



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ

CENTRO DE TECNOLOGIA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA

ELÉTRICA

**CONTROLE PID E PREDITIVO - ASPECTOS TEÓRICOS E
DE IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA**

AURELIO AGOSTINHO ADÃO

**FORTALEZA
SETEMBRO DE 2011**

Aurelio Agostinho Adão

**CONTROLE PID E PREDITIVO - ASPECTOS TEÓRICOS E
DE IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA**

Dissertação submetida à
Universidade Federal do Ceará como parte
dos requisitos para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Dr. Otacílio da Mota
Almeida.

**Fortaleza
Setembro 2011**

CONTROLE PID E PREDITIVO - ASPECTOS TEÓRICOS E DE IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

Aurelio Agostinho Adão

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Controle e Automação e aprovado em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Ceará.

Prof. Otacílio da Mota Almeida, Dr.
Orientador

Banca Examinadora:

Prof. Otacílio da Mota Almeida, Dr.
Presidente

Prof. Bismark, Claude Torrico Dr.
Membro

Prof. Eutrópio Vieira Batista, Dr.
Membro

Profa. Laurinda Lucia Nogueira dos Reis, Dra.
Membro

Fortaleza, Setembro de 2011

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus Filhos, Marco Aurelio Mariana e Marília pelo apoio, carinho e incentivo.

Aos meus colegas Professores do IFPI, pelos incentivos e atenção durante este período.

Ao meu neto Miguel .

A toda minha família e amigos.

E em especial à minha esposa, Graça.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela vida, e que após alguns anos bem vividos ainda me proporciona esta oportunidade de novamente estudar e aprender.

Aos meus filhos e nora, Marco Aurélio, Mariana, Marília e Rosália pelo incentivo nesta nova fase de minha vida.

Ao meu neto Miguel pela alegria e espontaneidade.

À minha esposa, Graça, minha companheira, confidente, conselheira, que por tantas vezes me deu carinho, conforto, incentivo, compreensão, e me contendo nas minhas impaciências tendo, por muitas vezes, que chamar a minha atenção.

Ao Professor Otacílio Mota Almeida, pela orientação, ensinamentos, estímulo e dedicação a mim dedicados ao longo destes anos;

Ao IFPI () que contribuiu para que este projeto de mestrado fosse adiante.;

Aos professores Arthur Plínio, Bismark Torrico pela ajuda durante o desenvolvimento deste trabalho. Aos professores José Carlos, Luiz Henrique, Rene, Demercil, Cícero e aos demais professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC, responsáveis diretamente ou indiretamente pela minha formação no programa de Mestrado;

Aos companheiros de Mestrado do IFPI, Francisco Santos, Guilherme Nádía, Emanuel Brito, Kelson, Mascena, Paulo Vilarinho, Nogueira, Benedicto e Denis aos vem batalhando juntos nesta empreitada;

Ao amigo Gleidson Mota pela constante ajuda nos trabalhos com os tanques tanto em Fortaleza com pela montagem em Teresina;

A todas as pessoas que por motivo de esquecimento não foram citadas anteriormente, vou deixando nesse espaço minhas sinceras desculpas.

