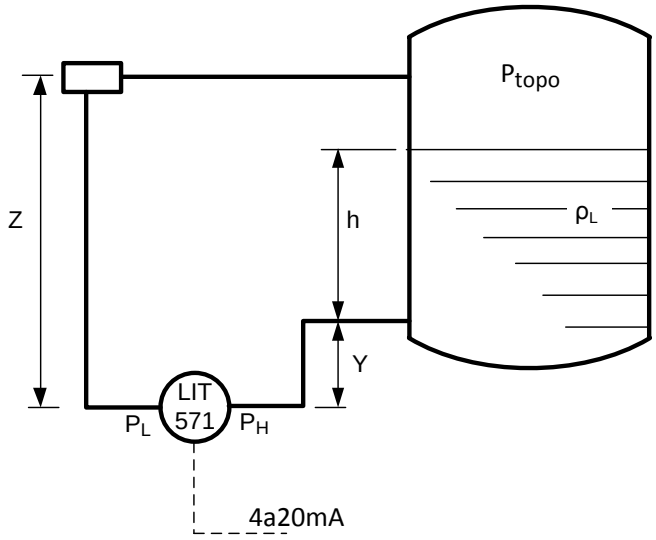


Figura 5. Medição de nível por pressão hidrostática em tanque fechado.

2.2. LÓGICA PARACONSISTENTE

As Lógicas não Clássicas são aquelas que na sua formalização existem conceitos os quais, de alguma forma, refutam um ou mais princípios binários da Lógica Clássica. Múltiplas teorias e técnicas de tratamento de sinais incertos estão sendo

desenvolvidas em Inteligência Artificial aplicando lógicas não clássicas nas mais variadas áreas do conhecimento (ABE, 1992).

Atualmente existem muitas lógicas que se fundamentam em leis que desafiam os conceitos binários da Lógica Clássica e, portanto, reconhecidamente como não clássicas. Entre estas, podemos destacar a Lógica *Fuzzy*, Multivaloradas, trivalentes, paraconsistentes, etc. A família de lógicas paraconsistentes, para Netto *et al.* (2013), possui como característica principal a admissão da contradição em sua estrutura teórica. Neste trabalho, serão aplicados algoritmos baseados em Lógica Paraconsistente, na sua forma anotada denominada Lógica Paraconsistente com anotação de dois valores (LPA2v) (DA SILVA FILHO, 1999), como base para construção do controlador proposto.

2.2.1. Lógica Paraconsistente Anotada com Anotação de dois valores LPA2v

A Lógica Paraconsistente (LP) é um tipo de lógica não clássica que apresenta em sua fundamentação a propriedade de aceitar a contradição sem trivialização, portanto, sem que o conflito ocasionado pela inconsistência anule as conclusões.

Uma representação da LP em um reticulado associado pode expressar estados lógicos através de anotação, portanto este tipo de lógica é chamada de Lógica Paraconsistente Anotada (LPA).

As anotações da Lógica Paraconsistente Anotada (LPA) são geradas a partir de situações proposicionais e podem ser representadas em um reticulado finito com valores atribuídos à sua correspondente fórmula proposicional.

O tratamento de incerteza, visto neste trabalho, utiliza os fundamentos de uma extensão da Lógica Paraconsistente Anotada, denominada de Lógica Paraconsistente Anotada com anotação de dois valores (LPA2v), apresentada inicialmente em Da Silva Filho (1999).

Para melhor interpretação das evidências na LPA2v é utilizada uma representação, chamada de reticulado finito, formado por pares ordenados de valores (μ, λ), na qual a letra grega μ significa o Grau de evidência favorável da proposição e λ o Grau de evidência desfavorável, conforme figura 6, sendo que:

$$\tau = \{(\mu, \lambda) \mid \mu, \lambda \in [0, 1] \subset \Re\}$$

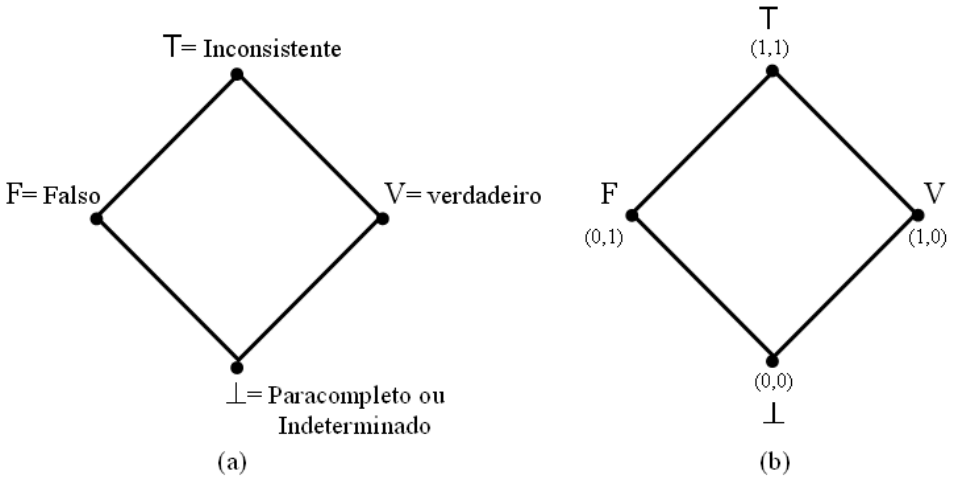


Figura 6. Reticulado associado à Lógica Paraconsistente Anotada de anotação com dois valores LPA2v.

Para Da Silva Filho (1999), cada sentença proposicional é denominada proposição *P* e, por meio de uma análise da LPA2v, os graus de Evidência favorável e desfavorável que compõem a anotação atribuim uma conotação lógica à Proposição P, denominada estado ou sinal lógico paraconsistente representado por $P_{(\mu, \lambda)}$.

Sendo assim, conforme Torres (2004), podemos relacionar os estados lógicos paraconsistentes extremos obtidos dos quatro vértices do reticulado da seguinte forma:

$P_{(\mu, \lambda)} = P_{(1, 0)}$: pode ser lida como uma proposição verdadeira (evidência favorável total e evidência contrária nula), portanto *P* é verdadeira.

$P_{(\mu, \lambda)} = P_{(0, 1)}$: pode ser lida como uma proposição falsa (evidência favorável nula e evidência contrária total), portanto *P* é falsa.

$P_{(\mu, \lambda)} = P_{(1, 1)}$: pode ser lida como uma proposição inconsistente (evidência favorável total e evidência contrária total), portanto *P* é inconsistente.

$P_{(\mu, \lambda)} = P_{(0, 0)}$: pode ser lida como uma proposição paracompleta (evidência favorável nula e evidência contrária nula), portanto *P* é paracompleta ou indeterminada.

Um bom exemplo para ilustrar esse conceito pode ser associado a seguinte proposição, *P*: “A água do sistema está contaminada”, no qual:

Se a anotação do estado paraconsistente fornecida por duas fontes de evidência for (1,0), entende-se que a proposição é verdadeira e existe evidência total de que a água do sistema está contaminada,

Se a anotação do estado paraconsistente fornecida por duas fontes de evidência for (0,1), entende-se que a proposição é falsa e não existe evidência nenhuma de que a água do sistema esteja contaminada, ou seja, a água do sistema está totalmente não contaminada,

Se a anotação do estado paraconsistente fornecida por duas fontes de evidência for (1,1), entende-se que a proposição é inconsistente, pois existe evidência favorável total para a água do sistema contaminada, assim como evidência desfavorável total de que a água do sistema não está contaminada.

Se a anotação do estado paraconsistente fornecida por duas fontes de evidência for (0,0), entende-se que a proposição é indeterminada, pois existe evidência favorável nula para a água do sistema contaminada, assim como evidência desfavorável nula de que a água do sistema está contaminada.

2.2.2. Grau de Certeza e Grau de Contradição

Na LPA2v os valores do grau de certeza (G_C) são expressos em um eixo horizontal compondo o eixo dos graus de certeza. Da mesma forma, os valores do grau de contradição (G_{CT}) são expressos em um eixo vertical, compondo o eixo dos graus de contradição.

Um estado lógico paraconsistente verdadeiro (1,0) está representado na figura 7, pelo ponto D, assim como um estado lógico paraconsistente falso (0,1) está representado pelo ponto B.

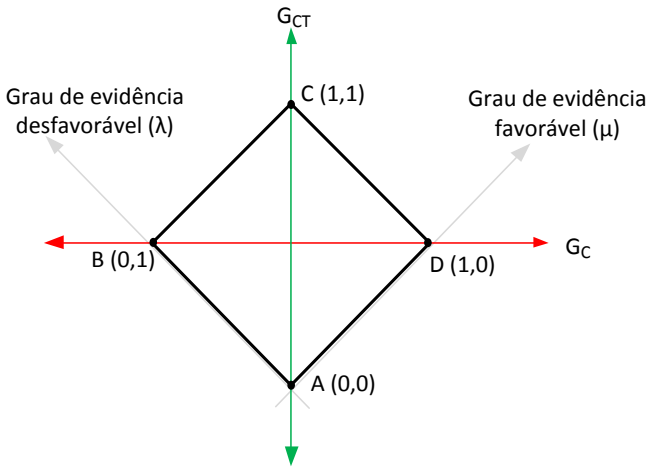


Figura 7. Representação dos Graus de Certeza e de Contradição.
(Fonte: DA SILVA FILHO, 1999).

Considerando-se que o ponto de intersecção dos eixos dos graus de certeza e contradição é a origem desses valores, ou seja, nesse ponto, $G_C = 0$ e $G_{CT} = 0$, pode-se dizer que quando uma proposição apresentar estado lógico paraconsistente verdadeiro, o valor do grau de certeza será $G_C = +1$. De forma análoga, quando uma proposição apresentar estado lógico paraconsistente falso, o valor do grau de certeza será $G_C = -1$.

Portanto, pode-se equacionar o Grau de certeza como:

$$G_C = \mu - \lambda \qquad (2.1)$$

Os valores do Grau de Certeza (G_C) pertencem ao conjunto $\Re$, que variam no intervalo fechado +1 e -1 e estão no eixo horizontal do reticulado, conforme apresentado na figura 8. Definido por Costa *et al.* (1999), o G_C é definido como o valor que representa no reticulado a distância entre os dois estados extremos denominados de Totalmente Falso e Totalmente Verdadeiro.

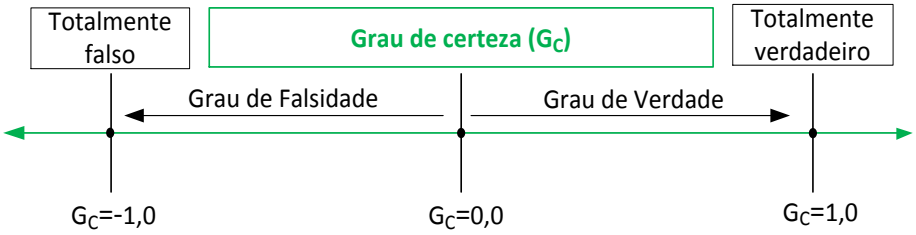


Figura 8. Representação do grau de certeza.
(Fonte: DA SILVA FILHO, 2006).

Na figura 7, pode-se observar que um estado lógico inconsistente (1,1) está representado pelo ponto C, assim como um estado lógico indeterminado (0,0) está representado pelo ponto A.

Em um sistema de análise paraconsistente, quando o estado lógico paraconsistente de uma proposição estiver mais próximo do segmento de reta formado pelos pontos BD da figura 7, significa que o nível de contradição das fontes de evidência é baixo, tendendo a não existir. Porém, quando o estado lógico estiver o mais distante possível dessa reta, o valor do grau de contradição será $G_{ct} = +1$ para uma situação inconsistente e $G_{ct} = -1$ para uma situação indeterminada, representando alta contradição.

Portanto, pode-se equacionar o Grau de contradição como:

$$G_{ct} = \mu + \lambda - 1 \qquad (2.2)$$

A Figura 9 mostra o eixo dos graus de contradição com os seus valores no intervalo fechado de -1 a + 1 e pertencente ao conjunto $\Re$. Definido por Costa *et al.* (1999), o G_{CT} é definido como o valor que representa no reticulado a distância entre os dois estados extremos denominados de Totalmente Paracompleto ou Indeterminado e Totalmente Inconsistente.

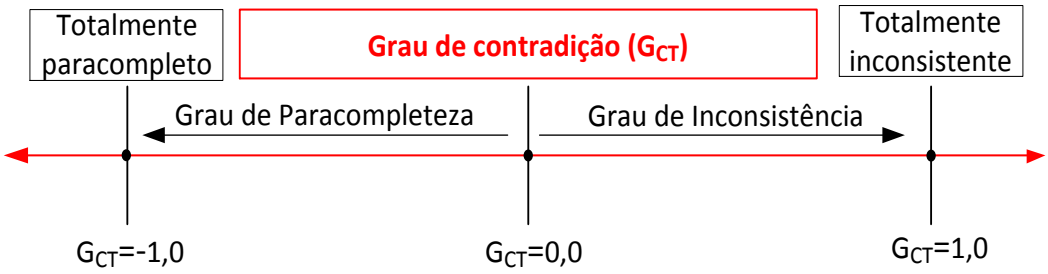


Figura 9. Representação do grau de contradição.
(Fonte: DA SILVA FILHO, 2006).

2.2.3. Grau de Certeza de valor real

Visando melhora no sistema de tratamento das incertezas das fontes de evidência favorável e desfavorável em conjunto com os graus de certeza e contradição, um novo parâmetro definido como Grau de Certeza Real (G_{CR}) pode ser calculado.

> Um Sistema de decisão capaz de analisar dados originados do Conhecimento Incerto terá maior robustez quando, ao final da análise, apresentar um resultado que represente o valor de certeza puro, isto é, não contaminado pelos efeitos das incertezas. Portanto, o valor final deve vir subtraído do valor atribuído ao efeito da influência das inconsistências originadas pelas informações conflitantes (DA SILVA FILHO, 2008).

Partindo-se do pressuposto que em uma análise paraconsistente, os cálculos do Grau de Certeza G_C através de (2.1) e Grau de Contradição G_{ct}, por meio de (2.2), resultaram em valores positivos e que estão interpolados no reticulado em um ponto interno (G_C, G_{ct}), conforme a figura 10.

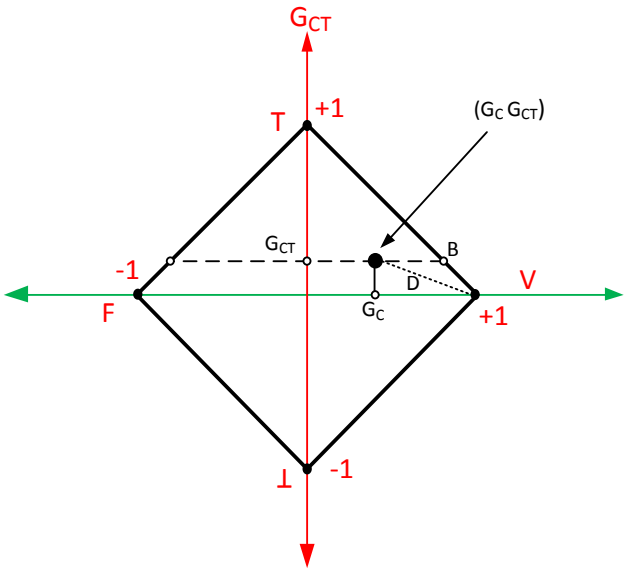


Figura 10. Ponto de interpolação (G_C, G_{ct}), e distância D.
(Fonte: DA SILVA FILHO et al.,2008).

A distância D da reta da figura 10, que vai do ponto de máximo Grau de Certeza V, representada no vértice direito do reticulado, até ao ponto de interpolação (G_C, G_{ct}), é calculada por:

$$D = \sqrt{(1 - |G_C|)^2 + {G_{ct}}^2} \qquad (2.3)$$

Sendo assim, o Grau de Certeza de valor real G_{Cr} será a projeção da distância D no eixo de valores de certeza, conforme se demonstra na figura 11.

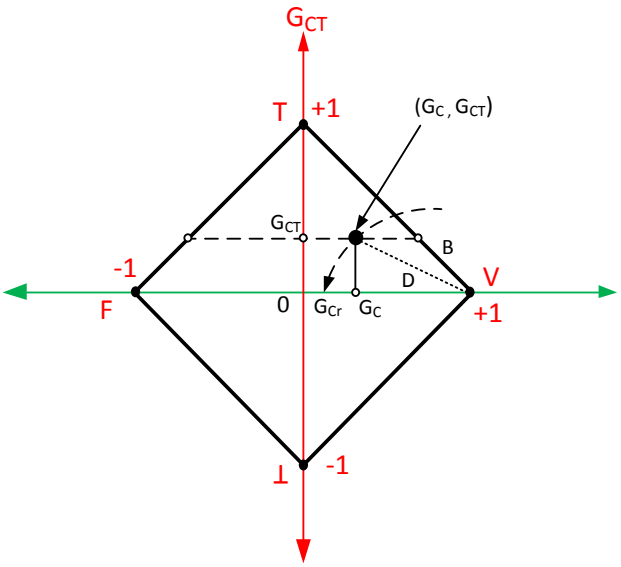


Figura 11. Grau de Certeza de valor resultante real - G_{CR} no reticulado.
(Fonte: DA SILVA FILHO et al.,2008)

Se o Grau de Certeza Calculado G_C resultar em valor negativo, a distância D será obtida a partir do ponto de certeza F, representado no vértice esquerdo do reticulado, até ao ponto de interpolação (-G_C, G_{ct}). O ponto de interpolação nessas condições está representado na figura 12.

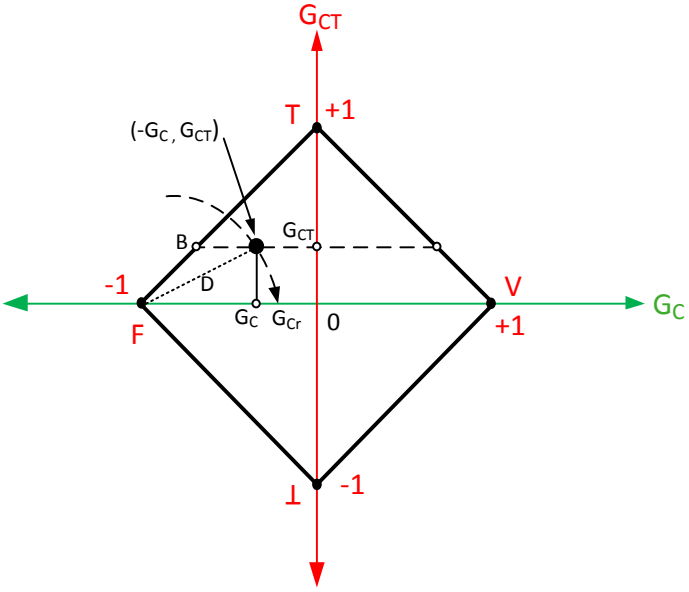


Figura 12. Grau de Certeza de valor real GCr no reticulado da LPA2v quando GC é negativo e Gct positivo.
(Fonte: DA SILVA FILHO et al.,2008)

Então, o valor do Grau de Certeza real G_{CR} é obtido a partir da determinação da distância D, conforme as condições mostradas abaixo:

Se Gc>0: $G_{CR} = (1 - D)$

ou

$$\mathrm{G_{CR}} = 1 - \sqrt{(1 - |\mathrm{G_c}|)^2 + \mathrm{G_{ct}}^2} \quad (2.4)$$

Se Gc<0: $G_{CR} = (D - 1)$

ou

$$\mathrm{G_{CR}} = \sqrt{(1 - |\mathrm{G_c}|)^2 + \mathrm{G_{ct}}^2} - 1 \quad (2.5)$$

As equações obtidas a partir da metodologia estudada no LPA2v comporão os algoritmos para tomada de decisão e tratamento de incertezas.

2.2.4. Nó de Análise Paraconsistente (NAP)

Para Baptista (2013), o Nó de Análise Paraconsistente – NAP, trata-se de um novo algoritmo de tratamento de incertezas, fundamentado em Lógica Paraconsistente Anotada LPA2v. Portanto, o NAP envolve a aplicação das equações apresentadas no item anterior.

> Nas redes de análise paraconsistente, os NAPs fazem tratamento de sinais de informação conforme os fundamentos da Lógica Paraconsistente. Com as suas entradas sendo alimentadas pelos Graus de Evidências retirados de base de dados de Conhecimento Incerto os NAPs utilizam as equações obtidas da metodologia da LPA2v e vão obtendo os Graus de Certeza real G_{CR} acompanhados de seus respectivos Intervalos de Certeza φ. Este processo possibilita a obtenção de conclusões à respeito de determinadas proposições (DA SILVA FILHO, 2008).

Na representação de um NAP tem-se duas entradas de Graus de Evidência favorável μ e desfavorável λ a respeito da proposição analisada, e duas saídas de resultados: o Grau de Certeza real (G_{CR}) e o Intervalo de Certeza (φ), conforme demonstra-se na figura 13.

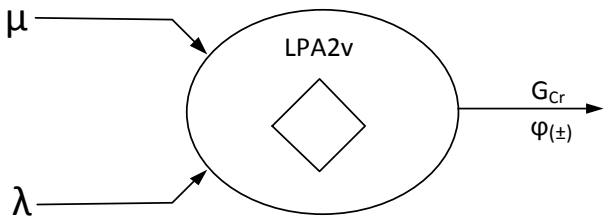


Figura 13. Símbolo de um Nó de Análise Paraconsistente típico.
(Fonte: DA SILVA FILHO et al.,2008)

2.2.5. Grau de evidência resultante real (μ_{ER})

Como uma análise Paraconsistente produz valores de Grau de Certeza real no intervalo fechado entre -1 e +1, para transformar o Grau de Certeza real resultante da análise de uma proposição em Grau de Evidência resultante real (μ_{ER}), que servirá como entrada para outra proposição, é feita uma normalização nos seus valores, para que fique no intervalo entre 0 e 1.

A figura 14 mostra a equivalência entre os valores dos Graus de Certeza real G_{CR} e os Graus de Evidência resultante real (μ_{ER}).

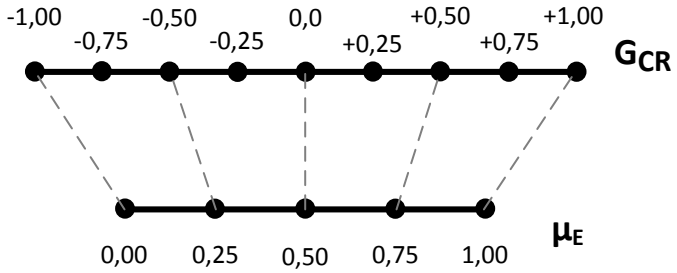


Figura 14. Conversão de Grau de Certeza real G_{CR} em Grau de Evidência resultante real μ_{ER}.
(Fonte: DA SILVA FILHO et al.,2008)

O Grau de Evidência resultante real (μ_{ER}) é calculado a partir das equações (2.4) e (2.5) e equacionado por:

$$\mu_{ER} = \frac{G_{CR}+1}{2} \tag{2.6}$$

2.2.6. Grau de contradição normalizado (μ_{ctr})

Para que a resposta em um NAP seja padronizada também é feita uma normalização no Grau de Contradição, e assim seus valores resultantes encontrados

ficarão no intervalo real fechado entre 0 e 1. Tomando-se como referência a equação $G_{ct} = (\mu + \lambda) - 1$, é realizada a normalização no Grau de Contradição por:

$$\mu_{ctr} = \frac{G_{ct}+1}{2} \quad (2.7)$$

ou

$$\mu_{ctr} = \frac{\mu+\lambda}{2} \quad (2.8)$$

Conforme Da Silva Filho (2008), percebe-se que a relação entre os valores do Grau de Contradição G_{ct} e os valores do Grau de Contradição normalizado (μ_{ctr}) pode-se representar por meio da Figura 15.

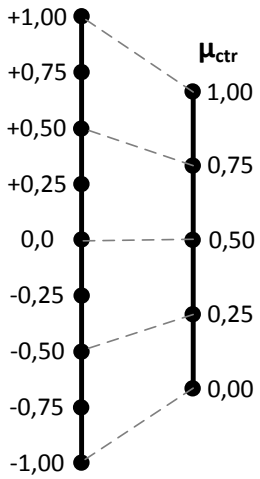


Figura 15. Conversão de Grau de Contradição G_{ct} em Grau de Contradição normalizado μ_{ctr}.
(Fonte: DA SILVA FILHO et al.,2008)

Quando o valor do Grau de Contradição Normalizado estiver acima de 0,5 significa que existe uma contradição entre os Graus de Evidência das entradas a respeito da Proposição analisada. Portanto, os valores de Graus de Contradição Normalizados acima de 0,5 e tendendo a 1,0 indicam que estão no sentido de estabelecer um estado lógico Inconsistente à Proposição analisada.

Quando o valor do Grau de Contradição Normalizado for igual a 1,0 existe uma contradição total à proposição, portanto o estado lógico é o totalmente Inconsistente. Por outro lado, quando o valor do Grau de Contradição Normalizado estiver abaixo de 0,5 significa que também existe uma contradição à proposição analisada. Portanto, os

valores de Graus de Contradição Normalizados abaixo de 0,5 e tendendo a zero indicam que as evidências são contraditórias no sentido de estabelecer um estado lógico de Indeterminação à Proposição analisada.

Quando o valor do Grau de Contradição Normalizado for igual a zero, existe total contradição, portanto o estado lógico é totalmente Indeterminado.

2.3. Nó de Análise Paraconsistente da LPA2v com saída de Grau de Evidência resultante real

Segundo Da Silva Filho *et al.* (2008), o sistema ou algoritmo denominado de Nó de Análise Paraconsistente pode ser feito utilizando-se as equações obtidas no estudo dos NAPs. O sistema Paraconsistente de Tratamento de Incertezas pode ser utilizado em diversos campos do conhecimento em que informações incompletas e contraditórias receberão um tratamento adequado por meio das equações da LPA2v. O algoritmo de Análise paraconsistente para determinação do Grau de Certeza real e do Intervalo de Certeza é exposto a seguir:

Entre com os valores de Entrada.

μ */ Grau de Evidência favorável $0 \leq \mu \leq 1$

λ */ Grau de Evidência desfavorável $0 \leq \lambda \leq 1$

Calcule o Grau de Contradição Normalizado.

$$\mu_{ctr} = \frac{\mu+\lambda}{2}$$

Calcule o Intervalo de Evidência Resultante

$$\varphi_E = 1 - |2.\mu_{ctr} - 1|$$

Calcule o Grau de Certeza.

$$G_C = \mu - \lambda$$

Calcule o Grau de Contradição

$$G_{ct} = (\mu + \lambda) - 1$$

Calcule a distância D

$$D = \sqrt{(1 - |Gc|)^2 + Gct^2}$$

Calcule o Grau de Certeza Real

Se $Gc>0$, $G_{CR}=(1-D)$

Se $Gc<0$, $G_{CR}=(D-1)$

Determine o sinal da Saída

Se φ_E ≤0,25 ou D > 1, então faça:

S1 = 0, 5 e S2= $\varphi_{E(\pm)}$ = : Indefinição e vá para o fim.

Senão vá para o próximo item

Calcule o Grau de Evidência Resultante real

$$\mu_{ER} = \frac{G_{CR}+1}{2}$$

Determine a sinalização do Intervalo de Evidência resultante

Se μ_{ctr}<0,5, sinalize negativo $\varphi = \varphi_{E(-)}$

Se μ_{ctr}>0,5, sinalize positivo $\varphi = \varphi_{E(+)}$

Se μ_{ctr}=0,5, sinalize zero $\varphi = \varphi_{E(0)}$

Apresente os resultados na saída.

Faça S1=μ_{ER} e S2= $\varphi_{E\ (\pm)}$

Fim.

3. SISTEMAS DE CONTROLE

3.1. CONTROLE PID

O controlador do tipo PID (Proporcional-Integral-Derivativo) para Campos e Teixeira (2010, p. 23) é, certamente, o mais usado em sistemas de malha fechada na área industrial.

Dentre as diversas técnicas para se conseguir o melhor ajuste dos parâmetros de um controlador PID, quase todas passam pela determinação de um modelo do processo a ser controlado. Sempre que possível, uma boa técnica para a determinação deste modelo é o teste de resposta ao degrau.

> Frequentemente, no modelamento ou teste de um processo, o que mais interessa é a relação entre a variável manipulada e a variável controlada numa malha de realimentação. É este comportamento que pode ser usado como um guia para a seleção da técnica de controle e também para ajuste do controlador. (MOLLENKAMP, 1988, p. 43).

Com esse teste, normalmente consegue-se identificar a maioria dos processos e classificá-los como um sistema estável, aquele que após certo tempo da decorrência de uma variação em sua entrada acomoda-se em um novo valor de saída, ou instável, aquele que não se acomodará após a variação em sua entrada, levando a saída a saturação.

3.2. Identificação da dinâmica dos processos industriais

A análise de um sistema consiste em determinar uma função de transferência em torno do ponto de funcionamento, segundo um modelo conhecido previamente, para que traduza o seu comportamento com maior fidelidade possível quando submetido a uma excitação.

Os parâmetros dessa função servirão essencialmente para o cálculo das ações de controle do controlador do sistema, a fim de assegurar a estabilidade do conjunto e o controle da variável do processo.

3.2.1. Sistemas de primeira ordem naturalmente estáveis sem tempo morto

A identificação de processos de primeira ordem baseada na aplicação de um impulso do tipo degrau consiste em aplicar uma variação conhecida na entrada do

processo e analisar a sua saída. Um sistema de primeira ordem poderá apresentar duas respostas, uma com o tempo de atraso e outra sem o tempo de atraso.

Quando o processo comporta-se como de primeira ordem sem tempo de atraso, sua resposta se apresentará como uma variação exponencial em função do tempo, conforme se evidencia na equação 3.1.

$$\Delta y = \Delta u \times G_p \times \left(1 - e^{-t/\tau}\right) \quad (3.1)$$

Considerando-se $t = \tau$, então:

$$\Delta y = \Delta u \times G_p \times (1 - e^{-1}) = \Delta u \times G_p \times \left(1 - 1/e\right) = \Delta u \times G_p \times (1 - 1/2{,}718) \quad (3.2)$$

$$\Delta y = \Delta u \times G_p \times 0{,}63 \quad (3.3)$$

Onde:

Δu =Variação (Degrau) na entrada do processo;

Δy =Variação na saída do processo;

G_p = Ganho do processo;

τ = Constante de tempo do processo.

No exemplo da figura 16, considera-se: τ = 5 segundos e G_p=10 e dessa forma, observa-se que após uma constante de tempo, ou seja, 5 segundos, a saída do processo $y(t)$ atingirá 63% da sua variação total.

Quando o tempo decorrido após a aplicação do degrau de entrada for igual 5τ, pode-se considerar que a saída do processo alcançou um valor de equilíbrio estável (SEBORG et al., 2004, p. 109).

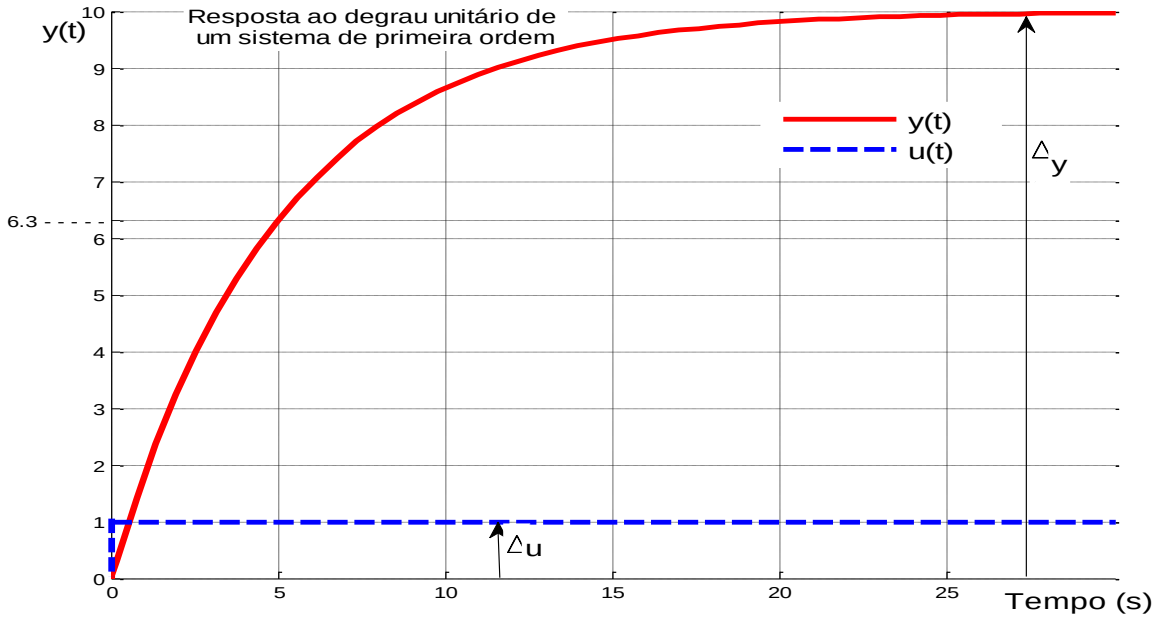


Figura 16. Resposta de um processo de primeira ordem sem tempo morto.

A partir da equação 3.1, aplicando-se a transformada de Laplace, a função de transferência de um processo de primeira ordem sem tempo morto será:

$$H_{(s)} = \frac{G_p}{1+\tau_s} \qquad (3.4)$$

3.2.2. Sistemas de primeira ordem naturalmente estáveis com tempo morto

Quando o processo comporta-se como de primeira ordem com tempo de atraso, sua resposta se apresentará como uma variação exponencial em função do tempo, conforme mostrado na equação 3.5.

$$\Delta y_t = \Delta u \times G_p \times \left(1 - e^{-(t-\theta)/\tau}\right) \qquad (3.5)$$

Onde:

$\tau =$ Constante de tempo do processo;

$\theta =$ Tempo morto do processo

No exemplo da figura 17, considera-se: τ = 5 segundos; θ = 5 segundos e G_p=2 e dessa forma observa-se que após 10 segundos, correspondente à soma do tempo morto e a constante de tempo, a saída do processo $y_{(t)}$ atingirá 63% da sua variação total.

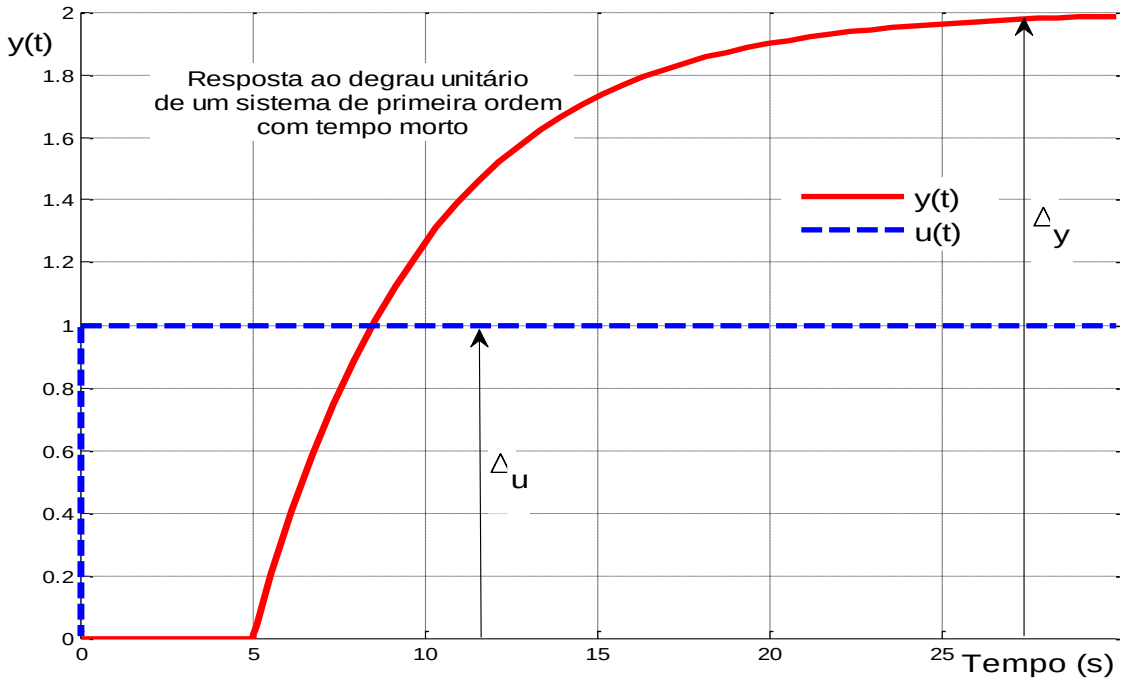


Figura 17. Resposta de um processo de primeira ordem com tempo morto.

A partir da equação 3.5, aplicando-se a transformada de Laplace, a função de transferência de um processo de primeira ordem com tempo morto será:

$$H_{(s)} = \frac{G_p \times e^{-\theta s}}{1+\tau_s} \qquad (3.6)$$

3.2.3. Sistemas naturalmente instáveis

Nos processos naturalmente instáveis, como por exemplo, um tanque de armazenamento de líquido com entrada de produto por cima e uma bomba com vazão constante em sua saída por baixo, quando submetido à aplicação de um impulso do tipo degrau em sua entrada, apresenta uma resposta conforme figura 18.

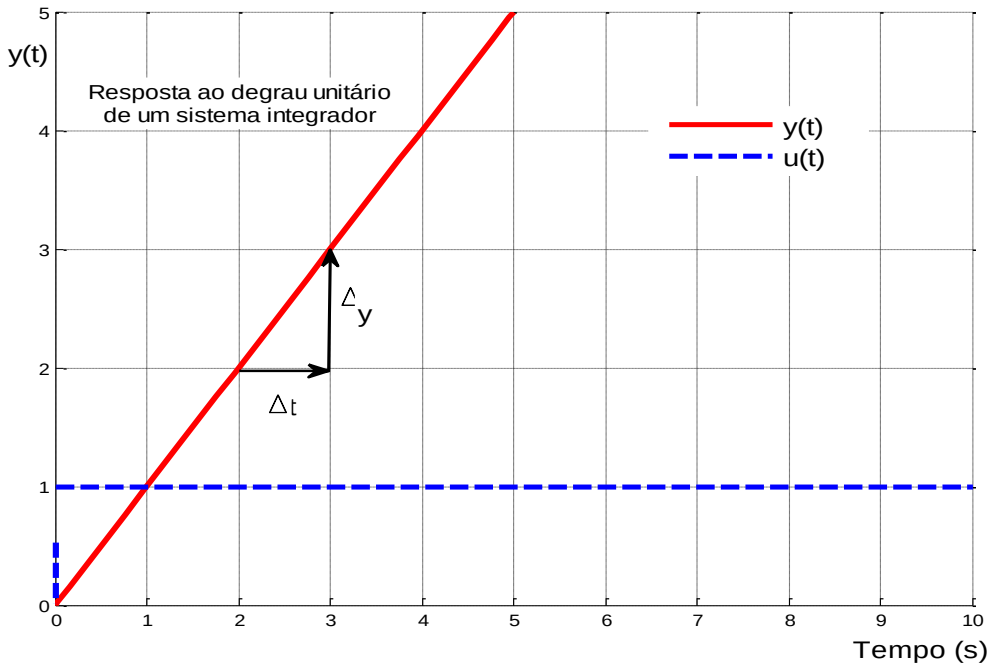


Figura 18. Resposta de um processo naturalmente instável.

$$\Delta y_t = \Delta u \times k \times t \qquad (3.7)$$

Onde:

$k =$ Coeficiente de integração do processo

A partir da equação 3.7, a função de transferência de um processo integrador (naturalmente instável) será:

$$H_{(s)} = \frac{K}{s} \qquad (3.8)$$

3.3. Controle Proporcional Integral e Derivativo

Um sistema de controle com realimentação pode ser identificado por meio de um diagrama de bloco, conforme a figura 19. Nesse diagrama, o processo tem dois componentes principais, o controlador e o processo (ÅSTRÖM, 2006, p. 2). O processo tem uma entrada definida como variável manipulada e identificada como $u_{(t)}$ e uma saída definida como variável do processo e identificada como $y_{(t)}$. O bloco referente ao processo recebe o sinal da variável manipulada $u_{(t)}$, que atuará normalmente em uma válvula ou motor e produz um sinal de saída da variável de processo $y_{(t)}$., que normalmente será medido por um sensor. Tanto sensor como atuador fazem parte do bloco definido como processo, conforme a figura 19.

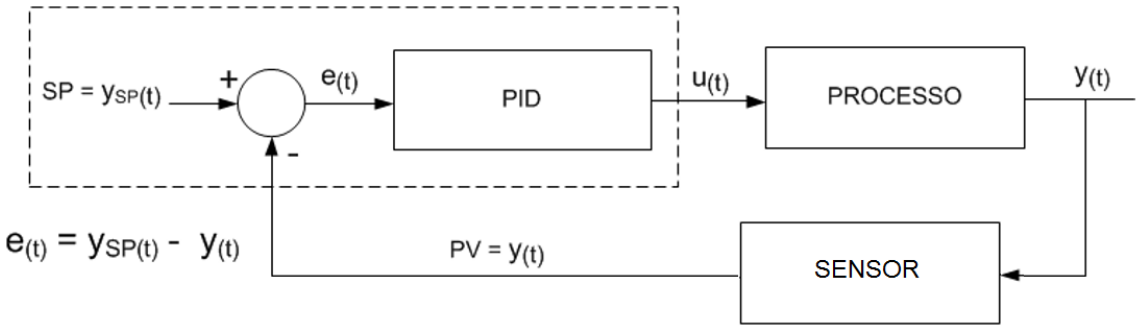


Figura 19. Diagrama de blocos de um controlador com realimentação.

O controlador Proporcional, Integral e Derivativo utilizado nesses sistemas de controle produz um sinal de saída $u_{(t)}$ que será proporcional ao erro, somado à integral do erro e à derivada do erro conforme Campos e Teixeira (2010 p. 29).

Existem vários tipos de implementação do algoritmo PID em um controlador, sendo os mais comumente encontrados nos equipamentos o tipo PID paralelo clássico e o tipo PID paralelo alternativo.

O diagrama de blocos mostrado na figura 20, representa um controlador PID paralelo. Nesse controlador, o efeito das ações proporcional, integral e derivativa atuam diretamente sobre o erro, portanto, nesse caso o ganho proporcional não influencia as componentes da integral e derivativa.

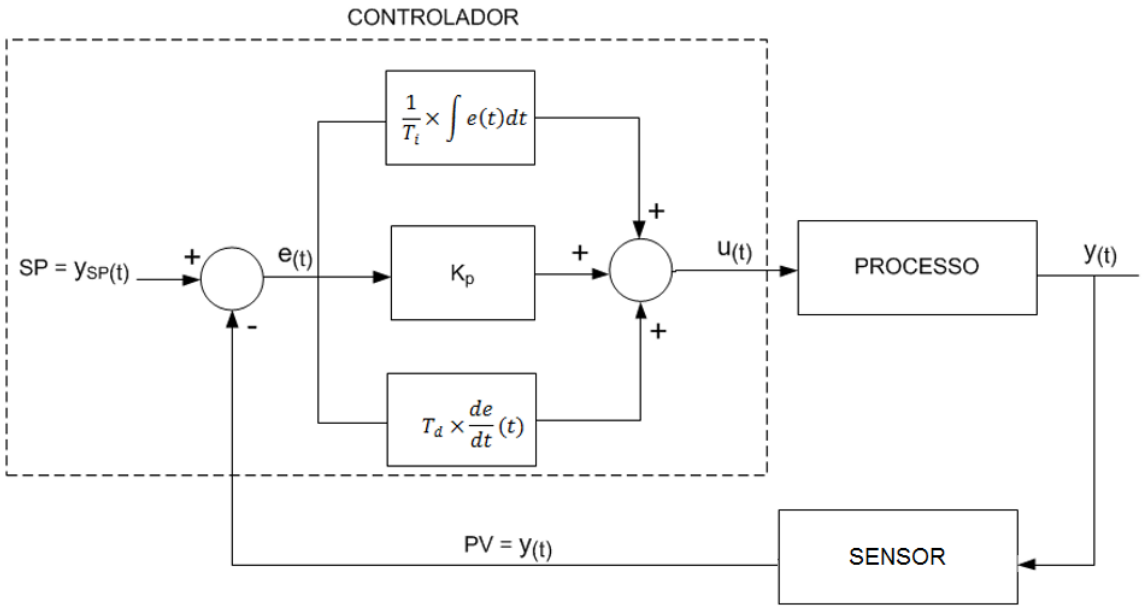


Figura 20. Diagrama de blocos de um controlador PID paralelo.

A equação 3.9 apresenta o valor da saída do controlador PID paralelo ideal em função do tempo.

$$u_t = K_p \times e(t) + \frac{1}{T_i} \times \int e(t)dt + T_d \times \frac{de}{dt}(t) + u_0 \quad (3.9)$$

Onde:

$u_t =$ Valor da saída do controlador no instante “t”;

$e(t) =$ Erro do controlador;

$K_p =$ Ganho proporcional do controlador;

$T_i =$ Tempo integral do controlador;

$T_d =$ Tempo derivativo do controlador;

$u_0 =$ Valor inicial da saída do controlador.

Aplicando os conceitos de Transformada de Laplace na equação anterior, obtém-se a função de transferência do controlador apresentada na equação 3.10.

$$G_{C(s)} = \frac{U_{(s)}}{E_{(s)}} = K_p + \frac{1}{T_i s} + T_d s \quad (3.10)$$

O diagrama de blocos mostrado na figura 21 representa um controlador PID ideal dependente, também conhecido como PID do tipo ISA. É possível perceber que o termo responsável pelo ganho proporcional atuará na componente integral e na derivativa.

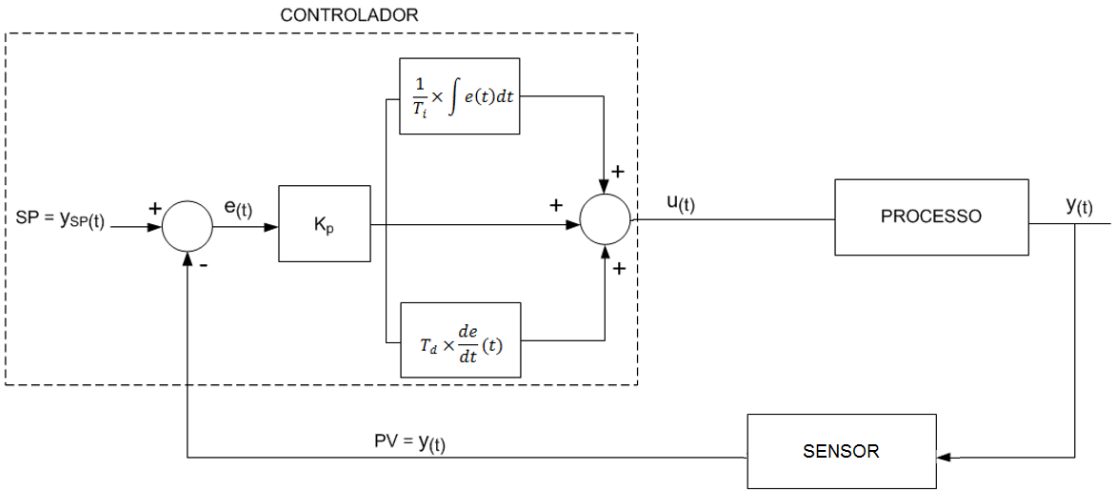


Figura 21. Diagrama de blocos de um controlador PID do tipo ISA

A equação 3.11 apresenta o valor da saída do controlador PID-ISA em função do tempo.

$$u_t = K_p \times e(t) + K_p \times \frac{1}{T_i} \times \int e(t)dt + K_p \times T_d \times \frac{de}{dt}(t) + u_0 \qquad (3.11)$$

Onde:

$u_t =$ Valor da saída do controlador no instante “t”;

$e(t) =$ Erro do controlador;

$K_p =$ Ganho proporcional do controlador;

$T_i =$ Tempo integral do controlador;

$T_d =$ Tempo derivativo do controlador;

$u_0 =$ Valor inicial da saída do controlador.

Na Equação 3.11, o primeiro termo da equação é a parte proporcional, função apenas do erro do controlador. O segundo termo é a parte integral e calcula a contribuição devido ao erro acumulado até o instante t e o terceiro termo é a parte derivativa que contribui para a ação de controle total, de acordo com a velocidade de modificação do erro.

Aplicando os conceitos de Transformada de Laplace na equação anterior, obtém-se a função de transferência do controlador apresentada nas equações 3.12 e 3.13.

$$G_{C(s)} = \frac{U_{(s)}}{E_{(s)}} = K_p + K_p \times \frac{1}{T_i s} + K_p \times T_d s \qquad (3.12)$$

$$G_{C(s)} = \frac{U_{(s)}}{E_{(s)}} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \qquad (3.13)$$

O algoritmo do controlador PID em alguns sistemas sofre algumas modificações. Quando ocorre uma alteração de *set-point* através de um degrau, ocorre o surgimento de impulsos na variável manipulada devido à diferenciação do degrau, os quais são produzidos pela componente de derivativa da função básica do

controlador PID. Para evitar esse problema, devido a degraus no *set-point*, a parcela derivativa da função básica será aplicada sobre a variável de processo y(t) e não sobre o erro e(t). A equação 3.14 mostra a resposta de um controlador em função do tempo, com derivativa aplicada sobre a variável.

$$u_t = K_p \times e(t) + K_p \times \frac{1}{T_i} \times \int e(t)dt + K_p \times T_d \times \frac{dy}{dt}(t) + u_0 \qquad (3.14)$$

3.4. SINTONIA DE CONTROLADORES PID

Existem vários métodos para ajuste de controladores divulgados em diversas literaturas e artigos, mas em muitos casos, na prática, o ajuste ainda é feito de uma forma em que os parâmetros são ajustados independentemente por tentativa e erro.