RESUMO

Atualmente se observa o incremento exponencial das exigências pela otimização de desempenho em todos os setores da vida moderna. Esta busca por melhor desempenho também tem ocorrido em todos os setores da indústria, seja ela de atividade fabril ou de energia. Melhor desempenho no setor industrial se reflete em melhorias em todos os níveis e isto alcança de sobremaneira os sistemas de controle de processos. Com requisitos de desempenho mais rígido, técnicas antigamente estudadas somente em meio acadêmico tem migrado para a indústria abrindo novos horizontes e estabelecendo novos conceitos de uma forma geral. Com os sistemas de controle de processos não é diferente e em particular em seu mais baixo nível de implementação (chão de fábrica) tem se observado uma atualização constante. Esta dissertação está inserida neste último contexto ou seja no projeto das malhas de controle de um sistema de controle de processos. Desta forma aspectos de sintonia de controladores convencionais do tipo PID (Proporcional, Integral, Derivativo) multivariáveis (MIMO) e controladores MIMO preditivo baseado em modelos do tipo GPC (*Generalized Predictive Control*) são estudados visando a implementação prática. Vários aspectos do sistema de controle tais como a identificação do processo através de técnicas paramétricas e não paramétricas com diferentes representações e aspectos do desacoplamento entre as malhas do processo, por se tratar de sistemas MIMO, são também abordadas, discutidas e implementadas. Para este propósito duas plataformas de desenvolvimento foram desenvolvidas no laboratório do Núcleo de Engenharia Elétrica NEEL do IFPI. A primeira plataforma consiste em sistema MIMO de ventilação e aquecimento, a segunda plataforma um sistema de tanques duplo acoplados. Como conclusão do estudo dos experimentos práticos realizados pode-se estabelecer que o melhor controle para um processo depende da aplicação ao qual este é destinado e para o bom funcionamento é necessário o conhecimento teórico e prático da dinâmica do processo. Assim um bom controlador depende também do emprego de uma técnica de identificação adequada.

Palavras Chaves: PID, GPC, Controle Multivariável, Controle Preditivo.

ABSTRACT

Nowadays, we observe the exponential increasing of demand for performance optimization in all areas of modern life. This search for better performances is also occurring in all industry sectors, either factory or energy activities. This best performances reflects an increase in all levels and achieve enormously the process control systems. With more strict performance requirement, technique formerly studied only in academic circle has been migrate for industry area, opening new horizons and establishing new concepts in general. It is not different with the process control systems, even in particular at the lowest level of implementation (factory's floor) has been noted a constantly update. This paper is inserted into this last concept, in other words, into the project of loop control process at lowest level of the plant. Thus the aspect of tuning of conventional multivariable like PID (Proportional, Integral, Derivative) controllers (MIMO) and MIMO predictive controllers based on models like GPC (Generalized Predictive Control) type are studied aiming to the practical implementation. Several system control aspects, such as identification of process through parametric and nonparametric technical with different representations and aspects of decoupling between the process loop, as it is MIMO system, are also dealt, discussed and implemented. For that purpose, two plants were developed at IFPI's NEE (Núcleo de Engenharia Elétrica) laboratory. The first platform consists of MIMO system of ventilation and heating; the second platform is a system of coupled double tanks. As a conclusion of the study of practical experiments conducted, can be established that the best control for a process depends on the application for which it is destined and for the proper functioning is necessary the theoretical and practical knowledge of the dynamic of the process. Thus an appropriated controller depends also on the use of a good identification technique.

Keywords: PID, GPC, Multivariable Control, Predictive control.

Capítulo 1.:Introdução	1
1.1 -Motivação e relevância do trabalho	1
1.2 -Plantas, processos e Sistemas.	2
1.3 -Sistemas de Controle	3
1.3.1 - Sistemas em malha aberta:.....	3
1.3.2 - Sistemas em malha fechada: Realimentação	4
1.4 -Elementos Básicos de um sistema de controle	7
1.4.1 – Processos Multivariáveis	7
1.4.2 – Estratégias de controle.....	10
1.4.2.1 – Controladores PID.....	10
1.4.2.2 – Controladores Preditivos	11
1.5 -Normalização das Variáveis do Sistema de Controle.....	14
Capítulo 2.:Modelagem e Identificação de Sistemas.....	15
2.1 -Modelos Matemáticos de Processos	15
2.2 - A Estimação de Processo Representado por Função de Transferência	18
2.2.1 – Métodos não paramétricos: Identificação de sistemas por funções de transferência.....	19
2.2.1.1 – Estimação em Malha Aberta: Resposta ao Degrau	19
2.2.1.2 – Estimação em Malha Fechada: Método do Relé.....	22
2.2.2 – Método Paramétrico: Estimadores dos Mínimos Quadrados Recurso e Não Recursivo	26
2.3 -Estimação de Processo Representado por Variáveis de Estado.....	28
2.4 -O Controlador PID.....	30
2.4.1 – Sintonia de controladores PID.....	31
2.4.1.1 - Métodos baseados em funções de Primeira ordem com atraso de transporte	32
2.4.1.2- Ajuste Manual	32
2.4.1.3 - Métodos de Ziegler-Nichols (ZN) de resposta ao degrau	33