Quando se necessita de maior desempenho, é necessário utilizar de métodos sistemáticos para o ajuste dos parâmetros de um controlador PID.

Com a instalação dos controladores, será necessário sua sintonia para que o sistema de controle apresente o desempenho ideal (SEBORG et al., 2004).

Dois métodos clássicos para determinação dos parâmetros PID de controladores foram desenvolvidos por Ziegler e Nichols em 1942. Esses métodos ainda são amplamente utilizados tanto na sua forma original, quanto com algumas modificações (ÅSTRÖM, 2006, p. 159). Desde 1942, outros métodos, principalmente variantes de Ziegler e Nichols, foram desenvolvidos. Neste trabalho, serão abordados os métodos Z&N, ITAE e IMC.

Conforme Ogata (2011), a especificação das características na resposta de um sistema de controle no período transitório em função de um degrau unitário aplicado ao seu Set-Point podem ser entendidos como na figura 22 e definidos a seguir:

- Tempo de atraso t_d ► correspondente ao tempo necessário para que a variável do processo atinja 50% do seu valor final;
- Tempo de subida t_r ► correspondente ao tempo necessário para que a variável do processo varie de 0 a 100%;
- Tempo de pico t_p ► correspondente ao tempo necessário para que a variável atinja o primeiro pico do sobressinal;
- Máximo sobressinal M_p ► expresso em %, correspondente ao valor máximo de pico da curva de resposta da variável de processo medido em relação ao degrau

aplicado no Set-Point. Quando o valor da variável após a estabilização em regime permanente for diferente do valor final do degrau aplicado, utiliza-se a porcentagem máxima de sobressinal, podendo ser calculada por:

$$\%\ máxima\ de\ sobressinal = \left(y_{(t_p)} - y_{(\infty)}\right)/y_{(\infty)} \times 100\%$$

- Tempo de acomodação t_S ► ao tempo necessário para que a variável do processo alcance valores dentro de uma faixa, normalmente definidas como 2% ou 5% permanecendo nessa faixa. Como a definição da porcentagem depende dos critérios do projeto, neste trabalho será adotado t_S = 5%;

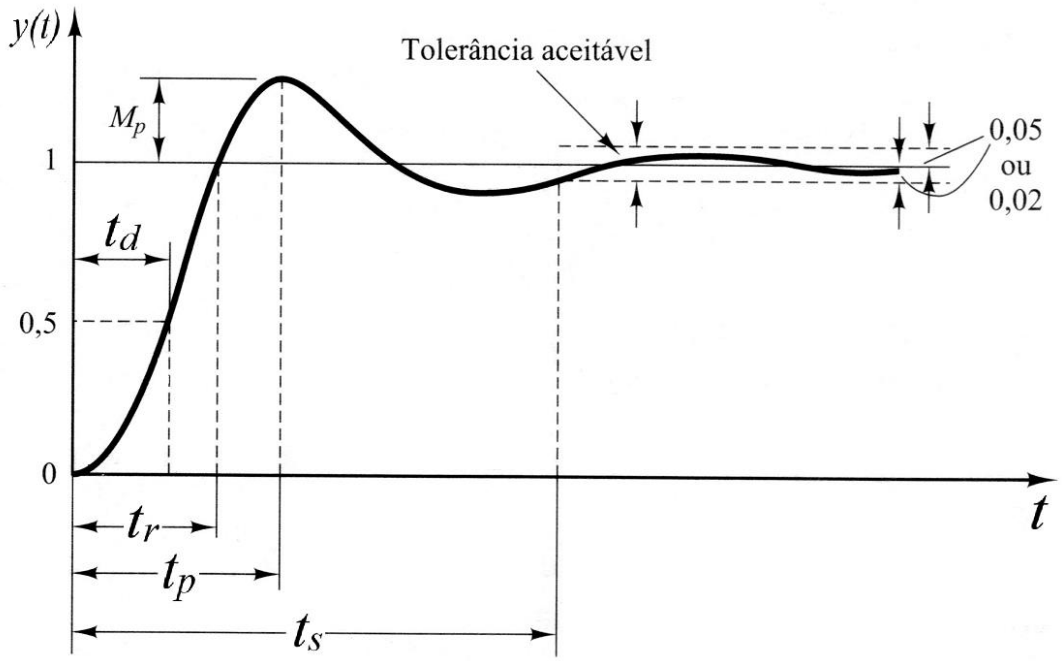


Figura 22. Resposta da variável de processo para um degrau unitário no Set-Point.
(Fonte: OGATA, 2011)

3.4.1. Método de sintonia Ziegler & Nichols

Os métodos desenvolvidos são baseados na determinação de algumas características dinâmicas do processo definidas por Ziegler e Nichols (1942). O primeiro método tem como princípio a análise da resposta do processo em malha fechada, utilizando um controlador em automático com somente a ação proporcional.

Esse método prevê a determinação do ganho crítico (K_u) e o período crítico de oscilação (P_u) da malha fechada (SEBORG et al., 2004).

Nesse teste, inicia-se com um valor arbitrário para o ganho proporcional e realiza-se uma pequena perturbação no sistema. O comportamento do sistema é observado, e a partir daí aumenta-se gradativamente o ganho proporcional do controlador até que a variável do processo comece a oscilar e mantenha a oscilação com amplitude constante. Nessa situação, o valor ajustado como ganho proporcional que gerou a oscilação constante, será o chamado ganho crítico K_u e o período dessa oscilação se denomina P_u.

Esses dois valores serão utilizados para calcular os parâmetros a serem utilizados em controladores P, PI ou PID, conforme a tabela 1.

Tabela 1. Parâmetros PID conforme Ziegler & Nichols para teste em malha fechada.

CONTROLADOR	K_P	T_i	T_d
P	$0{,}5 \times K_u$	--	--
PI	$0{,}45 \times K_u$	$P_u/1{,}2$	--
PID	$0{,}6 \times K_u$	$P_u/2$	$P_u/8$

Essa tabela, baseada no modelo ISA, foi desenvolvida considerando-se que a resposta do sistema após os ajustes apresentará um desempenho com uma razão de declínio ou taxa de decaimento, correspondente a relação entre o valor C e A conforme mostrado na figura 23, na ordem de ¼.

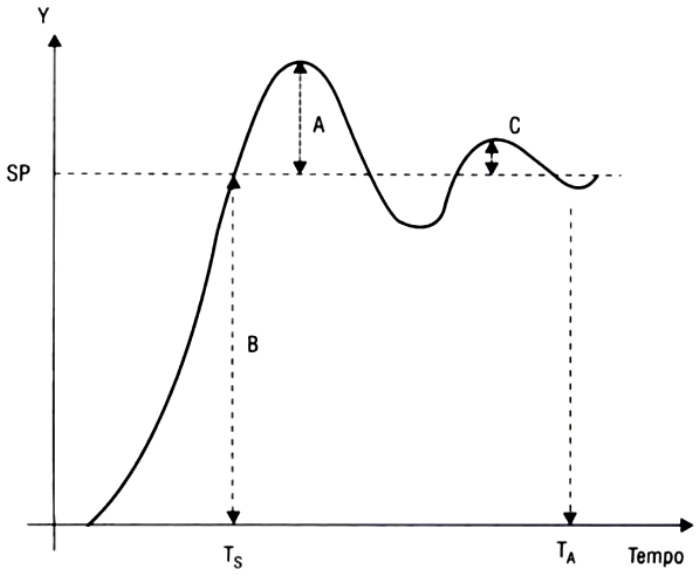


Figura 23. Resposta da variável de processo em um sistema de controle.
(Fonte: Campos e Teixeira, 2010).

O segundo método tem como princípio a análise da resposta do processo em malha aberta a partir de uma variação em degrau. Assim, provoca-se uma variação em degrau na saída do controlador, com este em manual, e se a curva de resposta tiver o aspecto de um “S”, conforme figura 24, define-se duas constantes, o atraso “L” e a constante de tempo “T” (OGATA, 2011).

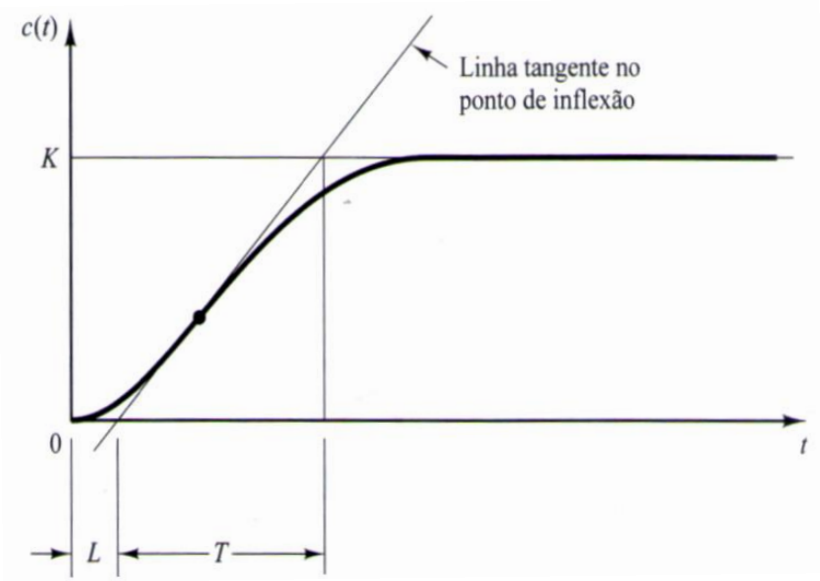


Figura 24. Resposta da variável de processo em forma de S.
(Fonte: OGATA, 2011).

Exatamente no ponto de inflexão da curva, deve-se traçar uma linha tangente e na intersecção dessa linha tangente com o eixo do tempo e a linha referente à estabilização da variável de processo, define-se o atraso e a constante de tempo.

A partir desses valores e utilizando-se a tabela 2, estabelece-se os valores ideais para o PID-ISA (ZIEGLER; NICHOLS, 1942).

Tabela 2. Parâmetros PID conforme Ziegler & Nichols para teste em malha aberta.

CONTROLADOR	K_P	T_i	T_d
P	T/L	--	--
PI	$0{,}9 \times T/L$	$L/0{,}3$	--
PID	$1{,}2 \times T/L$	$2 \times L$	$0{,}5 \times L$

Caso o processo se comporte com uma dinâmica de primeira ordem com tempo morto, conforme a equação 3.5 apresentada anteriormente, então os parâmetros PID deverão ser calculados conforme tabela 3 de acordo com Campos e Teixeira (2010).

Tabela 3. Parâmetros PID conforme Ziegler & Nichols para teste em malha aberta com tempo morto.

CONTROLADOR	K_P	T_i	T_d
P	$\tau/(K \times \theta)$	--	--
PI	$0{,}9 \times \tau/(K \times \theta)$	$\theta/0{,}3$	--
PID	$1{,}2 \times \tau/(K \times \theta)$	$2 \times \theta$	$0{,}5 \times \theta$

3.4.2. Método de sintonia ITAE

Nesse método, o critério de desempenho busca a minimização da integral do erro absoluto ponderado no tempo. Essa integral corresponde à área em que a variável de processo está com valor diferente do *set-point* multiplicada pelo tempo da janela em análise. A figura 25 mostra um exemplo para interpretação dessa janela.

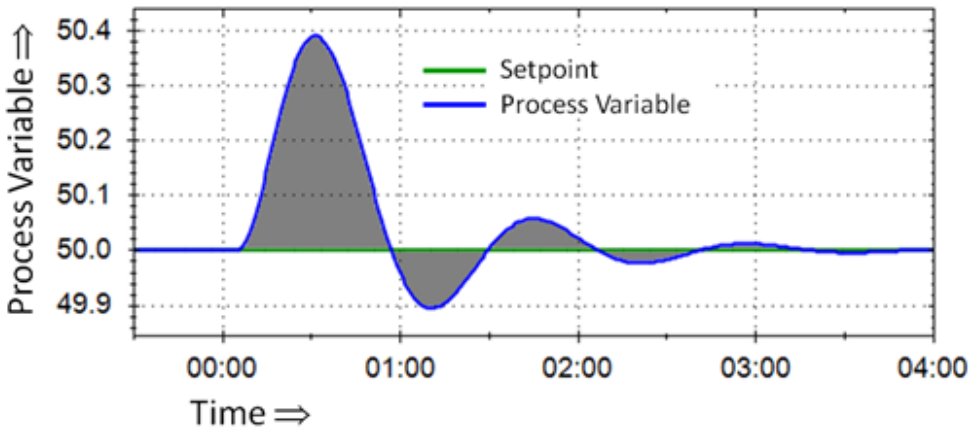


Figura 25. Variação do processo no método ITAE

O referido método pressupõe que a dinâmica do processo pode ser representada por um modelo de primeira ordem com as componentes: K = Ganho do processo; θ = Tempo morto e τ = Constante de tempo do processo.

A partir daí, para se calcular os valores ideais de parâmetros do PID, deve-se considerar duas situações. A primeira denominada de problema regulatório, considera-se uma perturbação da carga no processo e a segunda uma perturbação no set-point denominada de problema servo.

Segundo Lopes et al. (1967 apud CAMPOS; TEIXEIRA, 2008, p. 57), para o problema regulatório, deve-se usar as constantes da tabela 3, em conjunto com as seguintes equações como regra de sintonia ITAE:

$$K_p = {}^{1}/_{K} \times \left(A \times \left({}^{\theta}/_{\tau}\right)^{B}\right) \quad (3.15)$$

$$T_i = \frac{\tau}{\left(C \times \left({}^{\theta}/_{\tau}\right)^{D}\right)} \quad (3.16)$$

$$T_d = \tau \times \left(E \times \left({}^{\theta}/_{\tau}\right)^{F}\right) \quad (3.17)$$

Tabela 4. Constantes de cálculo conforme método ITAE.

CONTROLADOR	A	B	C	D	E	F
PI	0,859	-0,977	0,674	-0,68		
PID	1,357	-0,947	0,842	-0,738	0,381	0.995

Para o problema servo, conforme Rovira et al. (1969 apud CAMPOS; TEIXEIRA, 2008, pp. 57-58), deve-se usar as constantes da tabela 4 em conjunto com as seguintes equações como regra de sintonia ITAE:

$$K_p = {}^{1}/_{\mathrm{G_p}} \times \left(A \times \left({}^{\theta}/_{\tau}\right)^{B}\right) \quad (3.18)$$

$$T_i = \frac{\tau}{\left(C + D \times \left({}^{\theta}/_{\tau}\right)\right)} \quad (3.19)$$

$$T_d = \tau \times \left(E \times \left({}^{\theta}/_{\tau}\right)^{F}\right) \quad (3.20)$$

Tabela 5. Constantes de cálculo conforme método ITAE.

CONTROLADOR	A	B	C	D	E	F
PI	0,586	-0,916	1,03	-0,165		
PID	0,965	-0,850	0,796	-0,147	0,308	0,929

3.4.3. Método de sintonia IMC

O método do modelo interno, do inglês *Internal Model Control,* foi proposto para a sintonia de controladores PID em um processo com dinâmica de primeira ordem com tempo morto, o trabalho sugere as regras de ajuste dos parâmetros do controlador PID, dado como uma função de um parâmetro ajustável λ_{IMC}, o qual determina a velocidade da resposta. Quanto menor o valor de λ_{IMC}, mais rápida a

resposta e melhor o desempenho, no entanto, a resposta será mais sensível às incertezas.

O método IMC, proposto inicialmente por Rivera et al. (1986), baseia-se na sintonia do controlador de tal forma que a resposta do sistema a um degrau no set-point apresente-se de forma conhecida. Normalmente, deseja-se que uma função de transferência na malha fechada seja do tipo primeira ordem com constante de tempo igual a λ_{IMC}, Campos e Teixeira (2010).

Em Skogestad (2004), foi proposto uma modificação do método IMC inicialmente desenvolvido e apresentado um novo conjunto de regras para sintonia dos controladores apresentadas na tabela 6.

Segundo Campos e Teixeira (2010), nos casos em que a constante de tempo do processo for dominante, ou seja: $\Theta << \tau$ ou $\Theta << \tau_1$, se o termo da componente integral do controlador for escolhido igual a constante de tempo do processo, o controle poderá se tornar robusto, porém com um tempo elevado para eliminar perturbações. Então, Skogestad (2004) propõe escolher o menor tempo integral entre duas opções: τ ou $4 \times (\lambda_{IMC} + \theta)$.

Tabela 6. Parâmetros PID conforme método IMC-Skogestad.

PROCESSO	K_P	T_i	T_d
Primeira ordem $H_{(s)} = \frac{G_p \times e^{-\theta s}}{1 + \tau s}$	$\frac{\tau}{G_p \times (\lambda_{IMC} + \theta)}$	$\min\{\tau, 4 \times (\lambda_{IMC} + \theta)\}$	-
Segunda ordem $H_{(s)} = \frac{G_p \times e^{-\theta s}}{(1 + \tau_1 s) \times (1 + \tau_2 s)}$	$\frac{\tau_1}{G_p \times (\lambda_{IMC} + \theta)}$	$\min\{\tau, 4 \times (\lambda_{IMC} + \theta)\}$	τ_2
Integrador $H_{(s)} = \frac{G_p}{s} \times e^{-\theta s}$	$\frac{1}{G_p \times (\lambda_{IMC} + \theta)}$	$4 \times (\lambda_{IMC} + \theta)$	

4. PLANTA PILOTO DE PROCESSO INDUSTRIAL

Essa planta que possui finalidade para pesquisa, está instalada no laboratório de controle de processos industriais da Faculdade SENAI de Santos e foi projetada para o estudo das diversas tecnologias da instrumentação e controle de processos em um sistema de transferência de água, no qual se pode controlar duas das principais variáveis da instrumentação industrial: nível, e vazão, conforme mostrado na figura 26.

Figura 26. Visual geral da Planta Piloto de Processo Industrial.

4.1. Controle de pressão do vaso T-102

Para controlar a pressão no topo do vaso T-102, manipula-se a válvula reguladora de pressão PCV-103, que mantém constante a pressão do ar comprimido na entrada da parte superior do vaso. A pressão de trabalho a ser regulada pela válvula é 100mbar.

4.2. Controle de NÍVEL do vaso T-102

Para controlar o nível no vaso T-102, manipula-se a vazão da entrada de líquido do vaso T-102 através da malha formada por: transmissor de nível LIT-102, controlador de nível LIC-103 e as válvula de controle FV-101 e FV-102. A figura 27 apresenta o sistema de controle com seus principais instrumentos.

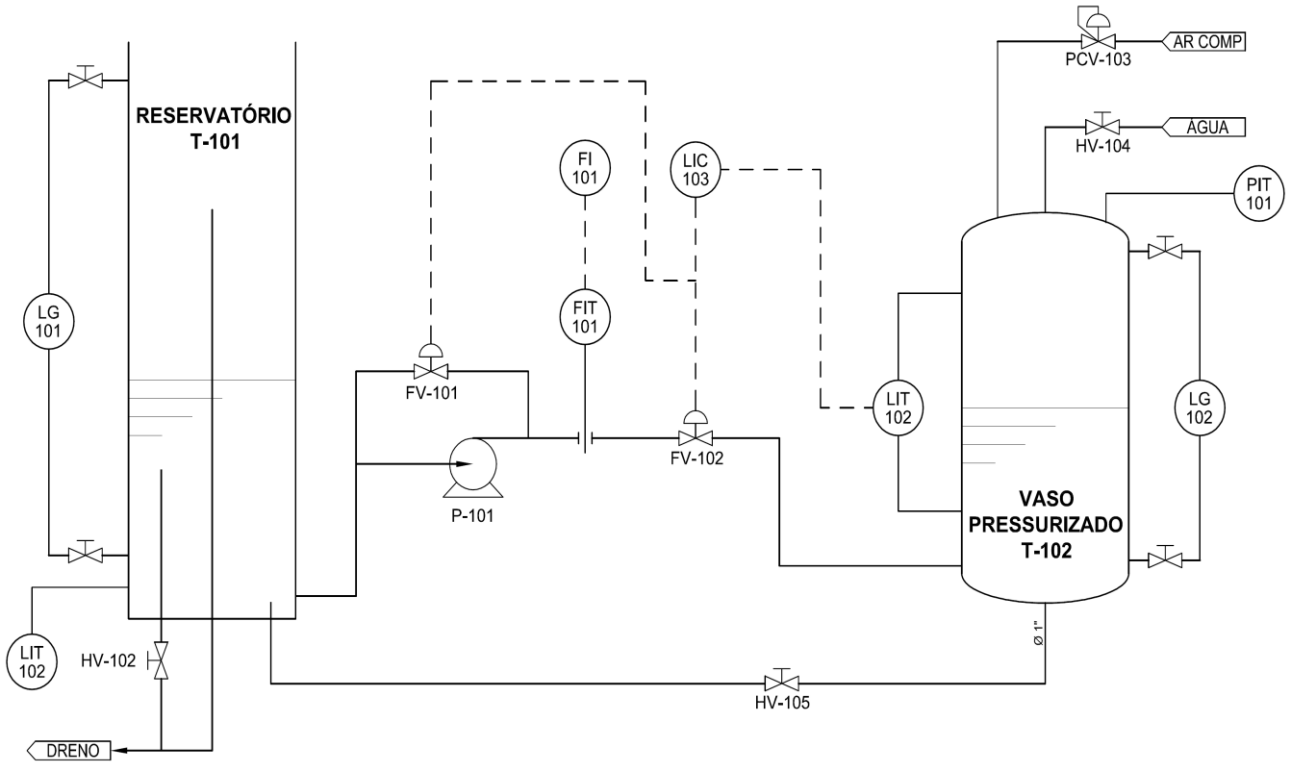


Figura 27. Malha de controle de nível.

Nessa estratégia de controle, o sinal de saída do controlador será aplicado simultaneamente em duas válvulas, a FV-101 e a FV-102. A válvula FV-101 opera de maneira inversamente proporcional à válvula FV-102, de forma que ao reduzir a abertura da válvula FV-102, aumenta-se a abertura de FV-101 para não sobrecarregar o funcionamento da bomba P-101, com um possível aumento da pressão em sua descarga.

A válvula FV-101, de recirculação da bomba P-101, opera em sua faixa total quando o sinal proveniente do controlador excursionar entre 0 e 100%, ou seja, quando o sinal de saída do controlador for 0%, a FV-101 estará totalmente aberta e quando o sinal de saída do controlador for 100%, a FV-101 estará totalmente fechada. A válvula FV-102 trabalha dentro de sua faixa total e quando o sinal proveniente do controlador excursionar entre 0 e 100%, ou seja, quando o sinal de saída do controlador for 0%, a FV-102 estará

totalmente fechada e quando o sinal de saída do controlador for 100%, a FV-102 estará totalmente aberta.

Portanto, quando a saída do controlador estiver em seu valor mínimo, teremos a mínima vazão na entrada de líquido do vaso T-102 e quando a sua saída estiver no valor máximo, acontecerá a máxima vazão na entrada de líquido do vaso T-102.

O controlador LIC-103 implementado em um equipamento do fabricante SMAR modelo CD600, denominado neste trabalho como controlador PI convencional, deverá ser configurado para operar em ação reversa, pois quando em controle automático, aumentar o valor de sua PV em relação ao SP, deverá diminuir o sinal de sua saída, para que a vazão na entrada do vaso T-102 seja menor, a fim de retornar o nível do vaso ao valor igual ao SP. Importante enfatizar, que para este controle de nível em vaso pressurizado, as ações de controle do tipo PI são suficientes. Sendo assim, todos os ensaios realizados foram realizados considerando somente os ajustes de Kp (ação proporcional) e Ti (ação integral) das equações apresentadas.

4.2.1. Levantamento da característica do processo

O teste para levantamento da característica do processo partiu das seguintes condições:

- Pressão no topo do vaso T-102 em 100mbar;
- Saída do controlador LIC-103 em 50%;
- Válvula HV-105 totalmente aberta, permitindo assim, a máxima transferência de líquido entre o vaso T-102 e o reservatório T-101;

Assim, após alguns minutos, o nível no vaso T-102 estabilizou-se em 30,40%, conforme apresentado na figura 28, que ilustra a tela do sistema de monitoramento e supervisão do sistema de controle estudado.

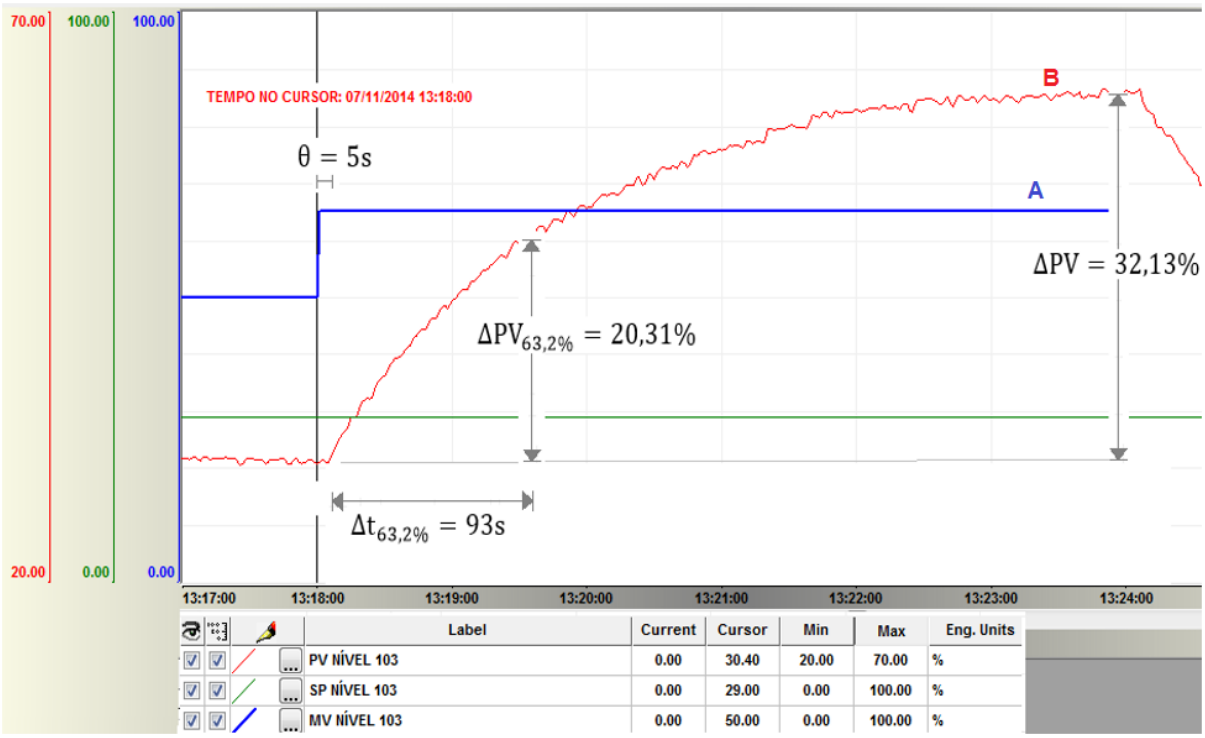


Figura 28. Nível no vaso T-201 após degrau de +10% na LV-201.

Exatamente às 13:18:00 foi aplicado manualmente um degrau de +15% na saída do controlador LIC-103, correspondente à linha azul, na curva A da figura 28, que de 50% passou para 65% nesse momento.

Considerando-se que a curva de resposta ao degrau comporta-se como um processo de primeira ordem com tempo morto, inicialmente determina-se que o tempo morto desse processo é Θ=5s.

Após 6 minutos, percebe-se que o nível no T-102 estabiliza-se em 62,53%, portanto com $\Delta PV_{max} = 32{,}13\%$. Para um processo de primeira ordem, calcula-se o valor de ΔPV correspondente a uma constante de tempo, que equivale a 63,2% de ΔPV_{max}.

$$\Delta PV_{63,2\%} = 32{,}13 \times 0{,}632 = 20{,}31\%.$$

Analisando o gráfico da resposta ao degrau, determina-se que o instante em que a PV=50,71% corresponde exatamente à 13h19m38s. Portanto, a constante de tempo desse processo de primeira ordem será igual a diferença desse instante em relação ao término do tempo morto.

$$\tau = 13h19m38s - 13h18m05s = 1m33s$$

$$\tau = 93s$$

Por intermédio do gráfico da figura 28, percebe-se que o ganho do processo "G_p" é a relaçao entre a variação do nível e a variação do degrau:

$$G_p = \Delta PV_{max}/\Delta MV = 32{,}13\%/15\% = 2{,}142$$

4.3. Sintonia do controlador pelo método de Ziegler-Nichols

Como para este controle de nível em vaso pressurizado, as ações de controle do tipo PI são suficientes, o cálculo para a sintonia do controlador foi realizado somente para valores de Kp (ação proporcional) e Ti (ação integral).

Baseado no método de sintonia desenvolvido por Ziegler & Nichols, apresentados anteriormente na tabela 2, os valores calculados para o controlador PI do tipo ISA são:

$$K_p = 0{,}9 \times \tau/(G_p \times \theta) = 0{,}9 \times 93/(2{,}142 \times 5)$$

$$K_p = 7{,}81$$

$$T_i = \theta/0{,}3 = 5/0{,}3 = 16{,}67s$$

$$T_i = 0{,}56\text{min}$$

Os parâmetros calculados por esse método foram implementados no controlador de nível LIC-103 e após a estabilização do nível no vaso T-102, com a saída do controlador manualmente posicionada em 50% observou-se que o nível ficou em torno de 30%, especificamente com 30,22%, no momento em que o controlador LIC-102 foi alterado para modo automático e exatamente no instante 17:14:00, o SP variou em degrau de 30,0% para 40,0%.

É possível visualizar o comportamento da variável nível do T-102, no gráfico extraído da tela do sistema de monitoramento e supervisão do sistema de controle estudado.

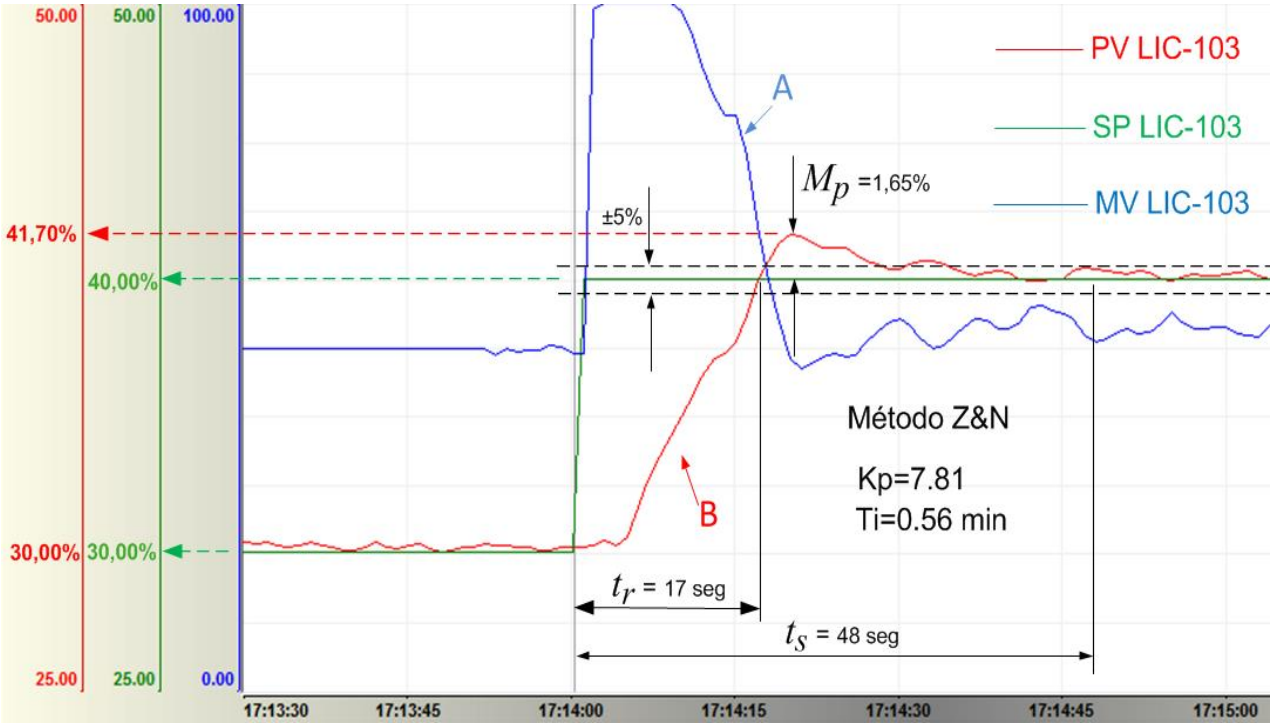


Figura 29. Nível no T-201 após degrau no SP de 30% para 40% com LIC-103 em modo automático com ajustes do PI por Ziegler & Nichols.

4.4. Sintonia do controlador pelo método IMC

Como para este controle de nível em vaso pressurizado, as ações de controle do tipo PI são suficientes, o cálculo para a sintonia do controlador foi realizado somente para valores de Kp (ação proporcional) e Ti (ação integral). Utilizando-se o método de sintonia IMC desenvolvido por Skogestad e apresentado anteriormente na tabela 6, e adotando como parâmetro λ_{IMC}=20 segundos, os valores calculados para o controlador PI são:

$$K_p = \frac{\tau}{G_p \times (\lambda_{IMC} + \theta)} = \frac{93}{2{,}142 \times (20 + 5)} =$$

$$K_p = 1{,}73$$

$$T_i = \min\{\tau\,,\, 4 \times (\lambda_{IMC} + \theta)\} = \min\{93\,,\, 4 \times (20 + 5)\}$$

$$T_i = \min\{93\,,\, 100\}$$

$$T_i = 93s = 1{,}55min$$

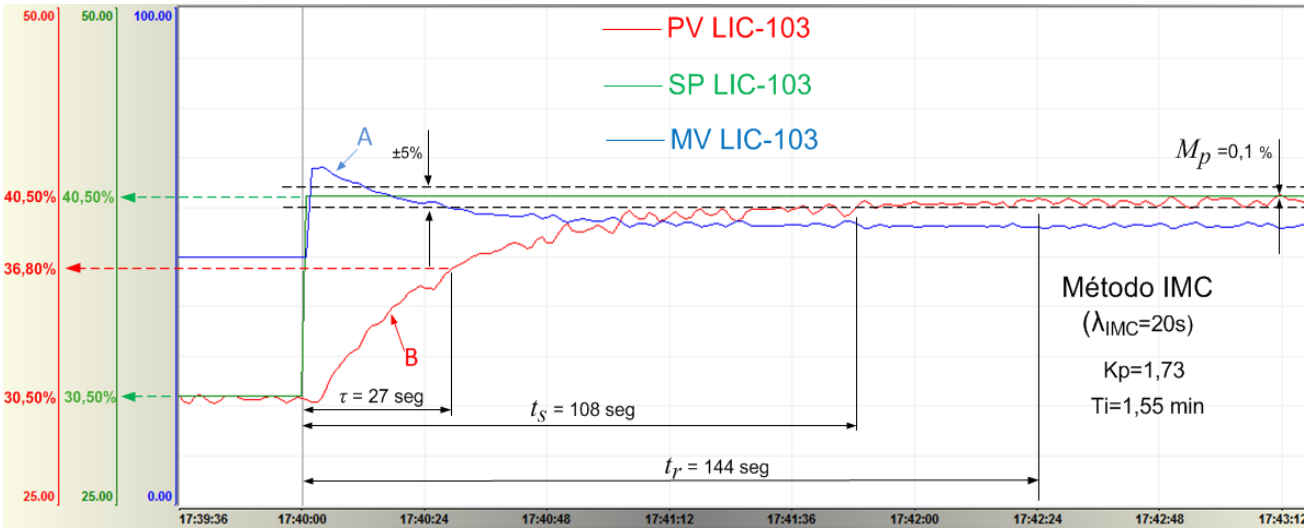


Figura 30. Nível no T-201 após degrau no SP de 30,5% para 40,5% com LIC-103 em modo automático com ajustes do PI por IMC (λ_{IMC}=20 segundos).

Com vista a uma resposta mais rápida, adotando-se como parâmetro λ_{IMC}=9 segundos, os valores calculados para o controlador PI são:

$$K_p = \frac{\tau}{G_p \times (\lambda_{IMC} + \theta)} = \frac{93}{2{,}142 \times (9+5)} =$$

$$K_p = 3{,}10$$

$$T_i = \min\{\tau\,,\, 4 \times (\lambda_{IMC} + \theta)\} = \min\{93\,,\, 4 \times (9+5)\}$$

$$T_i = \min\{93\,,\, 56\}$$

$$T_i = 56s = 0{,}93min$$

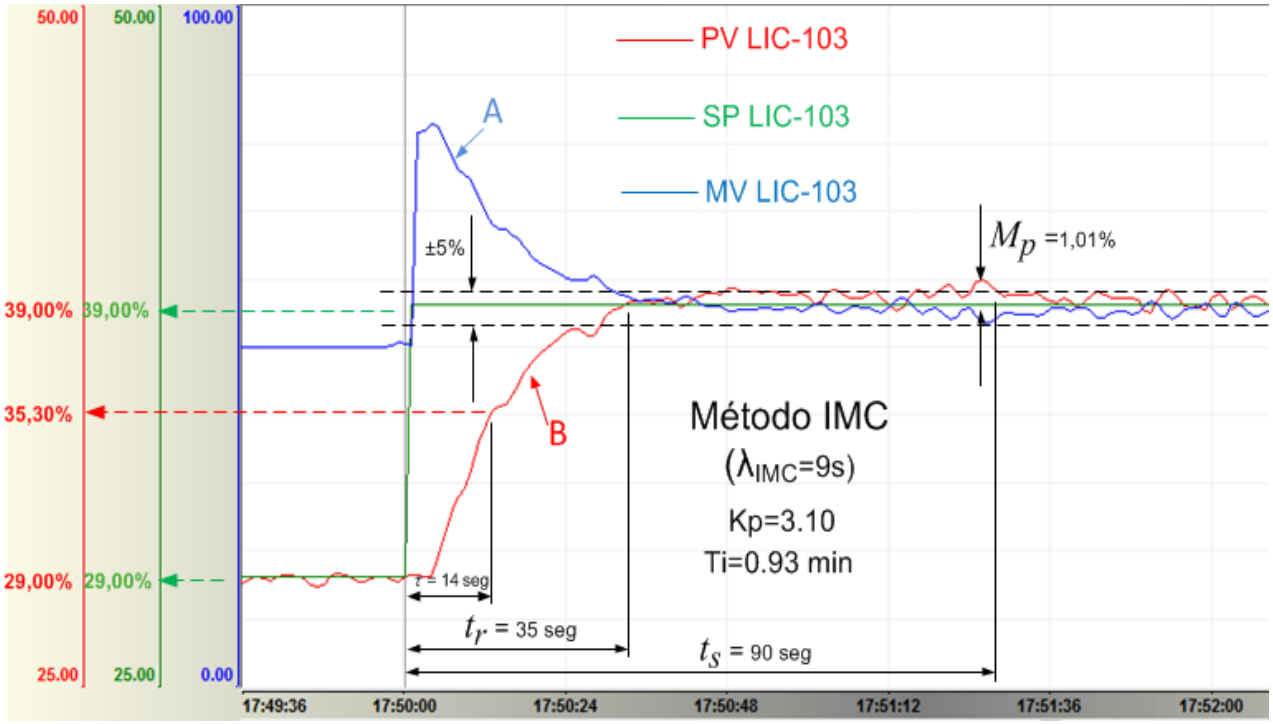


Figura 31. Nível no T-201 após degrau no SP de 29% para 39% com LIC-103 em modo automático com ajustes do PI por IMC (λ_{IMC}=9 segundos).

5. CONTROLADOR PARACONSISTENTE DE NÍVEL EM PLANTA PILOTO

A partir da planta piloto de processo industrial apresentada no capítulo 4, o controlador PI convencional será substituído por um controlador paraconsistente híbrido, conforme se observa na figura 32.

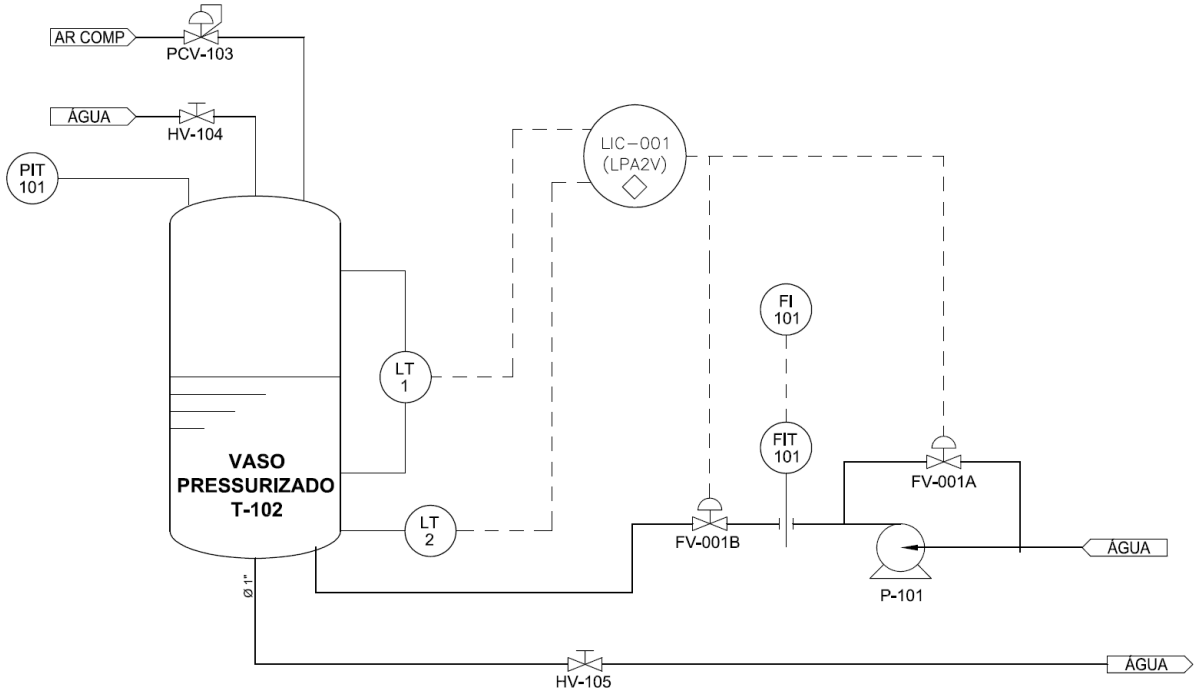


Figura 32.Sinótico geral da Planta Piloto de Processo Industrial.

5.1. Bloco paraconsistente PARACONTROL

O bloco PARACONTROL é responsável pela execução do algoritmo de análise paraconsistente da LPA2v com saída de grau de evidência resultante real e intervalo de certeza sinalizado, grau de contradição normalizado e grau de contradição, conforme representação na figura 33.

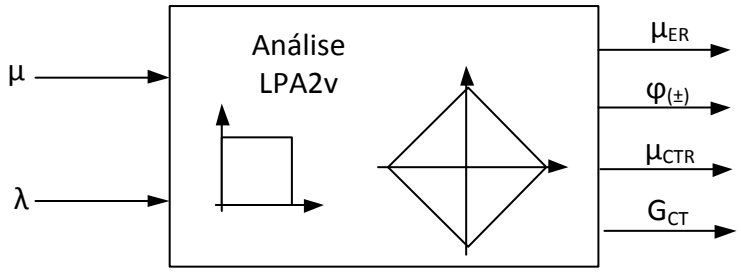


Figura 33. Representação do algoritmo básico da LPA2v utilizado no bloco PARACONTROL.

5.1.1. Algoritmo de Análise Paraconsistente da LPA2v com saída de Grau de Evidência resultante real

Segundo Da Silva Filho *et al.* (2008), o sistema ou algoritmo nó de análise paraconsistente pode ser feito utilizando-se as equações obtidas no estudo dos NAPs. O sistema Paraconsistente de Tratamento de Incertezas pode ser utilizado em diversos campos do conhecimento em que informações incompletas e contraditórias receberão um tratamento adequado por meio das equações da LPA2v. O algoritmo de Análise Paraconsistente que será utilizado no controle da malha deste trabalho é o Nó de Analise Paraconsistente NAP, conforme foi descrito no item 2.5 do capítulo 2.

5.1.2. Construção do bloco paraconsistente PARACONTROL

O controlador de nível paraconsistente foi desenvolvido utilizando-se como plataforma um CLP da SCHINEIDER/ATOS.

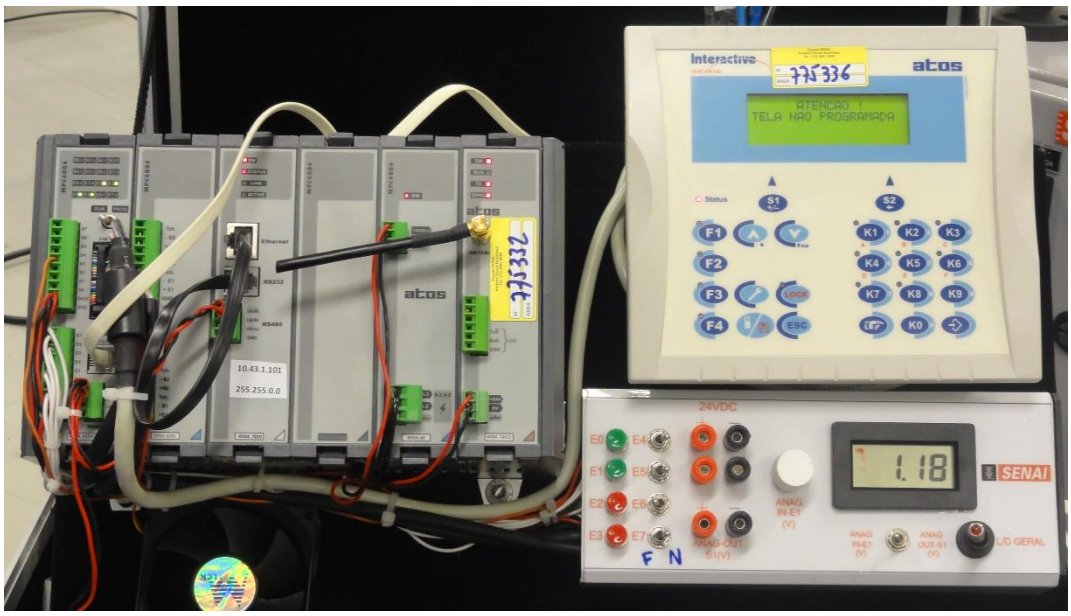


Figura 34. CLP e IHM utilizados no projeto.

Todo o programa implementado baseou-se na norma IEC61131, incluindo o bloco funcional PARACONTROL, conforme apresentado na figura 35.

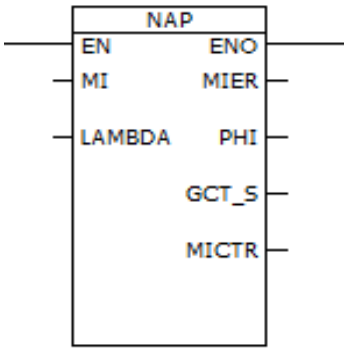


Figura 35. Bloco PARACONTROL padronizado IEC61131.

> A norma IEC 61131 tem como objetivo gerar uma portabilidade de software entre os diferentes tipos de fabricantes de CP buscando a padronização e visando o atendimento às demandas da comunidade industrial, tendo como principais aspectos a adoção de Linguagens de Programação, recursos Multitarefa e Reutilização de Software. (FERNANDES, 2012).

Um bloco funcional poderá ser fornecido pelo fabricante do CLP ou ser uma criação do usuário, especificamente para atender uma demanda especial. Este bloco poderá ser reutilizado diversas vezes no programa de controle, onde os parâmetros a serem atribuídos do/para o programa principal de controle serão a conexão entre os dois, conforme mostrado na figura 36.

O bloco funcional PARACONTROL baseado no algoritmo citado no item 5.1.1, tem as variáveis do tipo real: MI e LAMBDA como parâmetros de entrada, e como parâmetros de saída, as variáveis do tipo real: MIER, PHI, GCT_S e MICTR. Importante frisar que para cada chamada de um bloco funcional será necessário atribuir diferentes variáveis para seus parâmteros de entrada e saída.

No projeto do controlador híbrido foram duas utilizações do bloco PARACONTROL, através da linguagem LD (*Ladder)*, padronizada pela norma IEC 61131, apresentado com detalhes no anexo A.