2.4.1.4 - Método de Cohen-Coon	34
2.4.1.5 - Método do Åström & Wittemark	35
2.4.2 - Controlador Preditivo Generalizado (GPC).....	39
2.4.2.1 - GPC (SISO).....	39
2.4.2.2 – Algoritmo Preditivo Baseado em Equações de Estado	42
2.5 - Desacoplamento.....	45
2.6 – Dispositivo Anti Windup.....	46
2.7 - Avaliação de Desempenho	48
Capítulo 3.:Experimentação Prática dos Controladores PID e Preditivo	49
3.1 - Aplicação do Processo Multivariável de Ventilação e Aquecimento.....	49
3.1.1 – Modelagem da Planta.	53
3.1.2 – Aplicações Práticas no Sistema Ventilação Aquecimento	55
3.1.2.1 – Aplicação do controlador PID.....	56
3.1.2.2 – Aplicação do controlador GPC.....	61
3.2 - Aplicação ao Processo Multivariável de Tanques duplos Acoplados	66
3.2.1 - Modelagem da Planta Tanques com Vasos Comunicantes.....	69
3.2.2 – Aplicações Práticas no Sistema de Tanques Duplos Acoplados..	73
3.2.2.1 – Aplicação do controlador PID	73
3.2.2.2 – Aplicação do controlador GPC.....	77
Capítulo 4.:Conclusão e Perspectivas.....	80
4.1 - Conclusão	80
4.2 - Perspectivas	81
Referências.....	83

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Representação de um processo (a) em termos de diagrama de blocos (b) a partir de dados de entrada e saída.	3
Figura 1.2: Exemplo de gráfico com valores normalizados	5
Figura 1.3: Sistema de controle em malha fechada, $r(t)$ sinal de referência, $e(t)$ sinal de erro; $u(t)$ sinal de controle; $l(t)$ distúrbio na carga $x(t)$ saída do processo, $n(t)$ ruído; $y(t)$ sinal de saída com ruído.	7
Figura 1.4: Sistema de controle multivariável 2x2 descentralizado.	9
Figura 1.5: Parâmetros PID	11
Figura 1.6: Controle preditivo e seus horizontes de saída N_y e controle N_u ...	13
Figura 2.1: Diagrama de Definição de Modelo	16
Figura 2.2: Parâmetros do método da tangente	20
Figura 2.3: Parâmetros do método SK	20
Figura 2.4: Parâmetros do método Smith	21
Figura 2.5: Realimentação do processo através do relé (a sem histerese e b com histerese)	23
Figura 2.6: Exemplo de oscilação de um processo com o relé na malha de realimentação (a) saída do relé, (b) entrada do relé	23
Figura 2.7:- (a) Relé com histerese não-simétrica, (b) Saída do relé (onda quadrada) e saída do processo.	24
Figura 2.8: Ações do controlador PID	36
Figura 2.9: O ponto P é movido para o ponto S pela ação do controlador PID.	37
Figura 2.10: Desacoplamento para um processo TITO	46
Figura 2.11: Controlador PID com anti windup	47
Figura 2.12: Controlador PID com anti windup	47
Figura 2.13: Critério de desempenho para: (a) Comportamento servo; (b) Rejeição à perturbações.	48
Figura 3.1: Esquema Malha de Ventilação	50
Figura 3.2: Esquema Malha de Aquecimento	51
Figura 3.3: Foto da Placa Ventilador / Aquecimento	51
Figura 3.4: Diagrama no Simulink dos Processos	52