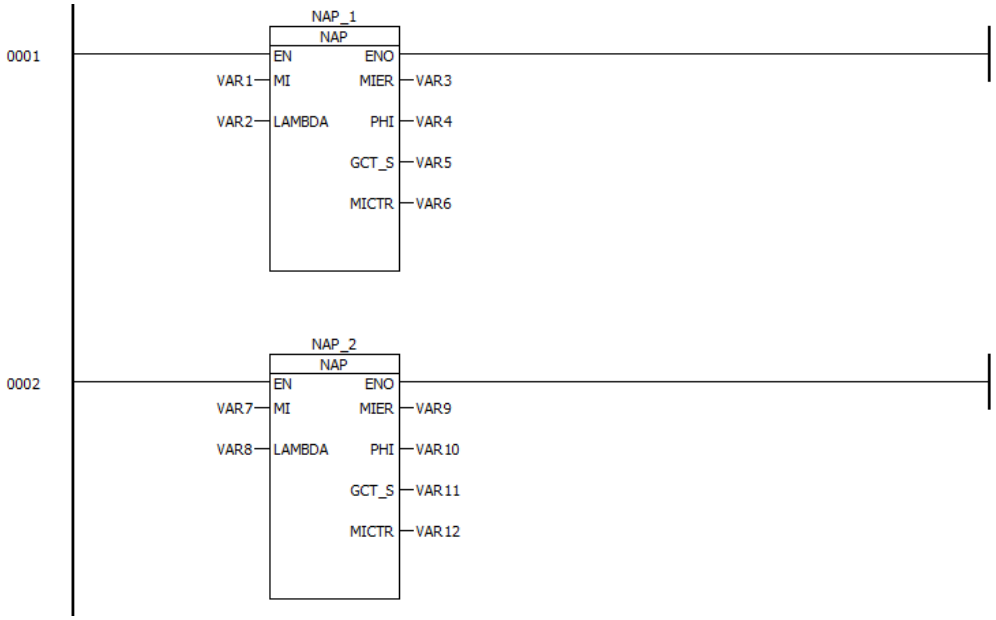


Figura 36. Blocos funcionais no programa de um CLP.

5.2. Arquitetura do controlador híbrido

Nessa estratégia de controle, conforme figura 37, utilizam-se dois transmissores de nível, LT-1 como a primeira fonte de evidência e LT-2 como a segunda fonte de evidência do nó de análise paraconsistente NAPCONTROL-1, sendo sua saída correspondente à representação do grau de evidência resultante real μ_{ER}. O segundo nó de análise paraconsistente, o NAPCONTROL-2, terá como fonte de evidência favorável a saída do grau de evidência resultante real μ_{ER} do NAPCONTROL-1 e fonte de evidência desfavorável o valor desejado do nível no tanque produzindo como saídas: o grau de contradição normalizado (μ_{ctr}) e o grau de contradição G_{CT}, que serão aplicados na entrada do controlador PI.

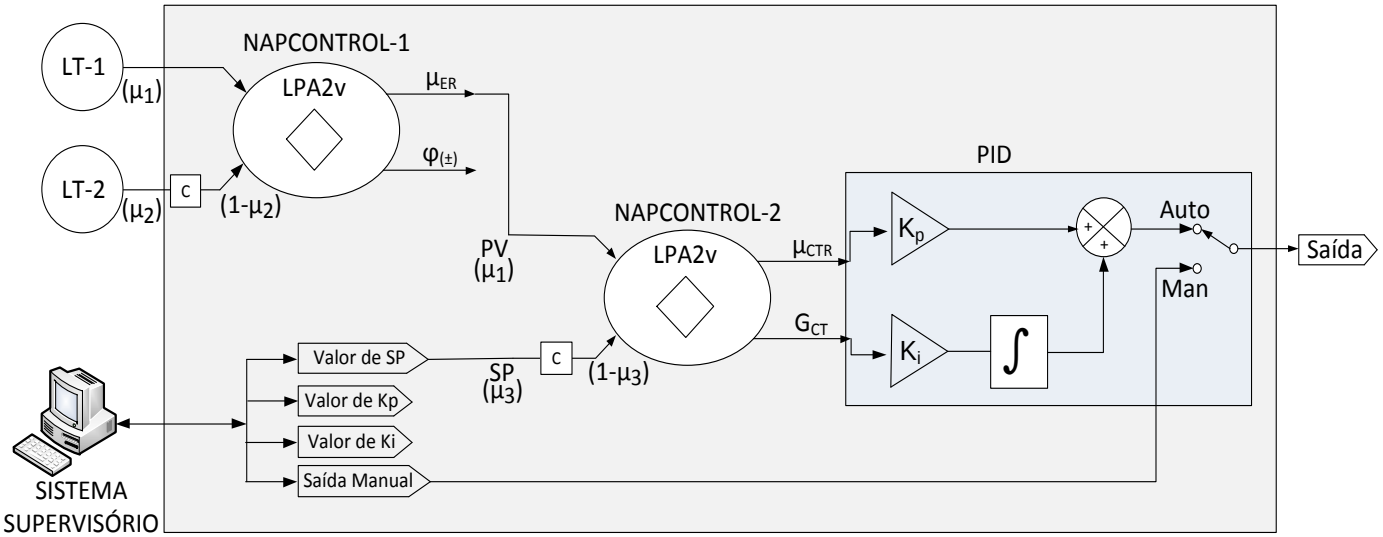


Figura 37. Estratégia do controlador híbrido.

Tanto os NAP´s, quanto o bloco controlador PI, foram implementados em um CLP, cujo programa pode ser visto no anexo 1. O controlador foi integrado a um sistema supervisório construído com o software INDUSOFT que permite a interface da operação e supervisão do sistema de controle, como se visualiza na figura 38.

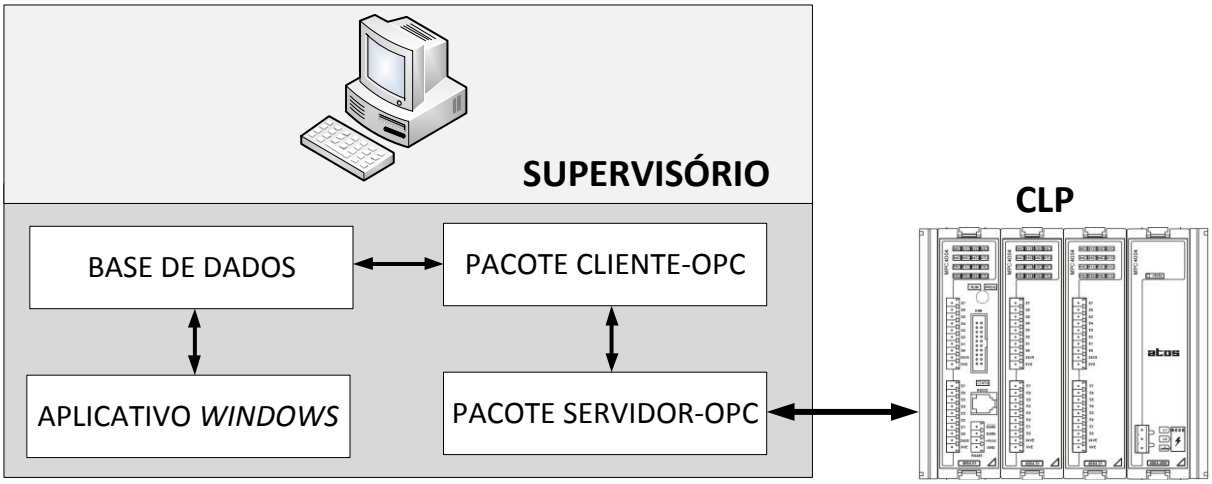


Figura 38. Arquitetura do sistema de controle.

A comunicação de dados entre o CLP e o microcomputador foi realizada através de uma rede *ETHERNET* e a aquisição de dados do software INDUSOFT utilizou como recurso o padrão OPC, ou seja o supervisório INDUSOFT foi um cliente OPC e no micromputador foi instalado um sistema servidor OPC do CLP ATOS. O padrão OPC permite que aplicativos de software troquem dados entre si em tempo real em um sistema *Windows.*

5.2.1. MODELAGEM DOS SINAIS PARACONSISTENTE - NAPCONTROL1

O sinal proveniente do LT-1 varia entre 4 e 20 mA proporcionalmente a uma variação no nível do tanque, entre 0 e 100%, e está aplicado na primeira entrada analógica do CLP. A figura 39 apresenta a instalação do LT-1 na planta piloto de processo industrial.

Figura 39. Instalação do LT-1.

Conforme Da Silva Filho, Abe e Lambert-Torres (2008), “A valorização das evidências é expressa pelo seu valor lógico paraconsistente, ou Grau, que é um número pertencente ao conjunto dos reais no intervalo fechado entre 0 e 1”.

Sendo assim, esse sinal será devidamente modelado para o seu devido grau de evidência, conforme mostrado na figura 40 e descrito na relação:

LT-1 $\in \mathbb{R}$ | 0 ≤ LT1 ≤ 1 e proporcional a 4mA ≤ LT1 ≤ 20mA;

Se $\mathrm{LT1} = 4\mathrm{mA} \rightarrow \mu_1 = 0 \rightarrow$ Nível para Tanque 1=0% (0);

Se $\mathrm{LT1} = 20\mathrm{mA} \rightarrow \mu_1 = 1 \rightarrow$ Nível para Tanque 1=100% (1);

Se: $4\mathrm{mA} \leq \mathrm{LT1} \leq 20\mathrm{mA} \rightarrow 0 \leq \mu_1 \leq 1 \rightarrow \mu_1 = (\mathrm{LT1} - 4)/16$

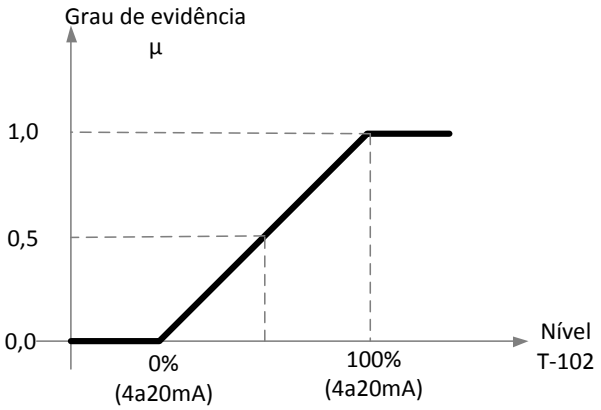


Figura 40. Grau de evidência em função do nível do tanque.

O sinal proveniente do LT-2 também varia entre 4 e 20 mA proporcionalmente a uma variação no nível do tanque entre, 0 e 100%, e está aplicado na segunda entrada analógica do CLP. A figura 41 apresenta a instalação do LT-2 na planta piloto de processo industrial.

Figura 41. Instalação do LT-2.

Portanto, esse sinal será devidamente modelado para o seu devido grau de evidência, conforme descrito na relação:

LT-2 $\in \mathbb{R}$ | 0 ≤ LT2 ≤ 1 e proporcional a 4mA ≤ LT2 ≤ 20mA;

Se $\mathrm{LT2} = 4\mathrm{mA} \rightarrow \mu_2 = 0 \rightarrow$ Nível para Tanque=0% (0);

Se $\mathrm{LT2} = 20\mathrm{mA} \rightarrow \mu_2 = 1 \rightarrow$ Nível para Tanque=100% (1);

Se: $4\mathrm{mA} \leq \mathrm{LT2} \leq 20\mathrm{mA} \rightarrow 0 \leq \mu_2 \leq 1 \rightarrow \mu_2 = (\mathrm{LT2} - 4)/16$

$$e \quad \lambda_2 = 1 - \mu_2$$

Esse primeiro nó de análise paraconsistente receberá, portanto, as evidências provenientes dos dois transmissores de nível para responder à seguinte proposição: "**O nível do Tanque 1 está em seu valor máximo**".

O Tanque 1 possui 2 transmissores de nível que fornecem os Graus de Evidências Favoráveis $\mu 1 \; e \; \mu 2$. O transmissor LT-1 será a fonte de evidência favorável (μ_1) e o transmissor LT-2 a fonte de evidência desfavorável da análise (λ_2=1-μ_2), conforme figura 42.

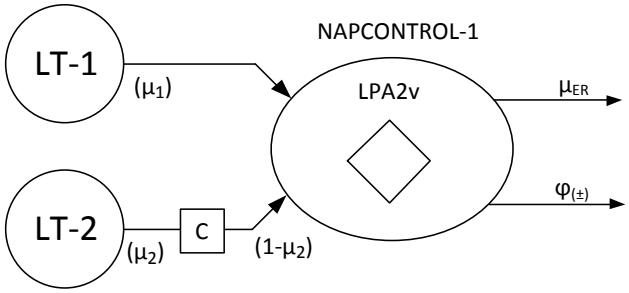


Figura 42. NAPCONTROL1.

A tabela 7 mostra o comportamento do nó de análise paraconsistente considerando que as fontes de evidência não apresentam erros em relação ao nível real do tanque T-102. É possível observar que não existe contradição, o Grau de Contradição G_{CT} se manteve em zero para qualquer condição, e o Grau de certeza variou entre -1,0 e +1,0 durante a variação de nível entre 0% e 100%, Nessa situação, o Grau de Certeza Real fica igual ao Grau de Certeza, pois não houve contradição.

Assim, o Grau de Evidência Resultante Real (μ_{ER}) fica proporcional ao Grau de Certeza Real, porém normalizado na faixa de 0 a 1. Sendo assim, para essa aplicação, tal saída será a mais importante, pois considerará as incertezas da medição das fontes de evidência e apresenta-se com uma relação direta com o valor do nível real do tanque, como observado nas colunas "NIVEL T-102" e "μ_{ER}".

Tabela 7. Grau de evidência resultante real μER para LT-1 e LT-2 com 0% de erro.

NIVEL T-102	SINAL LT-1	ERRO LT-1	SINAL LT-2	ERRO LT-2	μ1	μ2	λ2	Gc	Gct	D	G_{CR}	φ	μER
%	%	%	%	%									
0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,000	0,000	1,000	-1,000	0,000	0,000	-1,000	1,000	0,000
20,0	20,0	0,0	20,0	0,0	0,200	0,200	0,800	-0,600	0,000	0,400	-0,600	1,000	0,200
40,0	40,0	0,0	40,0	0,0	0,400	0,400	0,600	-0,200	0,000	0,800	-0,200	1,000	0,400
50,0	50,0	0,0	50,0	0,0	0,500	0,500	0,500	0,000	0,000	1,000	0,000	1,000	0,500
60,0	60,0	0,0	60,0	0,0	0,600	0,600	0,400	0,200	0,000	0,800	0,200	1,000	0,600
80,0	80,0	0,0	80,0	0,0	0,800	0,800	0,200	0,600	0,000	0,400	0,600	1,000	0,800
100,0	100,0	0,0	100,0	0,0	1,000	1,000	0,000	1,000	0,000	0,000	1,000	1,000	1,000

A tabela 8 mostra o comportamento do nó de análise paraconsistente considerando que a fonte de evidência favorável apresenta um erro de +2,5% em relação ao nível real do tanque T-102 e a fonte de evidência desfavorável não apresenta erro. É possível observar que agora existe contradição entre as fontes de evidência, pois o Grau de Contradição G_{CT} se manteve em um valor diferente de zero para qualquer condição de análise. Nessa situação, o Grau de Certeza Real fica com pouca diferença em relação ao Grau de Certeza, porque apesar de haver contradição, esta foi reduzida.

O grau de evidência resultante real, valorado no intervalo entre 0 e 1, comporta-se como função dos graus de certeza e de contradição. Como nessa simulação, o grau de evidência favorável se mostra com um erro positivo em relação ao nível real do tanque, a saída do Grau de Evidência Resultante Real (μ_{ER}) se apresentará com valores pouco superior ao valor equivalente de nível real do tanque.

Tabela 8.Grau de evidência resultante real μER para LT-1 com erro de +2,5% e LT-2 sem erro.

NIVEL T-102	SINAL LT-1	ERRO LT-1	SINAL LT-2	ERRO LT-2	μ1	μ2	λ2	Gc	Gct	D	G_{CR}	φ	μER
%	%	%	%	%									
0,0	2,5	2,5	0,0	0,0	0,025	0,000	1,000	-0,975	0,025	0,035	-0,965	0,975	0,018
20,0	22,5	2,5	20,0	0,0	0,225	0,200	0,800	-0,575	0,025	0,426	-0,574	0,975	0,213
40,0	42,5	2,5	40,0	0,0	0,425	0,400	0,600	-0,175	0,025	0,825	-0,175	0,975	0,413
50,0	52,5	2,5	50,0	0,0	0,525	0,500	0,500	0,025	0,025	0,975	0,025	0,975	0,512
60,0	62,5	2,5	60,0	0,0	0,625	0,600	0,400	0,225	0,025	0,775	0,225	0,975	0,612
80,0	82,5	2,5	80,0	0,0	0,825	0,800	0,200	0,625	0,025	0,376	0,624	0,975	0,812
100,0	102,5	2,5	100,0	0,0	1,000	1,000	0,000	1,000	0,000	0,000	1,000	1,000	1,000

A tabela 9 mostra o comportamento do nó de análise paraconsistente considerando que a fonte de evidência favorável apresenta um erro de +5,0% em relação ao nível real do tanque e a fonte de evidência desfavorável não apresenta erro.

Observa-se que existe contradição entre as fontes de evidência, pois o Grau de Contradição G_{CT} se manteve em um valor diferente de zero e o Grau de Certeza Real se

apresenta com maior diferença em relação ao Grau de Certeza, porque a contradição entre as fontes de evidência foi mais significante.

Como o grau de evidência favorável se mostra com um erro negativo em relação ao nível real do tanque, a saída do Grau de Evidência Resultante Real (μ_{ER}) se apresentará com valores inferior ao valor equivalente de nível real do tanque.

Tabela 9.Grau de evidência resultante real μER para LT-1 com erro de -5% e LT-2 sem erro.

NIVEL T-102	SINAL LT-1	ERRO LT-1	SINAL LT-2	ERRO LT-2	μ1	μ2	λ2	Gc	Gct	D	G_{CR}	φ	μER
%	%	%	%	%									
0,0	-5,0	-5,0	0,0	0,0	0,000	0,000	1,000	-1,000	0,000	0,000	-1,000	1,000	0,000
20,0	15,0	-5,0	20,0	0,0	0,150	0,200	0,800	-0,650	-0,050	0,354	-0,646	0,950	0,177
40,0	35,0	-5,0	40,0	0,0	0,350	0,400	0,600	-0,250	-0,050	0,752	-0,248	0,950	0,376
50,0	45,0	-5,0	50,0	0,0	0,450	0,500	0,500	-0,050	-0,050	0,951	-0,049	0,950	0,476
60,0	55,0	-5,0	60,0	0,0	0,550	0,600	0,400	0,150	-0,050	0,851	0,149	0,950	0,574
80,0	75,0	-5,0	80,0	0,0	0,750	0,800	0,200	0,550	-0,050	0,453	0,547	0,950	0,774
100,0	95,0	-5,0	100,0	0,0	0,950	1,000	0,000	0,950	-0,050	0,071	0,929	0,950	0,965

A tabela 10 mostra o comportamento do nó de análise paraconsistente, considerando que a fonte de evidência desfavorável apresenta um erro de +2,5% em relação ao nível real do tanque T-102 e a fonte de evidência favorável não apresenta erro. Como existe contradição entre as fontes de evidência, pois o Grau de Contradição G_{CT} se manteve em um valor diferente de zero para qualquer condição de análise, o Grau de Certeza Real fica pouco diferente ao Grau de Certeza, pois a contradição foi reduzida.

O grau de evidência resultante real, valorado no intervalo entre 0 e 1, comporta-se como função dos graus de certeza e de contradição. Como nessa simulação o grau de evidência desfavorável se mostra com um erro positivo em relação ao nível real do tanque, a saída do Grau de Evidência Resultante Real (μ_{ER}) se apresentará com valores superior ao valor equivalente de nível real do tanque.

Tabela 10.Grau de evidência resultante real μER para LT-1 sem erro e LT-2 com erro de +2,5%.

NIVEL T-102	SINAL LT-1	ERRO LT-1	SINAL LT-2	ERRO LT-2	μ1	μ2	λ2	Gc	Gct	D	G_{CR}	φ	μER
%	%	%	%	%									
0,0	0,0	0,0	2,5	2,5	0,000	0,025	0,975	-0,975	-0,025	0,035	-0,965	0,975	0,018
20,0	20,0	0,0	22,5	2,5	0,200	0,225	0,775	-0,575	-0,025	0,426	-0,574	0,975	0,213
40,0	40,0	0,0	42,5	2,5	0,400	0,425	0,575	-0,175	-0,025	0,825	-0,175	0,975	0,413
50,0	50,0	0,0	52,5	2,5	0,500	0,525	0,475	0,025	-0,025	0,975	0,025	0,975	0,512
60,0	60,0	0,0	62,5	2,5	0,600	0,625	0,375	0,225	-0,025	0,775	0,225	0,975	0,612
80,0	80,0	0,0	82,5	2,5	0,800	0,825	0,175	0,625	-0,025	0,376	0,624	0,975	0,812
100,0	100,0	0,0	102,5	2,5	1,000	1,000	0,000	1,000	0,000	0,000	1,000	1,000	1,000

A tabela 11 mostra o comportamento do nó de análise paraconsistente considerando que a fonte de evidência desfavorável apresenta um erro de +5,0% em relação ao nível real do tanque e a fonte de evidência favorável não apresenta erro.

Observa-se que existe contradição entre as fontes de evidência, pois o Grau de Contradição G_{CT} se manteve em um valor diferente de zero e o Grau de Certeza Real se apresenta com maior diferença em relação ao Grau de Certeza, porque a contradição entre as fontes de evidência foi mais significante.

Como o grau de evidência desfavorável se mostra com um erro negativo em relação ao nível real do tanque, a saída do Grau de Evidência Resultante Real (μ_{ER}) se apresentará com valores inferior ao valor equivalente de nível real do tanque.

Tabela 11.Grau de evidência resultante real μER para LT-1 sem erro e LT-2 com erro de -5%.

NIVEL T-102	SINAL LT-1	ERRO LT-1	SINAL LT-2	ERRO LT-2	μ1	μ2	λ2	Gc	Gct	D	G_{CR}	φ	μER
%	%	%	%	%									
0,0	0,0	0,0	-5,0	-5,0	0,000	0,000	1,000	-1,000	0,000	0,000	-1,000	1,000	0,000
20,0	20,0	0,0	15,0	-5,0	0,200	0,150	0,850	-0,650	0,050	0,354	-0,646	0,950	0,177
40,0	40,0	0,0	35,0	-5,0	0,400	0,350	0,650	-0,250	0,050	0,752	-0,248	0,950	0,376
50,0	50,0	0,0	45,0	-5,0	0,500	0,450	0,550	-0,050	0,050	0,951	-0,049	0,950	0,476
60,0	60,0	0,0	55,0	-5,0	0,600	0,550	0,450	0,150	0,050	0,851	0,149	0,950	0,574
80,0	80,0	0,0	75,0	-5,0	0,800	0,750	0,250	0,550	0,050	0,453	0,547	0,950	0,774
100,0	100,0	0,0	95,0	-5,0	1,000	0,950	0,050	0,950	0,050	0,071	0,929	0,950	0,965

Na figura 43, é possível visualizar a comparação de todas as situações descritas, considerando-se que a linha vermelha representa o caso em que os dois transmissores não apresentam erros nas suas informações.