Figura 3.5: Entrada Aquecimento único para várias entradas Ventilação em ambiente com 30°	53
Figura 3.6: Entrada Aquecimento único para varias entradas Ventilação em ambiente com 23°	53
Figura 3.7: Diagrama com Função de Desacoplamento.....	55
Figura 3.8: Resposta ao degrau da Ventilação em malha aberta real e estimada	56
Figura 3.9: Resposta ao degrau do Aquecimento em malha aberta real e estimada	56
Figura 3.10: Esquema Simulink da planta Ventilação/Aquecimento com controlador PID.	57
Figura 3.11: Gráfico da planta Aquecimento com controlador PID.	58
Figura 3.12 – Desempenho PID Malha Aquecimento Servo.....	58
Figura 3.13 – Desempenho PID Malha Aquecimento Perturbações	58
Figura 3.14: Gráfico da planta Ventilação com controlador PID.....	59
Figura 3.15: Esquema Simulink da planta Ventilação/Aquecimento Desacoplado com controlador PID.....	60
Figura 3.16: Gráfico da planta Aquecimento Desacoplado com controlador PID.....	60
Figura 3.17: Gráfico da planta Ventilação com controlador PID e Aquecimento Desacoplado.....	61
Figura 3.18: Esquema Simulink da planta Ventilação/Aquecimento com controlador GPC.....	62
Figura 3.19: Esquema do bloco GPC	63
Figura 3.20: Gráfico da planta Aquecimento com controlador GPC.....	63
Figura 3.21– Desempenho GPC Malha Aquecimento Servo.....	64
Figura 3.22 – Desempenho GPC Malha Aquecimento Perturbações	64
Figura 3.23: Gráfico da planta Ventilação com controlador GPC.	65
Figura 3.24: Esquema Simulink da planta Ventilação/Aquecimento Desacoplado com controlador GPC.	65
Figura 3.25: Gráfico da planta Aquecimento Desacoplado e controlado com GPC.	66
Figura 3.26: Gráfico da planta Ventilação com controlador GPC e Aquecimento Desacoplado.....	66

Figura 3.27: Esquema e Fotografia do Sistema de Tanques duplo Acoplados.	68
Figura 3.28: Valores em Malha Aberta para Comunicação fechada e Aberta Tanque 1	69
Figura 3.29: Valores em Malha Aberta para Comunicação fechada e Aberta Tanque 2	69
Figura 3.30: Entrada do Tanque 2 fechada para várias entradas do Tanque 1.	70
Figura 3.31: Entrada do Tanque 1 fechada para várias entradas do Tanque 2.	70
Figura 3.32: Resposta em Malha Aberta com Bomba Tanque 1 Ativada e 2 Inerte com a válvula aberta.....	71
Figura 3.33: Resposta em Malha Aberta Bomba Tanque 2 Ativada e 1 Inerte com a válvula aberta.	71
Figura 3.34: Esquema das funções de transferências dos Tanques.	72
Figura 3.35: Esquema dos processo dos Tanques	72
Figura 3.36: Esquema com Controladores PID.....	73
Figura 3.37: Gráfico das respostas do Tanque 1 com controlador PID	73
Figura 3.38: Gráfico das respostas do Tanque 2 com controlador PID	74
Figura 3.39: Esquema do detalhe PID co anti-windup	74
Figura 3.40: Resposta do Tanque 1 sem anti Wind Up.....	74
Figura 3.41 – <i>Desempenho PID Tanque1 sem Antiwindup Servo</i>	75
Figura 3.42 – <i>Desempenho PID Tanque1 sem Antiwindup Perturbações</i>	75
Figura 3.43:Resposta do Tanque1 com anti Wind Up	76
Figura 3.44 – <i>Desempenho PID Tanque1 com Antiwindup Servo</i>	76
Figura 3.45 – <i>Desempenho PID Tanque1 com Antiwindup Perturbações</i>	76
Figura 3.46: Esquema com Controladores GPC	77
Figura 3.47: Gráfico das respostas do Tanque 1 com controlador GPC	77
Figura 3.48: Gráfico das respostas do Tanque 1 com controlador GPC	78
Figura 3.49: Valores para o Algoritmo de Equações de Estados	78
Figura 3.50: Curvas das Funções de Transferencias obtidas com Equações de Estados.....	78
Figura 3.51: Resposta do Controlador Preditivo com Equações de Estados Tanque 1	79
Figura 3.52: Resposta do Controlador Preditivo com Equações de Estados Tanque 2	79