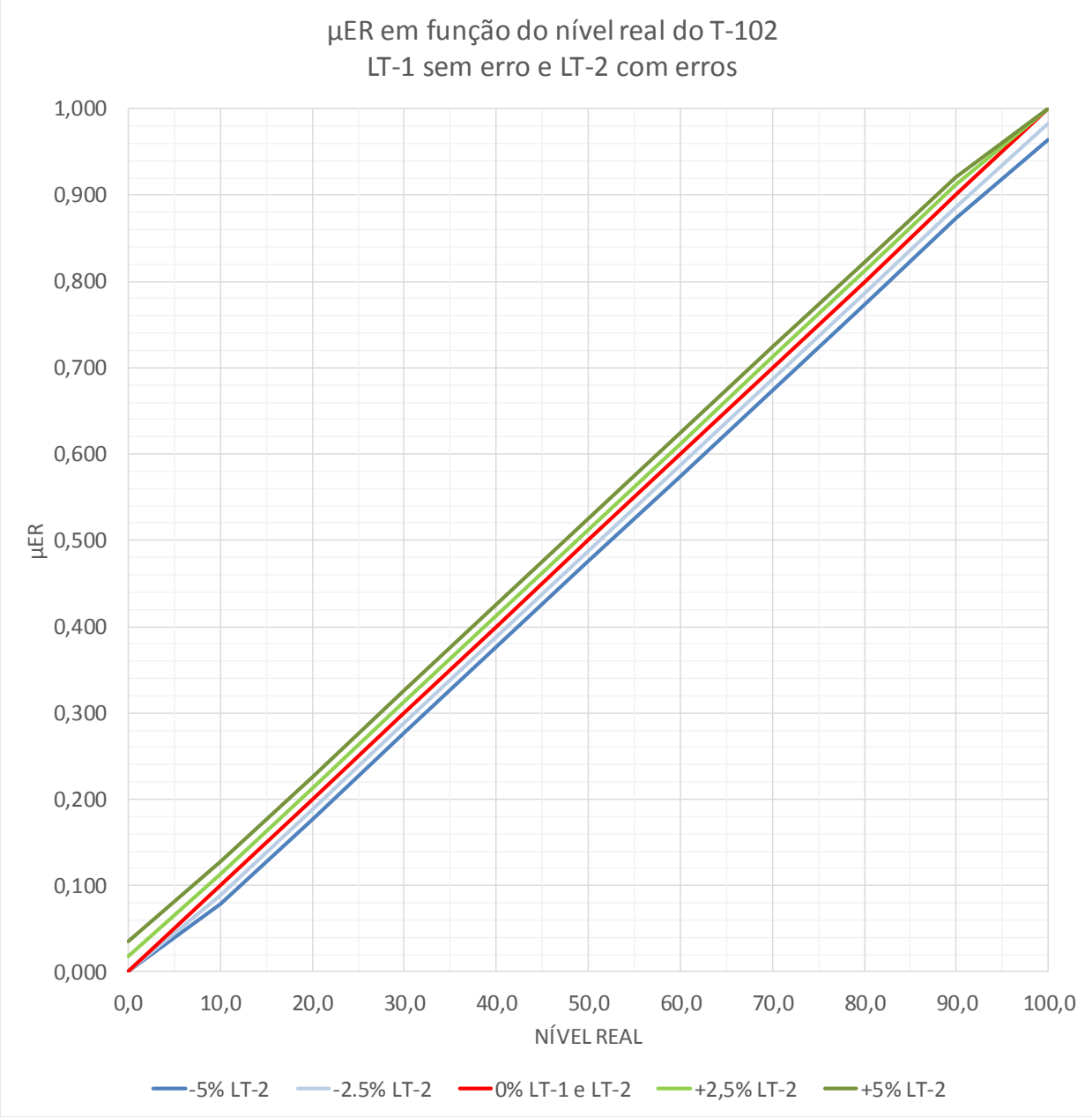


Figura 43. Grau de evidência em função do nível do tanque.

5.2.2. NÓ DE ANÁLISE PARACONSISTENTE - NAPCONTROL2

Na configuração escolhida para este trabalho, o sinal de saída do Grau de Evidência Resultante Real (μ_{ER}) proveniente do primeiro nó de análise paraconsistente NAPCONTROL1 será aplicado como grau de evidência favorável no NAPCONTROL2 e o grau de evidência desfavorável será um valor correspondente ao valor desejado para controle de nível, o *SETPOINT* do sistema de controle de nível.

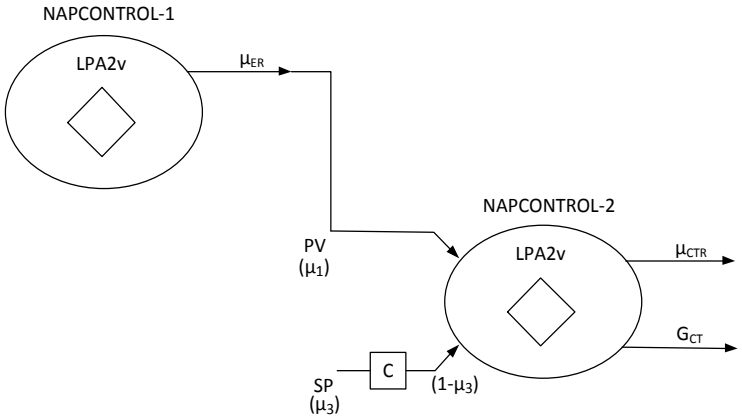


Figura 44. NAPCONTROL2.

Analisando-se as tabelas 12 a 17, que possibilitam a simulação das condições das entradas correspondentes aos graus de evidência favorável e desfavorável desse NAP, que a partir de agora representaremos como PV e SP, respectivamente, podemos observar que:

- O grau de contradição G_{CT} estará em zero sempre que PV=SP;
- O grau de contradição G_{CT} estará negativo sempre que o erro entre PV e SP for negativo;
- O grau de contradição G_{CT} estará positivo sempre que o erro entre PV e SP for positivo;
- O grau de contradição normalizado (μ_{ctr}) estará em 0,5, sempre que PV=SP;
- O grau de contradição normalizado (μ_{ctr}) diminuirá, sempre que o erro entre PV e SP ficar mais negativo;
- O grau de contradição normalizado (μ_{ctr}) aumentará, sempre que o erro entre PV e SP ficar mais positivo.

A tabela 12 analisa a variação do grau de contradição G_{CT} e o grau de contradição normalizado (μ_{ctr}) em função da variação da PV entre 0,0 e 1,0 (nível variando de 0 a 100%), mantendo-se o SP fixo em 0,5, ou seja, nível desejado de 50%.

Tabela 12.Grau de contradição normalizado considerando SP fixo em 50%.

μ1 (PV)	μ2 (SP)	λ2	Gc	Gct	D	G_{CR}	φ	μER	φ (±)	μ_{ctr}
0,000	0,500	0,500	-0,500	-0,500	0,707	-0,293	0,500	0,3536	-0,5000	0,2500
0,200	0,500	0,500	-0,300	-0,300	0,762	-0,238	0,700	0,3808	-0,7000	0,3500
0,400	0,500	0,500	-0,100	-0,100	0,906	-0,094	0,900	0,4528	-0,9000	0,4500
0,500	0,500	0,500	0,000	0,000	1,000	0,000	1,000	0,5000	0,0000	0,5000
0,600	0,500	0,500	0,100	0,100	0,906	0,094	0,900	0,5472	0,9000	0,5500
0,800	0,500	0,500	0,300	0,300	0,762	0,238	0,700	0,6192	0,7000	0,6500
1,000	0,500	0,500	0,500	0,500	0,707	0,293	0,500	0,6464	0,5000	0,7500

A tabela 13 analisa a variação do grau de contradição G_{CT} e o grau de contradição normalizado (μ_{ctr}) em função da variação do SP entre 0,0 e 1,0 (nível desejado variando de 0 a 100%), mantendo-se a PV fixa em 0,5, ou seja, nível real de 50%.

Tabela 13.Grau de contradição normalizado considerando PV fixo em 50%.

μ1 (PV)	μ2 (SP)	λ2	Gc	Gct	D	G_{CR}	φ	μER	φ (±)	μ_{ctr}
0,500	0,000	1,000	-0,500	0,500	0,707	-0,293	0,500	0,3536	0,5000	0,7500
0,500	0,200	0,800	-0,300	0,300	0,762	-0,238	0,700	0,3808	0,7000	0,6500
0,500	0,400	0,600	-0,100	0,100	0,906	-0,094	0,900	0,4528	0,9000	0,5500
0,500	0,500	0,500	0,000	0,000	1,000	0,000	1,000	0,5000	0,0000	0,5000
0,500	0,600	0,400	0,100	-0,100	0,906	0,094	0,900	0,5472	-0,9000	0,4500
0,500	0,800	0,200	0,300	-0,300	0,762	0,238	0,700	0,6192	-0,7000	0,3500
0,500	1,000	0,000	0,500	-0,500	0,707	0,293	0,500	0,6464	-0,5000	0,2500

A tabela 14 analisa a variação do grau de contradição G_{CT} e o grau de contradição normalizado (μ_{ctr}) em função da variação da PV entre 0,0 e 1,0 (nível variando de 0 a 100%), mantendo-se o SP fixo em 0,4, ou seja, nível desejado de 40%.

Tabela 14.Grau de contradição normalizado considerando SP fixo em 40%.

μ1 (PV)	μ2 (SP)	λ2	Gc	Gct	D	G_{CR}	φ	μER	φ (±)	μ_{ctr}
0,000	0,400	0,600	-0,600	-0,400	0,566	-0,434	0,600	0,2828	-0,6000	0,3000
0,100	0,400	0,600	-0,500	-0,300	0,583	-0,417	0,700	0,2915	-0,7000	0,3500
0,300	0,400	0,600	-0,300	-0,100	0,707	-0,293	0,900	0,3536	-0,9000	0,4500
0,400	0,400	0,600	-0,200	0,000	0,800	-0,200	1,000	0,4000	0,0000	0,5000
0,500	0,400	0,600	-0,100	0,100	0,906	-0,094	0,900	0,4528	0,9000	0,5500
0,700	0,400	0,600	0,100	0,300	0,949	0,051	0,700	0,5257	0,7000	0,6500
0,900	0,400	0,600	0,300	0,500	0,860	0,140	0,500	0,5699	0,5000	0,7500
1,000	0,400	0,600	0,400	0,600	0,849	0,151	0,400	0,5757	0,4000	0,8000

A tabela 15 analisa a variação do grau de contradição G_{CT} e o grau de contradição normalizado (μ_{ctr}) em função da variação do SP entre 0,0 e 1,0 (nível desejado variando de 0 a 100%), mantendo-se a PV fixa em 0,4, ou seja, nível real de 40%.

Tabela 15.Grau de contradição normalizado considerando PV fixo em 40%.

μ1 (PV)	μ2 (SP)	λ2	Gc	Gct	D	G_{CR}	φ	μER	φ (±)	μ_{ctr}
0,400	0,000	1,000	-0,600	0,400	0,566	-0,434	0,600	0,2828	0,6000	0,7000
0,400	0,100	0,900	-0,500	0,300	0,583	-0,417	0,700	0,2915	0,7000	0,6500
0,400	0,300	0,700	-0,300	0,100	0,707	-0,293	0,900	0,3536	0,9000	0,5500
0,400	0,400	0,600	-0,200	0,000	0,800	-0,200	1,000	0,4000	0,0000	0,5000
0,400	0,500	0,500	-0,100	-0,100	0,906	-0,094	0,900	0,4528	-0,9000	0,4500
0,400	0,700	0,300	0,100	-0,300	0,949	0,051	0,700	0,5257	-0,7000	0,3500
0,400	0,900	0,100	0,300	-0,500	0,860	0,140	0,500	0,5699	-0,5000	0,2500
0,400	1,000	0,000	0,400	-0,600	0,849	0,151	0,400	0,5757	-0,4000	0,2000

A tabela 16 analisa a variação do grau de contradição G_{CT} e o grau de contradição normalizado (μ_{ctr}) em função da variação da PV entre 0,0 e 1,0 (nível variando de 0 a 100%), mantendo-se o SP fixo em 0,6, ou seja, nível desejado de 60%.

Tabela 16.Grau de contradição normalizado considerando SP fixo em 60%.

μ1 (PV)	μ2 (SP)	λ2	Gc	Gct	D	G_{CR}	φ	μER	φ (±)	μ_{ctr}
0,000	0,600	0,400	-0,400	-0,600	0,849	-0,151	0,400	0,4243	-0,4000	0,2000
0,100	0,600	0,400	-0,300	-0,500	0,860	-0,140	0,500	0,4301	-0,5000	0,2500
0,300	0,600	0,400	-0,100	-0,300	0,949	-0,051	0,700	0,4743	-0,7000	0,3500
0,500	0,600	0,400	0,100	-0,100	0,906	0,094	0,900	0,5472	-0,9000	0,4500
0,600	0,600	0,400	0,200	0,000	0,800	0,200	1,000	0,6000	0,0000	0,5000
0,700	0,600	0,400	0,300	0,100	0,707	0,293	0,900	0,6464	0,9000	0,5500
0,900	0,600	0,400	0,500	0,300	0,583	0,417	0,700	0,7085	0,7000	0,6500
1,000	0,600	0,400	0,600	0,400	0,566	0,434	0,600	0,7172	0,6000	0,7000

A tabela 17 analisa a variação do grau de contradição G_{CT} e o grau de contradição normalizado (μ_{ctr}) em função da variação do SP entre 0,0 e 1,0 (nível desejado variando de 0 a 100%), mantendo-se a PV fixa em 0,6, ou seja, nível real de 60%.

Tabela 17.Grau de contradição normalizado considerando PV fixo em 60%.

μ1 (PV)	μ2 (SP)	λ2	Gc	Gct	D	G_{CR}	φ	μER	φ (±)	μ_{ctr}
0,600	0,000	1,000	-0,400	0,600	0,849	-0,151	0,400	0,4243	0,4000	0,8000
0,600	0,100	0,900	-0,300	0,500	0,860	-0,140	0,500	0,4301	0,5000	0,7500
0,600	0,300	0,700	-0,100	0,300	0,949	-0,051	0,700	0,4743	0,7000	0,6500
0,600	0,500	0,500	0,100	0,100	0,906	0,094	0,900	0,5472	0,9000	0,5500
0,600	0,600	0,400	0,200	0,000	0,800	0,200	1,000	0,6000	0,0000	0,5000
0,600	0,700	0,300	0,300	-0,100	0,707	0,293	0,900	0,6464	-0,9000	0,4500
0,600	0,900	0,100	0,500	-0,300	0,583	0,417	0,700	0,7085	-0,7000	0,3500
0,600	1,000	0,000	0,600	-0,400	0,566	0,434	0,600	0,7172	-0,6000	0,3000

5.3. PI HÍBRIDO PARACONSISTENTE

O controlador PI terá a saída correspondente ao grau de contradição normalizado (μ_{ctr}) do NAPCONTROL-2 como entrada da função proporcional, e como entrada da função integral, a saída do grau de contradição G_{CT}, pois conforme as tabelas 12 a 17, sempre que os valores de PV e SP forem iguais, a saída do grau de contradição normalizado (μ_{ctr}) estará com seu valor em 0,5, ou seja, no meio da faixa, considerando-se esse valor como valor inicial de saída ótima do controle quando PV=SP para qualquer condição de SP.

A entrada da função integral do controlador PI será conectada à saída correspondente ao grau de contradição G_{CT}, que conforme observado nas tabelas 12 a 17, estará com seu valor em 0,0 sempre que os valores de PV e SP forem iguais. Como G_{CT} excursiona entre os valores -1,0 até +1,0, verifica-se que sempre que a diferença entre PV e SP for positiva, o valor de G_{CT} será também positivo e quando a diferença for negativa, o valor de G_{CT} será também negativo. Portanto, com G_{CT} sendo a entrada da função integral, pode-se afirmar que quando não houver erro (PV-SP), a função integral não atuará e quando o erro for positivo ou negativo, a integral atuará no sentido de correção, enquanto existir erro.

Na implementação do controlador PI Híbrido no CLP foi utilizado como parametrização da componente integral, o ganho integral (Ki) expresso em repetições por minuto (rpm), sendo que a relação com o tempo integral Ti pode ser definida como: Ki=1/Ti.

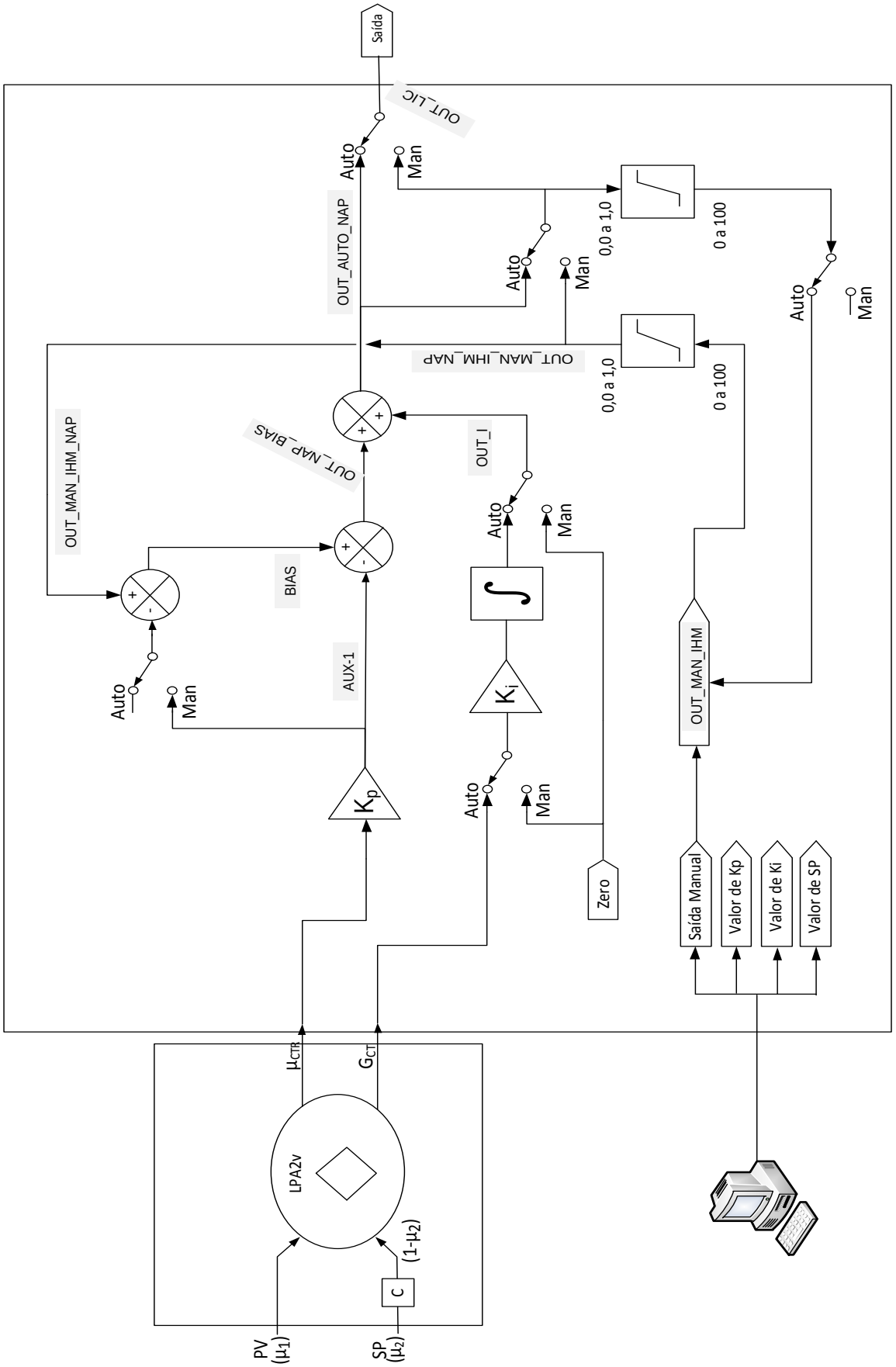


Figura 45. Diagrama em blocos do controlador PI híbrido.

Quando o controlador estiver em modo MANUAL, a saída do bloco PI estará recebendo sinal proveniente do sistema supervisório em uma escala de 0 a 100% e internamente será escalonado para a faixa de trabalho da lógica paraconsistente, sendo valorado de 0,0 a 1,0.

Os parâmetros Kp e Ki são valores enviados do sistema supervisório e permitem os ajustes para sintonia do sistema de controle. O valor de Kp atuará na entrada da função proporcional, multiplicando seu valor ao grau de contradição normalizado (μ_{ctr}) do NAPCONTROL-2 e o valor de Ki será o ganho integral do valor correspondente ao grau de contradição G_{CT}, ou seja representa quantas repetições por minuto do valor de G_{CT} serão adicionadas ao valor de saída do controlador.

O projeto do controlador preve também que quando estiver em modo MANUAL, o valor da saída manual proveniente do sistema supervisório seja realimentado na forma de BIAS para o estágio responsável pelo cálculo P+I, pois assim quando houver a transferência de modo Maual para modo AUTOMÁTICO, não acontecerá na saída um grande sobresalto, ocasionando um descontrole no sistema. Esse valor de BIAS entra em um bloco somador em conjunto com a saída da ação proporcional. Vale observar na figura 45, que o cálculo correspondente a ação integral não terá influencia alguma no momento da transferência de modo Maual para modo AUTOMÁTICO, pois essa componente estará forçadamente em zero quando em modo MANUAL, entrando em operação somente após a transferência.

6. RESULTADOS E DISCUSSÕES

O ensaio de funcionamento do controlador PI híbrido foi realizado, sempre tendo como condição de teste a seguinte sequência:

- Seleção do modo de controle do controlador PI Híbrido, na condição “MANUAL”;
- Ajuste por meio de sistema supervisório para um valor de saída qualquer;
- Espera da estabilização do processo, a partir da análise da variação da variável PV;
- Ajuste através de sistema supervisório do valor de SP para o mesmo valor da variável PV após sua estabilização;
- Ajustes dos valores K_P e K_I do controlador PI Híbrido;
- Alteração do modo de controle do controlador PI Híbrido, da condição “MANUAL” para “AUTOMÁTICO”;
- Aplicação de grau no valor de SP;
- Análise da resposta gráfica dos valores de: PV e MV do controlador PI Híbrido.

As simulações realizadas para teste da resposta do controlador, na planta piloto de processo industrial apresentaram os resultados a seguir:

6.1. Ensaio do controlador com Kp = 3 e Ki =1 rpm

Este primeiro ensaio considerou:

- Valor inicial da saída do controlador em manual = 50%;
- Ajuste Kp do controlador PI Híbrido = 3.0;
- Ajuste Ki do controlador PI Híbrido = 1.0 rpm ;
- Valor da variável nível quando estabilizada (PV) = 31,00%, antes da aplicação do degrau;
- Valor da variável *SETPOINT* (SP) = 30,5%, antes da aplicação do degrau;
- Valor da variável *SETPOINT* (SP) = 40,5%, após aplicação do degrau;

Nesse primeiro ensaio, foram utilizados como parâmetros KP e KI os mesmos valores do ensaio do controlador convencional com sintonia pelo método IMC com λ_{IMC}=9 segundos.

A figura 46 apresenta a resposta gráfica desse primeito teste, onde é possível verificar a existência de uma divergência entre as duas fontes de evidência: o transmissor de nível LT-01 e LT-02.

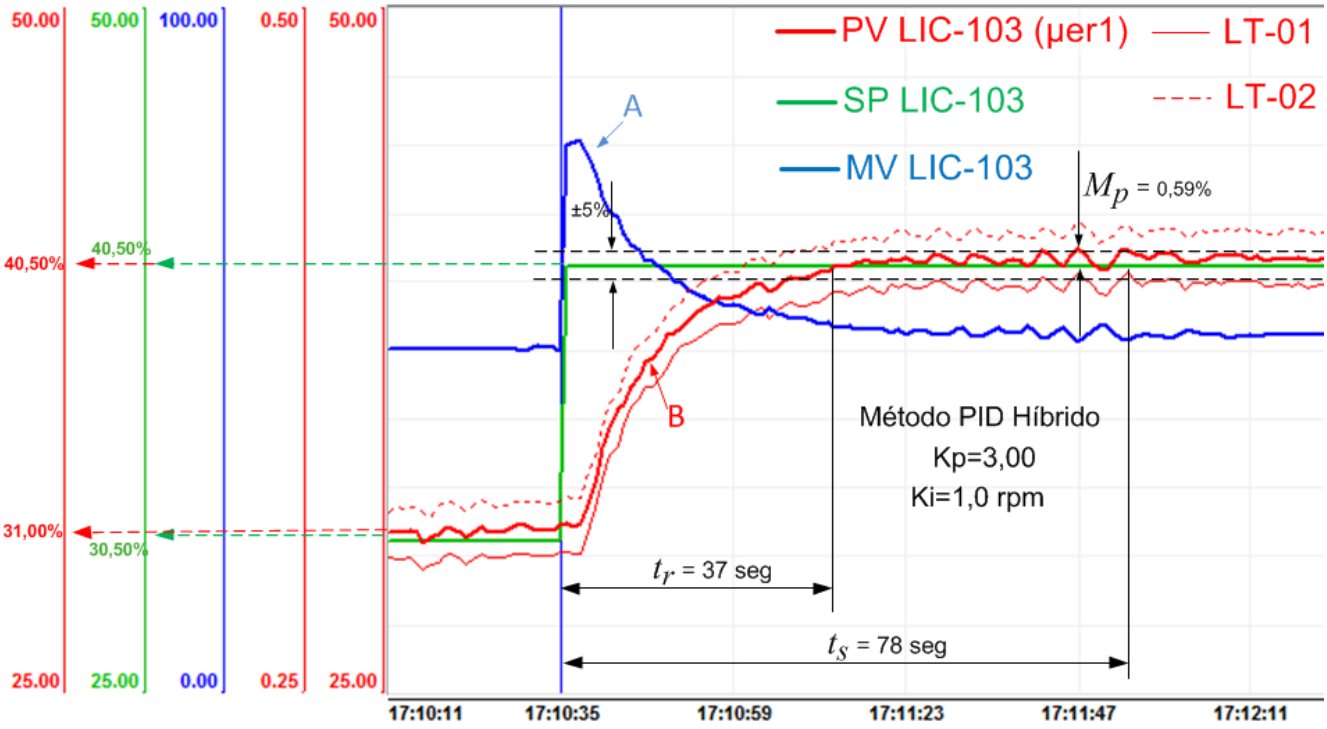


Figura 46. Ensaio do controlador PI híbrido após degrau no SP de 30,50% para 40,50% com ajustes do Kp=3,0 Ki=1,0 rpm.