Capítulo 1.: Introdução

1.1 - Motivação e relevância do trabalho

O controlador *PID* (Proporcional, Integral e Derivativo) é sem dúvidas a principal estrutura de controle convencional utilizada de forma intensa nos sistemas controle de processos industriais. A sintonia ótima, ou o auto-ajuste dos seus parâmetros, constitui, ainda hoje, um desafio tanto em nível acadêmico quanto industrial (ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 1995, 2006). Entretanto, os controladores baseados em técnicas convencionais, por serem projetados considerando-se apenas as relações lineares entre as variáveis do modelo do processo a ser controlado, apresentam limitações frente a sistemas que com modelagens complexas, não-linearidades, atrasos de transporte e parâmetros variantes no tempo (BUSHNELL, 1996; ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 2006).

Para superar as limitações do controle convencional, técnicas mais avançadas de controle podem ser empregadas. A maioria dos especialistas denomina “controladores avançados” os controladores inteligentes, adaptativos, não-lineares e/ou preditivos. As estratégias de controle avançadas permitem o aprimoramento do desempenho dos sistemas de controle, quando comparadas às técnicas convencionais. Por outro lado, para a implementação do controle avançado, há a necessidade da configuração de um elevado número de parâmetros, o que requer conhecimentos especializados e de técnicas matemáticas complexas (ÅSTRÖM & WITTENMARK, 1995; ÅSTRÖM & HÄNG, 1984; CAMACHO & BORDONS, 1995; ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 2006).

Entre as técnicas de controle avançadas, o controlador preditivo é uma das mais importantes, podendo ser aplicado na indústria através da regulação de tensão, do controle de temperatura, de pressão, de nível, de controle de trajetória de robot, dentre outras. Também, existem resultados experimentais em outras áreas do conhecimento humano, como, por exemplo, nas Ciências Biológicas (anestesia, controle de pressão sanguínea). Tais aplicações evidenciam a sua importância prática.

Segundo pesquisa realizada em indústrias japonesas na década de 1990 (TAKATSU & ITOH, 1999), controladores preditivos baseados em modelos, competem com as estratégias de controle PID e com o controle nebuloso no que se refere ao

número de malhas de processos controlados e ao grau de satisfação dos usuários. Do ponto de vista prático, os controladores preditivos superam deficiências dos controladores clássicos quando utilizados no controle de sistemas complexos caracterizados por atrasos de transportes, parâmetros variantes no tempo, mudança na ordem do modelo, fase não-mínima e erros de modelagens, com algumas restrições em plantas SISO e MIMO não lineares.(LANDAU, 1993; FROISY, 1994; KWONG et al., 1995; SHMIDT & MODARNESESZEDEH, 1995).

As motivações, portanto, se firmam no estudo e na aplicação prática de técnicas de controle convencional PID e técnicas de controle preditiva para processos monovariáveis e multivariáveis, desenvolvidos no âmbito deste trabalho e montados no Laboratório do Núcleo de Engenharia Elétrica (NEEL) do Instituto Federal de Educação Tecnológica do Estado do Piauí (IFPI). Algumas conclusões quanto às implementações, suas limitações, suas potencialidades e deficiências serão estabelecidas neste trabalho. Considera-se que este é o início das primeiras incursões na montagem de um laboratório prático na área de controle de processos no NEEL, assim como os primeiros estudos das técnicas de controle convencionais e avançadas.

1.2 - **Plantas, processos e Sistemas.**

Plantas, processos e sistemas são termos que podem ser encontrados como sinônimos na literatura de controle de processos. Neste trabalho os três termos serão utilizados com significados distintos. O termo planta será utilizado para designar o mecanismo físico (hidráulico, mecânico ou elétrico, entre outros) que se deseja controlar. O termo processo será utilizado para o conjunto constituído da planta e seus periféricos eletrônicos de sensores e atuadores e o termo sistema de controle será utilizado para designar o conjunto processo mais o controlador do processo.