Analisando o gráfico desse ensaio, percebe-se que no instante em que ocorreu o degrau de SP, o transmissor LT-01 utilizado como grau de evidência favorável apresentou valor 0,3197; o LT-02 que foi utilizado como grau de evidência desfavorável, valor de 0,3013 e o grau de evidência resultante ficou em 0,31. A tabela 18 mostra os valores calculados para essa situação, na qual o μ_{ER} deveria ser 0,3106, portanto o resultado do ensaio apresentou uma diferença de apenas 0,0006 entre o μ_{ER} calculado e o obtido.

Tabela 18.Grau de contradição normalizado considerando PV fixo em 60%.

SINAL LT-1	SINAL LT-2	µ1	µ2	λ2	Gc	Gct	D	G_{CR}	φ	µER
%	%									
31,97	30,13	0,3197	0,3013	0,6987	-0,3790	0,0184	0,6213	-0,3787	0,9816	0,3106

Analisando a curva de resposta do controlador, percebe-se que após a aplicação do degrau no *SETPOINT,* foram necessários 38 segundos para que o nível do tanque estabiliza-se no novo valor.

6.2. Ensaio do controlador com Kp = 1,8 e Ki = 0,67rpm

Esse segundo ensaio considerou:

- Valor inicial da saída do controlador em manual = 50%;
- Ajuste Kp do controlador PI Híbrido = 1,8;
- Ajuste Ki do controlador PI Híbrido = 0,67 rpm ;
- Valor da variável nível quando estabilizada (PV) = 31,0%, antes da aplicação do degrau;
- Valor da variável *SETPOINT* (SP) = 30,5%, antes da aplicação do degrau;
- Valor da variável *SETPOINT* (SP) = 40,5%, após aplicação do degrau;

A figura 47 apresenta a resposta gráfica desse teste.

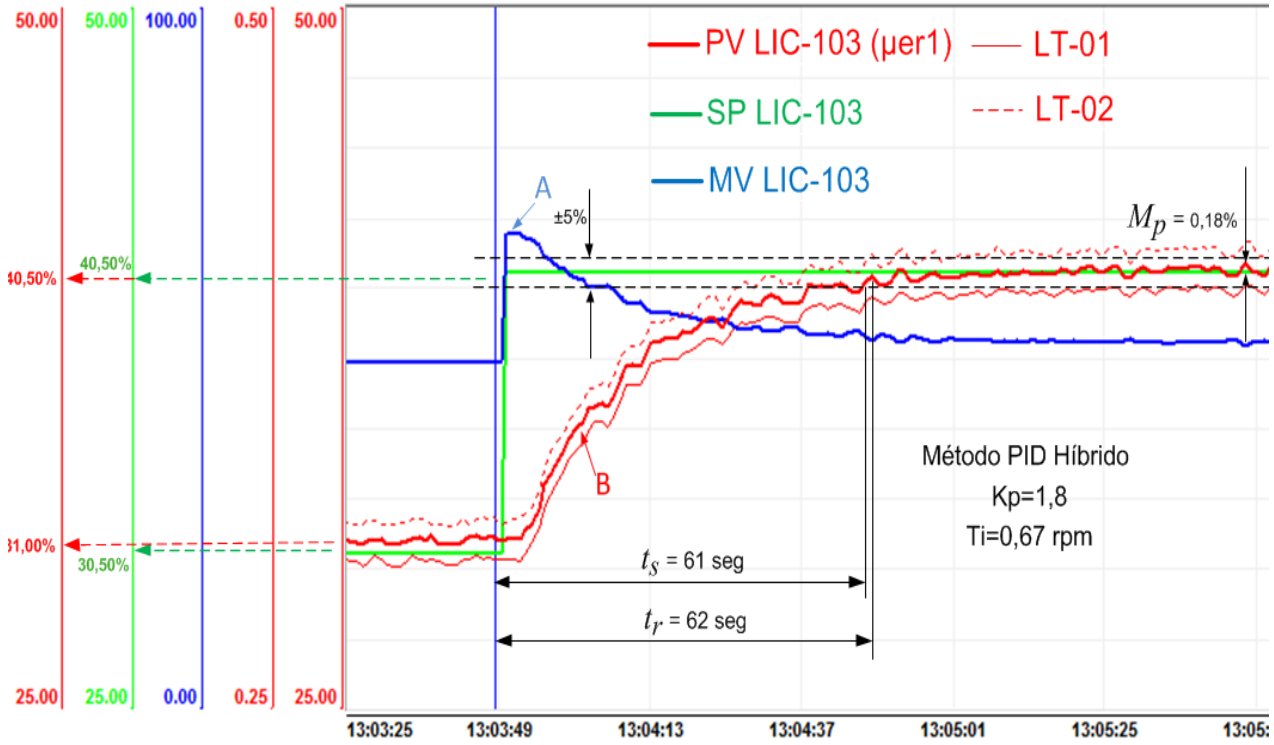


Figura 47. Ensaio do controlador PI híbrido após degrau no SP de 30,50% para 40,50% com ajustes do Kp=1,8 e Ki=0,67 rpm.

Nesse segundo ensaio, foram utilizados como parâmetros KP e KI os mesmos valores do ensaio do controlador convencional com sintonia pelo método IMC com λ_{IMC}=20 segundos.

6.3. Comparativo dos resultados

A tabela 19 apresenta os resultados de Tempo de acomodação t_S ; Máximo sobressinal M_p e Tempo de subida t_r, para cada ensaio realizado anteriormente.

A primeira linha da tabela, definida como MALHA ABERTA, mostra os resultados do ensaio realizado para definição da característica de resposta dinâmica do processo em malha aberta, com um degrau de 15% na abertura da válvula.

A segunda linha, definida como PI (Z&N), mostra os resultados do ensaio realizado para um degrau de +10% no SP, e ajustes de PI com Kp= 7,81 e Ti=0,56 minutos, que foram os valores calculados pelo método Ziegler & Nichols.

A terceira linha, definida como PI (IMC) λ_{IMC}=20, apresenta os resultados do ensaio realizado para um degrau de +10% no SP, com ajustes de PI com os valores calculados pelo método IMC, considerando-se o fator λ_{IMC} em 20 segundos, assim como na quarta linha definida como PI (IMC) λ_{IMC} =9, aparecem os resultados do ensaio realizado para um degrau de +10% no SP, com ajustes de PI com os valores calculados pelo método IMC, considerando-se o fator λ_{IMC} em 9 segundos.

As duas últimas linhas da tabela 19, definidas como PI HÍBRIDO (1º. Ensaio) e (2º. Ensaio), mostram os resultados referentes ao Tempo de acomodação t_S; o Máximo sobressinal M_p e o Tempo de subida t_r, considerando-se ajustes de Kp e Ki similares aos utilizados no controlador convencional com λ_{IMC}=9 e λ_{IMC}=20 respectivamente. Vale frisar, que para considerar a similaridade entre tempo integral e ganho integral, utiliza-se a relação Ki=1/Ti.

Tabela 19.Comparativo de resultados dos controladores.

ENSAIO	Δ MV	Δ SP	Kp	Ti	Ki	t_S	t_S %	M_p	M_p %	t_r	t_r %
MALHA ABERTA	15%	--	--	--	--	360 s		--		--	
PI (Z & N)	--	10%	7,81	0,56	--	48 s	Ref.	1,65 %	1550 %	17 s	Ref.
PI (IMC) λ_{IMC} =20	--	10%	1,73	1,55	--	108 s	125,0 %	0,1 %	Ref.	144 s	747,1 %
PI (IMC) λ_{IMC} =9	--	10%	3,10	0,93	--	90 s	87,5 %	1,01 %	910%	35 s	105,9 %
PI-Hibrido (1º. Ens.)	--	10%	1,8	1,49	0,67	61 s	27,1 %	0,18 %	80,0 %	62 s	264,7 %
PI-Hibrido (2º. Ens.)	--	10%	3,00	1,00	1,00	78 s	62,5 %	0,59 %	490,0 %	37 s	117,6 %

Onde:

t_S = Tempo de acomodação;

M_p = Máximo sobressinal;

t_r = Tempo de subida**;**

Ref. = Referencial selecionado como o melhor valor obtido entre todos os ensaios

6.4 Discussões

Em uma análise mais detalhada dos resultados apresentados na tabela 19, considera-se como referência, o melhor valor obtido para cada um dos três parâmetros analisados: Tempo de acomodação t_S; o Máximo sobressinal M_p e o Tempo de subida t_r. Nessa situação, observa-se que o melhor Tempo de acomodação t_S aconteceu no ensaio PI (Z&N) com o valor de 48s, o melhor Máximo sobressinal M_p aconteceu no ensaio PI (IMC) λ_{IMC}=20s com o valor de 0,1%, ou seja quase nenhum sobressinal e o melhor Tempo de subida t_r aconteceu no ensaio PI (Z&N) com o valor de 17s. Esses valores foram considerados como referenciais para comparação entre os métodos utilizados no estudo.

Numa análise preliminar, pode parecer que o controlador PI convencional sintonizado pelo método (Z&N), apresentou o melhor desempenho por ter sido considerado referência de melhor resultado para o Tempo de acomodação e no Tempo de subida. Porém, analisando em conjunto os três fatores de desempenho, percebe-se que esse controlador, foi o que apresentou a pior taxa de sobressinal, comprometendo em muito a performance de controle do sistema, pois a variável de processo controlada no sistema, o nível de água no vaso, ultrapassou consideravelmente o seu valor em relação ao *SETPOINT* determinado pelo degrau aplicado.

Percebe-se que o controlador PI-Hibrido apresentou tempo de acomodação t_S = 61s, um pouco maior (27,5%) que o melhor do controlador PI convencional considerado como referencial; Máximo sobressinal M_p = 0,18% contra a melhor taxa de Máximo sobressinal M_p = 0,1% obtida pelo melhor controlador convencional PI que foi o PI-(IMC) λ_{IMC}=20s; e Tempo de subida t_r = 62s frente ao melhor Tempo de subida t_r = 17s obtido pleo controlador PI (Z&N).

7. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado um controlador Híbrido, cujos resultados se mostraram bastantes promissores como uma altenativa de controle naquelas situações em que se exige maior nivel de complexidade para uma resposta otimizada. Esse novo tipo de controle, que tem as ações convencionais PI (Proporcional e Integral) unidas às ações estruturadas nos conceitos da Lógica Paraconsistente, permitiu mais de um único sinal de entrada como Variável do Processo agregando maior confiabilidade ao seu estado real, e assim induzindo uma resposta mais alinhada a realidade. Nesta pesquisa os algoritmos da LPA2v receberam os sinais de dois sensores, fizeram o tratamento lógico paraconsistente nos dados e atuando no elemento final de controle de modo híbrido em conjunto com o controle PI funcionando em uma malha de controle de nível em vaso pressurizado. Nessa análise os resultados dessa configuração nos permite concluir que o controlador PI-Hibrido se comportou com uma resposta amortecida, porém não lenta e com uma excelente taxa de sobressinal, quase inexistente, mostrando-se assim com excelente eficiência no controle.

Apesar de o algoritmo PI estar consolidado nos sistemas de controle de processos industriais, com este trabalho, pode-se verificar que é possível, com o uso de Lógicas não-clássicas, apresentar outra forma inovadora para melhorar a eficiência do controle. A Lógica Paraconsistente aqui utilizada mostra-se bastante eficaz para tratar as incertezas e contradições do sistema de medição das variáveis a serem controladas, principalmente em processos que agregam certa complexidade para obtenção do equilíbrio em seus controles, devido a informações incompletas e ou contraditórias.

Os fundamentos da Lógica Paraconsistente que preconizam os algoritmos NAP´s foram de fundamental importância na elaboração do controlador, funcionando em conjunto com as técnicas convencionais, formando um robusto controle hibrido. Destaca-se aqui, o fato de que esse trabalho procura alternativas, na área de tratamento de incertezas com lógicas não clássicas, onde se utiliza como logica de sustentação ao controle, a Lógica Paraconsistente Anotada na sua forma algorítmica do NAP – Nó de análise paraconsistente. Os resultados obtidos com a estrutura

funcional na forma de uma rede com dois nós de analises paraconsistentes será muito importante para o desenvolvimento de novos projetos de pesquisa que possam englobar outras configurações, principalmente aquelas onde, devido a responsabilidade inerente a riscos de varias natureza no processo, são necessários vários sinais como variável de controle. Portanto, tudo indica que este trabalho será utilizado como referência para novas pesquisas, as quais poderão ser agregadas duas ou mais malhas de realimentação com n sensores e diferentes plantas de processo, além de estudos na utilização deste modelo em sistemas com redundância de sensores, transmissores e/ou controladores.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALVES, J. L. L., **Instrumentação, Controle e Automação de Processos.** Editora LTC, Rio de Janeiro, 2ª Ed., 2010

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T., **Advanced PID Control.** ISA International Society of Automation, 2ª. Ed., Research Triangle Park, NC, 2006.

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T., **PID Controllers: Theory, Design, and Tuning.** ISA International Society of Automation, 2ª. Ed., Research Triangle Park, NC, 1995.

BALBINOT, A.; BRUSAMARELO, V. J., **Instrumentação e Fundamentos de Medidas v. 2.** Editora LTC, 5ª. Ed., Rio de Janeiro, 2007, 658 p.

BAPTISTA, R., DA SILVA FILHO, J. I. MORILLA, J. C. **Proposal of Automatic Control three-way Valve through algorithms of Paraconsistent Annotated logic**, Science and Technology, ISSN: 2317-1316, Vol 2, No 2,p.p.69-73, 2013.

BEGA, E. A.; DELMÉE, G. J.; COHN, P. E.; BULGARELLI, R.; KOCH, R. e FINKEL, V. S., **Instrumentação Industrial.** Editora Interciência, 3° Edição, Rio de Janeiro, 2011

BORGES F, ÁLVARO M., et al., (2002). **Melhorando o Desempenho de Malhas de Controle com o Uso de Tecnologias Abertas**. In: II Congresso Internacional de Automação, Sistemas e Instrumentação, ISA Show South América 2002.

CAMPOS, M. C. M. M.; TEIXEIRA, H. C. G. **Controles Típicos de equipamentos e processos industriais.** Editora Blucher, 2ª. Ed., São Paulo, 2010, 396 p.

COSTA, N. C. A., ABE, J. M., DA SILVA FILHO, J. I., MUROLO, A. C. **Lógica Paraconsistente Aplicada** , 2ª. Ed., 1999, Editora Atlas, 214 p.

DA SILVA FILHO, J. I., **Métodos de Aplicações da Lógica Paraconsistente Anotada de anotação com dois valores-LPA2v**, Artigo técnico, Revista Seleção Documental, Santos, 2006, pp. 18-25.

DA SILVA FILHO, J. I.; ABE, J. M. **Introdução à lógica paraconsistente anotada com ilustrações.** Editora Emmy, 1ª. Ed., Santos, 2000, pp. 25, 54, 147-150.

DA SILVA FILHO, J. I.; ABE, J. M.; TORRES, G. L., **Inteligência Artificial com as Redes de Análises Paraconsistentes** Editora LTC, 1ª. Ed., Rio de Janeiro, 2008, pp.4-5, pp.40-84, pp.101-185.

DA SILVA FILHO, J. I.; OLIVEIRA, D. B.; DE AGUIAR, A. L. L.; FERRARA, L. F. P.; GARCIA, D. V.; MARIO, M. C., **Algoritmos fundamentados em Lógica Paraconsistente anotada aplicados em análises de variáveis físicas de um processo industrial**, Artigo técnico, Revista Seleção Documental, Santos, 2012, pp. 18-23.

DESBOROUGH, L.; MILLER, R., **Increasing Customer Value of Industrial Control Performance Monitoring - Honeywell Experience**, 6th International Conference on Chemical Process Control, AIChE Symp., Series 326, AIChE, New York, 2002, pp. 169-189.

FERNANDES, C. L. M., MARIO C. M., DA SILVA FILHO, J. I. **Study for inclusion of Paraconsistent Annotated logic in specific Standards for use in Programmable Controllers, Science and Technology**, ISSN: 2317-1316, Vol 1, No 2,p.p.49-53, 2012.

FIALHO, A. B., **Instrumentação Industrial: Conceitos, Aplicações e Análises.** Editora ERICA, 1ª. Ed., São Paulo, 2002, 276 p.

FILGUEIRAS, N.G.T. (2005). **Modelagem, análise e controle de um processo de separação óleo/água.** Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Brasil.

FIGUEIREDO, A.I.L., SOTOMAYOR, O.A.Z. (2009). **Simulação e controle de uma unidade de separação água-óleo-gás**
. Relatório final de pesquisa, projeto PIBIC/UFS 726/2008.

FRANCHI, C. M., **Controle de processos Industriais.** Editora ERICA, 1ª. Ed., São Paulo, 2011, 255 p.

KUPHALDT, T.R., **Lessons In Industrial Instrumentation**. Creative Commons Attribution, 2011

LIPTÁK, B. G., **Instrument Engineers' Handbook – Process Measurement and Analysis Vol. 1.** ISA–The Instrumentation Systems, and Automation Society, 4a. Ed., 2003, 1828 p.

LOPES, A. M., MILLER, J. A., MURRILL, P. W., SMITH, C.L **Tuning Controllers with Error-Integral Criteria.** Instrumentation Technology, 1967, V. 14, pp. 57-62.

MOLLENKAMP, R. A. **Controle Automático de Processos.** EBRAS Editora Brasileira–SMAR, 1988, 168 p.

MURRILL, P. W. **Fundamentals of Process Control Theory.** ISA Press, 3ª. Ed., 2000, 328 p.

NETTO, D. A. C. , MOLARINO, I., MÁRIO, M. C., ROCCO A. e DA SILVA FILHO, J. I. **Ensaios em Sistemas Microcontrolados com Algoritmos da Lógica Paraconsistente Anotada** - Revista Seleção Documental n 30 ISSN 1809-0648, pp 21-24 - Junho, 2013 Santos SP-Brasil.

OGATA, K., **Engenharia de Controle Moderno.** Editora PEARSON, 5ª. Ed., São Paulo, 2011, 808 p.

SEBORG, D.E.; MELLICHAMP, D.A.; EDGAR,T.F., **Process Dynamics and Control.** Ed. John Wiley & Sons, 2ª. Ed., 2004, 713 p.

SKOGESTAD, S., **Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning.** Modeling, Identification and Control, 2004, Vol. 25, No. 2, pp. 85-120.

TORRES, C. R., **Sistema Inteligente Paraconsistente para Controle de Robôs Móveis Autônomos**. Itajubá: UNIFEI, 2004. 85 p. Dissertação de Mestrado – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2004.

RIBEIRO, M. A., **Instrumentação.** 9ª Ed. Tek Treinamento & Consultoria, 2002

RIVERA, D. E.; MORARI, M.; SKOGESTAD, S., **Internal Model Control, 4. PID Controller Design.** Industrial Engineering Chemistry Process Design and Development, 1986, V. 25, pp. 252-265.

ROVIRA, A. A., MURRILL, P. W., SMITH, C.L **Tuning controllers for setpoint changes.** Instruments and Control Systems, 1969, V. 42, pp. 67-69.

WEBSTER J. G., **The Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook.** CRC Press LLC, 1999

ZIEGLER, J. G., NICHOLS, N. B., **Optimum Settings for Automatic Controllers.** Transactions ASME, 1942, V. 64, pp. 759-768.

ANEXO A – PROGRAMA DO BLOCO PARACONTROL

Calcula o valor de Gct.
Gct=(μ+λ)−1
Considera a variável MI como sendo o valor de "μ" e a va´iável LAMBDA como sendo o valor de λ.

Calcula o valor do módulo de Gct = |Gct|
Considera a variável GCTABS como sendo |Gct|.

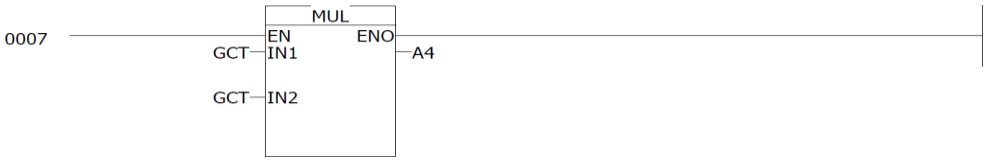
Calcula o valor inicial de φ.
Considera a variável FI como sendo o valor inicial de "φ".
FI=1−|Gct|

Calcula o valor de Gc.
Gc=(μ−λ)
Considera a variável MI como sendo o valor de "μ" ; a variável LAMBDA como sendo o valor de λ e a variável GC como sendo o valor de Gc .

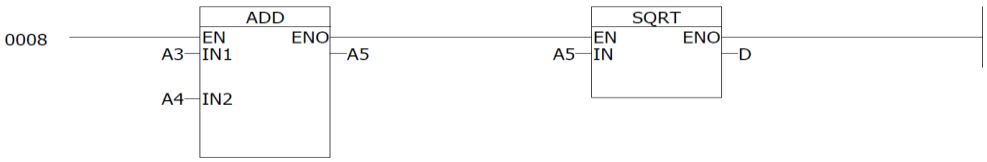
Calcula o valor do módulo de Gc = |Gt|
Considera a variável GCABS como sendo |Gc|.

Cálculo intermediário: (1−|Gc|)^2

Cálculo intermediário: (|Gc|)^2



Cálculo do valor "D": D=√((1-|Gc|)^2+Gct^2)



Condicionamento para cálculo do Grau de Certeza Real;
Se Gc>0, a variável AUX1 será ativada.

Condicionamento para cálculo do Grau de Certeza Real;
Se Gc>0, então a variável GCR=1-D.

Condicionamento para cálculo do Grau de Certeza Real;
Se Gc<0, então a variável GCR=D-1.

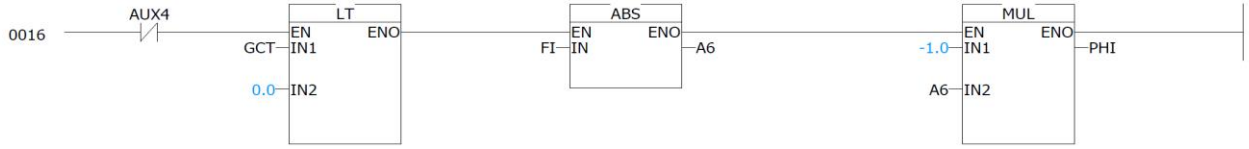
Condicionamento para cálculo do valor final de φ.
Considera a variável FI como sendo o valor inicial de "φ" e a variável PHI como sendo o valor final de "φ";
Se φ<0.25, então a variável AUX2 será ativada.

Condicionamento para cálculo do valor final de φ.
Considera a variável FI como sendo o valor inicial de "φ" e a variável PHI como sendo o valor final de "φ";
Se D>1.0, então a variável AUX3 será ativada.

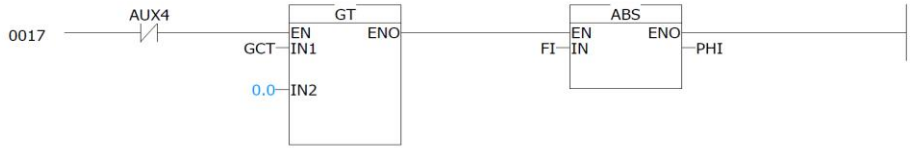
Condicionamento para cálculo do valor final de φ.
Se φ<0.25 ou D>1.0, então a variável AUX4 será ativada.

Cálculo do valor de MIER, onde μER=(GCR+1)/2 e cálculo do valor final de φ.
Considera a variável:MIER como sendo o valor de MIER; FI como sendo o valor inicial de "φ" e a variável PHI como sendo o valor final de "φ";
Se φ<0.25 ou D>1.0, então a variável MIER=0.5;
Se φ<0.25 ou D>1.0, então a variável PHI=FI.

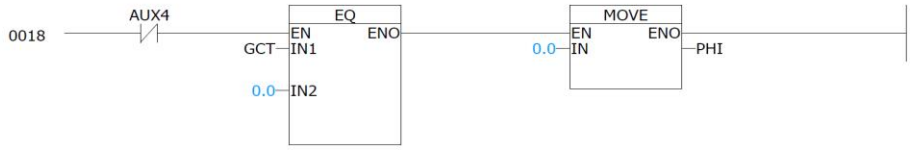
Cálculo do valor final de φ.
Considera a variável:FI como sendo o valor inicial de"φ" e a variável PHI como sendo o valor final de "φ";
Caso não aconteça φ<0.25 ou D>1.0, então:
Se GCT<0, então a variável PHI=-|FI|



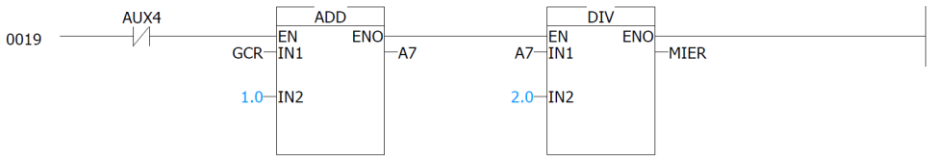
Cálculo do valor final de φ.
Considera a variável:FI como sendo o valor inicial de"φ" e a variável PHI como sendo o valor final de "φ";
Caso não aconteça φ<0.25 ou D>1.0, então:
Se GCT>0, então a variável PHI=|FI|



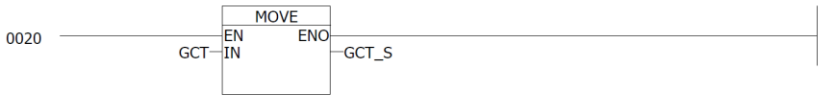
Cálculo do valor final de φ.
Considera a variável:FI como sendo o valor inicial de"φ" e a variável PHI como sendo o valor final de "φ";
Caso não aconteça φ<0.25 ou D>1.0, então:
Se GCT=0, então a variável PHI=0



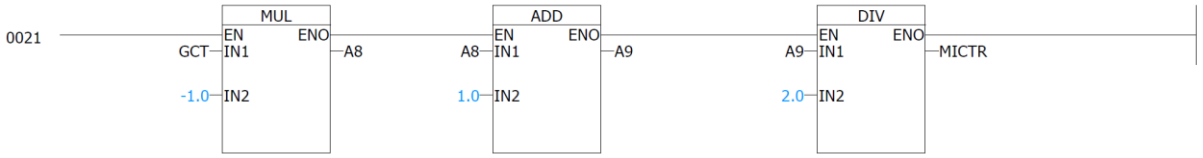
Cálculo do valor de MIER, onde μER=(GCR+1)/2 e cálculo do valor final de φ.
Considera a variável:MIER como sendo o valor de MIER; FI como sendo o valor inicial de "φ" e a variável PHI como sendo o valor final de "φ";
Caso não aconteça φ<0.25 ou D>1.0, então:MIER=(GCR+1)/2.



Considera: GCT_S = GCT

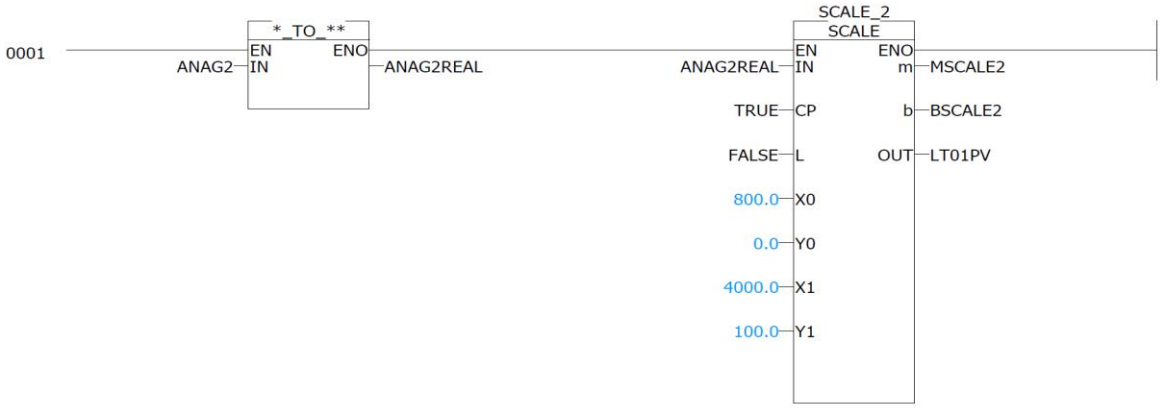


Calcula o valor de MICTR.
MICTR=(1-Gct)/2

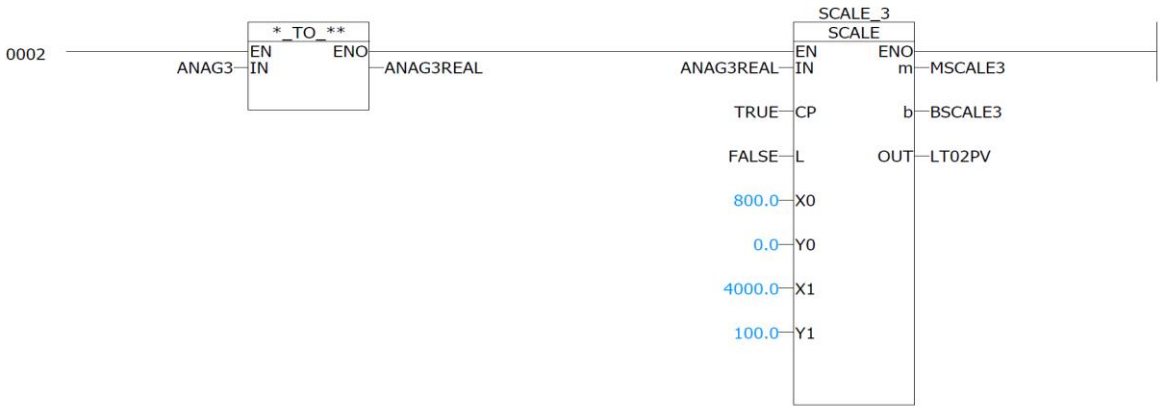


ANEXO B – PROGRAMA DO CONTROLADOR HÍBRIDO

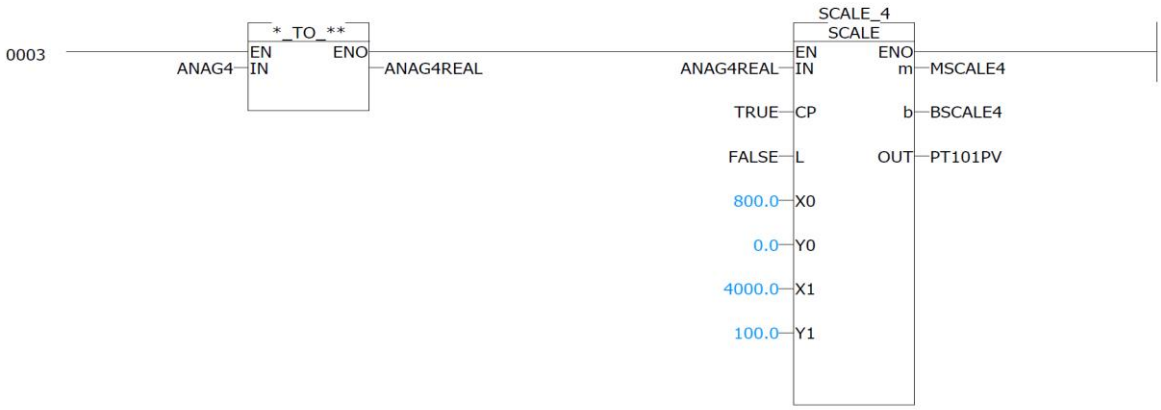
```
Tratamento da entrada Analógica-2 "ANAG2" (PV de nível do tanque - Sinal do
LT-01):
"ANAG2REAL" varia de 0.0 até 4000.0
"LT01PV" varia de 0.0 ate 100.0 (%)
```



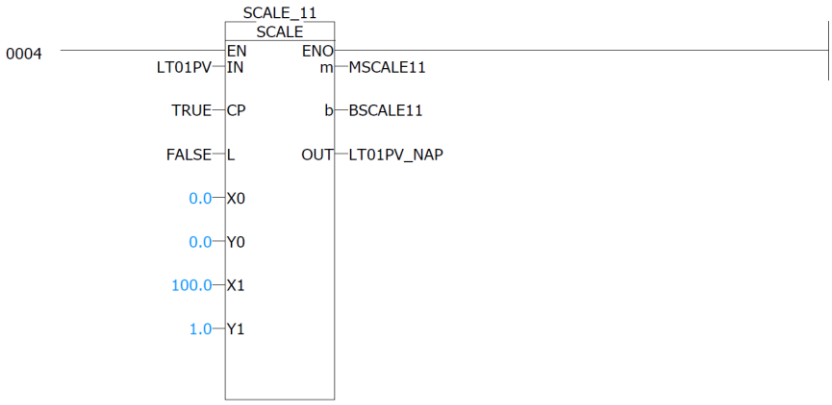

```
Tratamento da entrada Analógica-3 "ANAG3" (PV de nível do tanque - Sinal do
LT-02):
"ANAG1REAL" varia de 0.0 até 4000.0
"LT02PV" varia de 0.0 ate 100.0 (%)
```



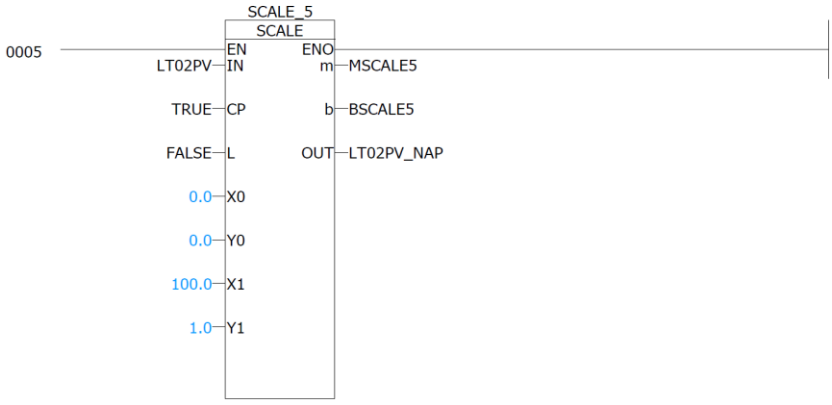

```
Tratamento da entrada analógica-4 "ANAG4" (PV de pressão do tanque):
"ANAG4REAL" varia de 0.0 até 4000.0
"PT101PV" varia de 0.0 ate 100.0 (%)
```



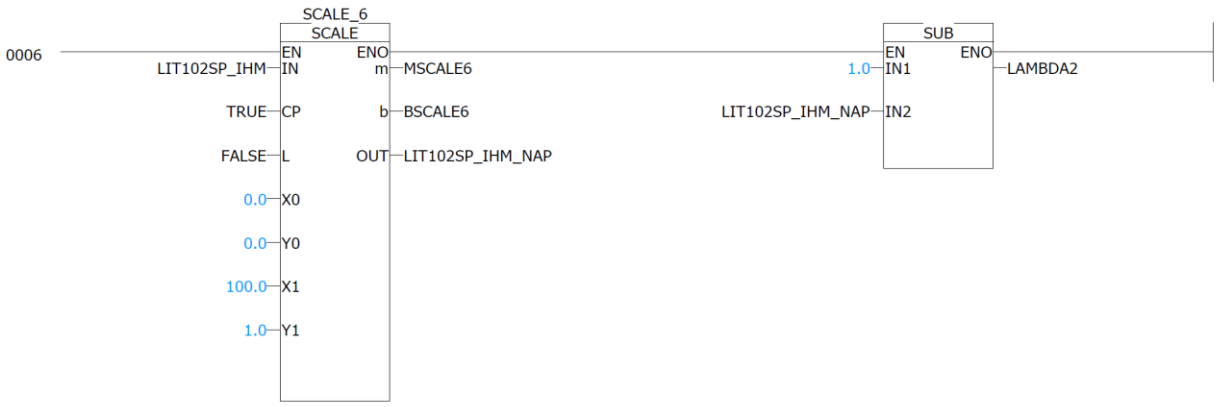
Parametrização do Grau de Evidência Favorável (LT01)
"LT01PV" varia de 0.0 até 100.0%
"LT01PV_NAP" varia de 0.0 ate 1.0



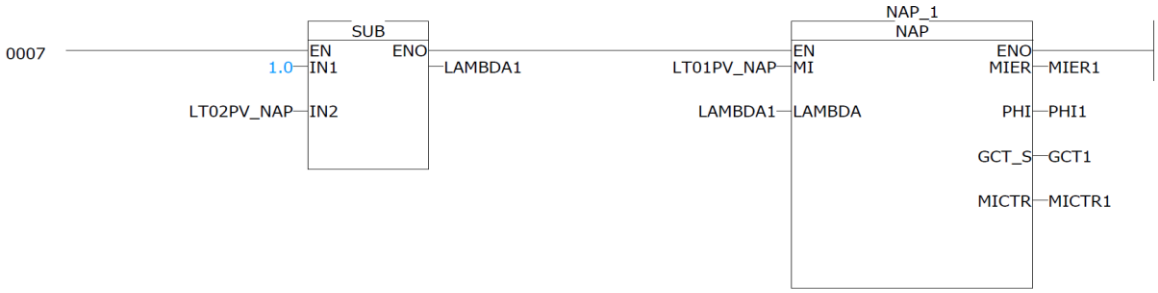
Parametrização do Grau de Evidência Desfavorável (LT02)
"LT02PV" varia de 0.0 até 100.0%
"LT02PV_NAP" varia de 0.0 ate 1.0



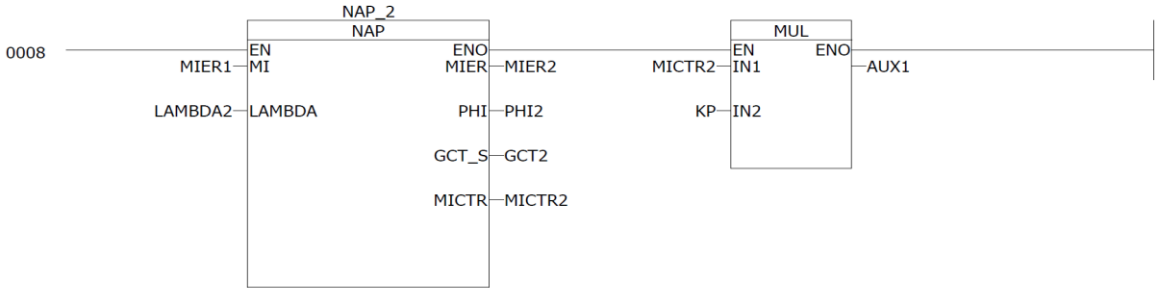
Parametrização do Grau de Evidência Favorável de SET-POINT (LIT102SP)
"LIT02SP_IHM" varia de 0.0 até 100.0%
"LIT02SP_IHM_NAP" varia de 0.0 ate 1.0
"LAMBDA" VARIA DE 0.0 ATÉ 1.0



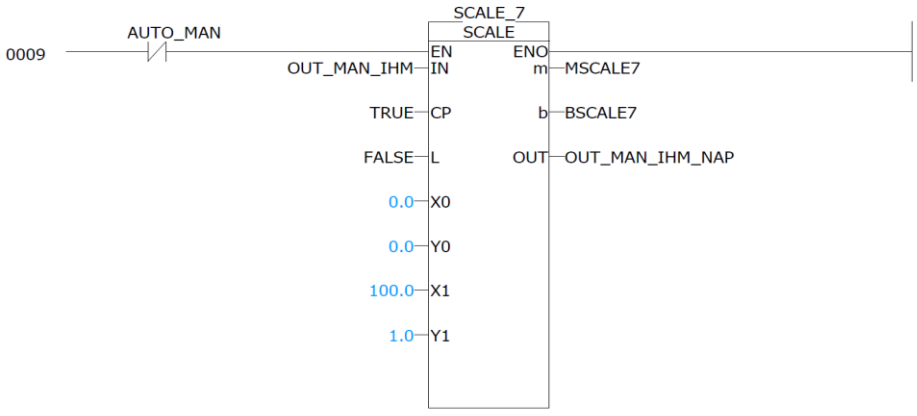
Execução do NAP-CONTROL1 para verificação da proposição: "O nível do tanque T-102 está em seu valor máximo?"
"LT02PV_NAP" varia de 0.0 até 1.0
"LT01PV_NAP" varia de 0.0 até 1.0



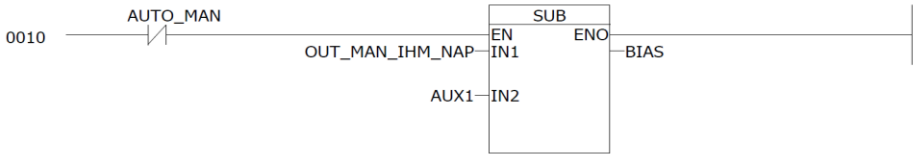
Execução do NAP-CONTROL2 para verificação da proposição: "O nível do tanque T-102 é igual ao SP"
"MICTR1" varia de 0.0 até 1.0
"KP" Ajuste de ganho da componente proporcional do PID
"AUX1" Valor da componente proporcional do PID. Varia de 0.0 ate 1.0



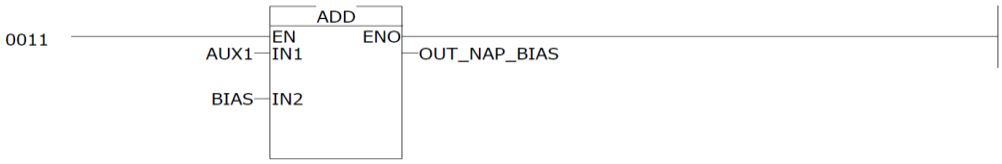
Ajuste do sinal de saída manual proveniente da IHM (OUT_MAN_IHM)
"OUT_MAN_IHM" varia de 0.0 até 100.0%
"OUT_MAN_IHM_NAP" varia de 0.0 ate 1.0
"AUTO_MAN" MAN=0 AUTO=1



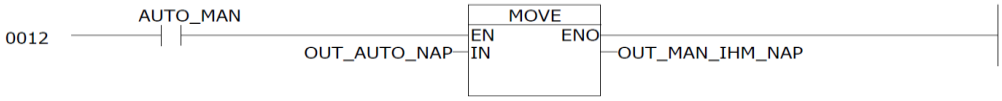
Bloco gerador de TRACKING da saída manual quando o controle em MANUAL (BIAS)
"OUT_MAN_IHM_NAP" varia de 0.0 ate 1.0
"AUX1" Valor da componente proporcional do PID. Varia de 0.0 ate 1.0
"BIAS" TRACKING da saída manual quando o controle em MANUAL. Varia de 0.0 ate 1.0
"AUTO_MAN" MAN=0 AUTO=1



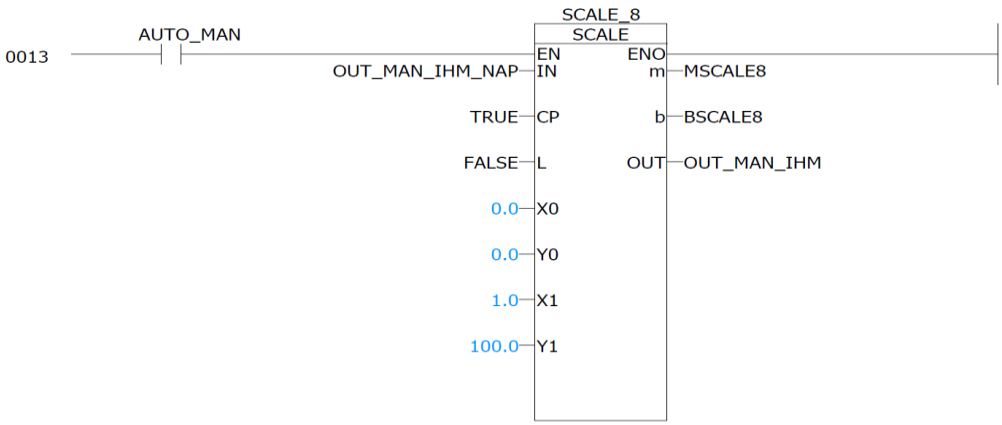
```
Bloco somador da componente proporcional do PID com o BIAS
"AUX1" Valor da componente proporcional do PID. Varia de 0.0 ate xx.0
"BIAS" TRACKING da saída manual quando o controle em MANUAL. Varia de 0.0 ate 1.0
"OUT_NAP_BIAS". Varia de 0.0 ate xx.0
```



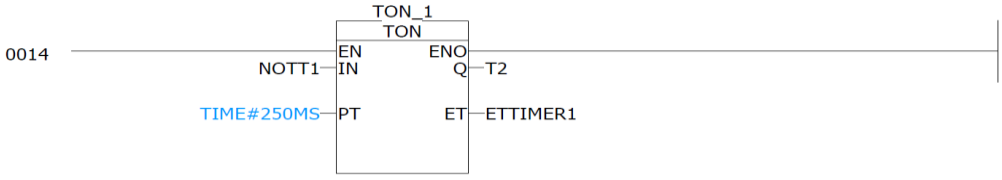

```
Transfere saída "OUT_AUTO_NAP" para "OUT_MAN_IHM_NAP" quando controle em AUTOMÁTICO
"OUT_AUTO_NAP". Varia de 0.0 ate 1.0
"OUT_MAN_IHM_NAP". Varia de 0.0 ate 1.0
"AUTO_MAN" MAN=0 AUTO=1
```



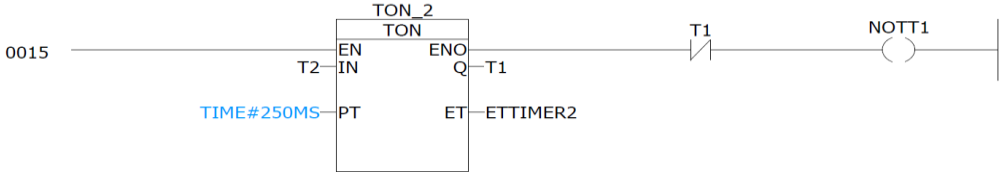

```
Ajuste do sinal de saída manual proveniente da IHM (OUT_MAN_IHM) em função do sinal de
saída automático proveniente do cálculo PID (OUT_MAN_IHM_NAP) quando controle em
AUTOMATICO.
"OUT_MAN_IHM" varia de 0.0 até 100.0%
"OUT_MAN_IHM_NAP" varia de 0.0 ate 1.0
"AUTO_MAN" MAN=0 AUTO=1
```




```
1a. Parte do bloco gerador de pulso de 0,5 segundos
```



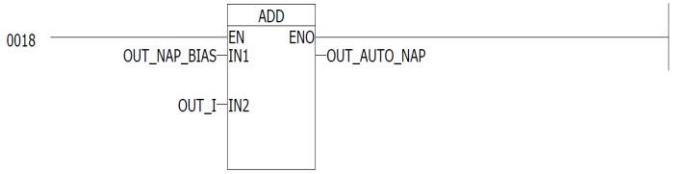
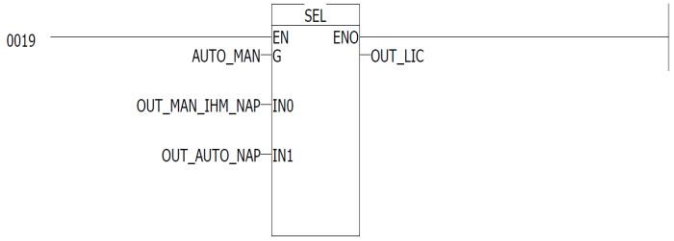

```
2a. Parte do bloco gerador de pulso de 0,5 segundos
```



Bloco para zerar integral quando controle em MANUAL
"AUX2" Valor da componente integral do PID.
"AUTO_MAN" MAN=0 AUTO=1

Bloco para cálculo da componente integral do PID quando controle em AUTOMÁTICO.
Esta linha será executada a cada 100ms. Portanto o fator 0,001667 corresponde ao fator de correção entre 0,1 seg e 1 minuto.
"AUX2". Valor da componente integral do PID.
"KI" Ajuste de taxa da componente integral do PID. KI em repetições por minuto.
"AUIX3" Cálculo Gct multiplicado por 0,01667
"OUT_I" Valor da componente integral do PID. Varia de 0.0 ate xx.0
"AUTO_MAN" MAN=0 AUTO=1

Bloco somador da componente proporcional com a componente integral do PID.
"OUT_NAP_BIAS". Varia de 0.0 ate xx.0
"OUT_I" Valor da componente integral do PID. Varia de 0.0 ate xx.0
"OUT_AUTO_NAP". Sinal de saída do boco somador da componente proporcional com a integral do PID - Faixa: 0 a xx.0



Bloco seletor dade saída MANUAL/AUTOMATICO do PID.
"OUT_MAN_IHM_NAP" Sinal de saída manual proveniente da IHM - Faixa: 0 a 1.0
"OUT_AUTO_NAP". Varia de 0.0 ate 1.0
"OUT_LIC" Saída do controlador PID - Faixa: 0 a 1.0