Um processo em um sistema de controle pode ser representado matematicamente a partir da descrição físico-matemática dos fenômenos envolvidos ou a partir de um modelo e um conjunto de dados de entradas e saídas. Para a representação do processo a partir do conjunto de dados este pode ser imaginado como uma caixa preta, onde não se conhecem detalhes internos e sim as relações entre um sinal de entrada e o sinal de saída. Neste último caso, o que realmente importa é o comportamento da saída em função do sinal de entrada. O sinal de entrada é comumente denominado sinal de controle ou variável de controle e é normalmente representado por

$u(t)$. O sinal de saída é denominado variável controlada, medida ou variável de saída do processo e representada por $y(t)$.

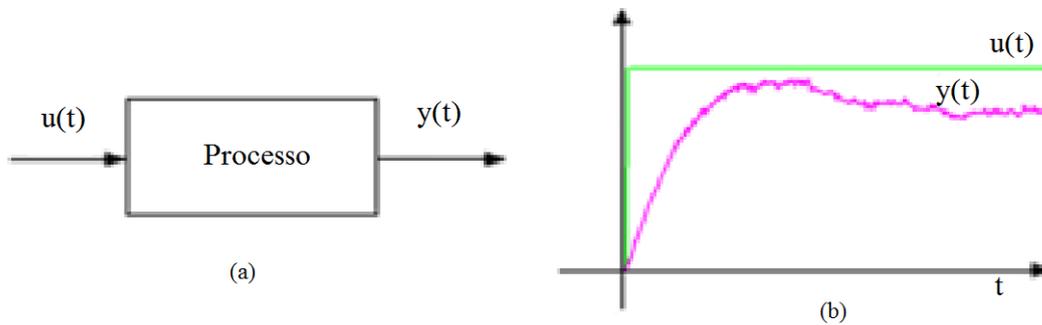


Figura 1.1: Representação de um processo (a) em termos de diagrama de blocos (b) a partir de dados de entrada e saída.

A Figura 1.1 apresenta a representação *a* em forma diagrama, e *b* um gráfico ilustrativo da resposta de um processo.

1.3 - Sistemas de Controle

O sistema de controle, constituído do processo e do controlador do processo, tem seu comportamento definido a partir do sinal de controle gerado pelo controlador para se obter um sinal de saída especificado através de referências e considerando o conhecimento do processo.

Os sistemas podem operar em duas configurações básicas: malha aberta e malha fechada, (OGATA 2003, ÅSTRÖM & WITTENMARK, 1973 FRANKLIN, G POWELL & BAEINI, 2005)

1.3.1 - Sistemas em malha aberta:

Num sistema de controle em malha aberta o sinal de controle é baseado em experiências do operador (humano). Como não é usado sensor para se medir a informação do valor de saída não é possível corrigir de forma automática o sinal de entrada de forma a alcançar um sinal de saída desejado, devido a perturbações no sistema. Por exemplo, ao se desejar manter a temperatura e umidade de um ambiente fechado em determinados níveis, sem a realimentação da saída o operador baseado em conhecimento prévio do sistema estabelece um valor para as entradas da umidade e da temperatura e o sistema passa a trabalhar sem considerar erros futuros entre os valores

desejados e valores reais. Neste exemplo, como o processo é multivariável, a sintonia do sistema em malha aberta torna-se um desafio para o operador.

Este Sistema tem a vantagem de se simples se o operador conhece profundamente o processo, desde que não haja nenhuma perturbação. Porém há a desvantagem de que como o processo não tem controle em malha aberta simples, fica sujeito à perturbações sem a capacidade de recuperação automática dos erros e desvios.

1.3.2 - Sistemas em malha fechada: Realimentação

Realimentar significa operar um sistema usando informações passadas de saída como requisito para o cálculo do sinal de controle, Desta forma o sistema de controle será constituído do processo, propriamente dito, e do controlador que, de forma automática, usará informações da realimentação para corrigir as distorções na saída, dispensando o operador do sistema. A saída chamada normalmente de $y(t)$ na Figura 1.3, (página 7), varia em função do sinal de controle $u(t)$ e da referência $r(t)$. O erro $e(t)$ é definido como diferença entre a referência e a saída, conforme equação (1.1) (WOLLOVICH W. A.1994).

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (1.1)$$

Supondo que a variável do processo seja diretamente proporcional à variável de controle. De uma forma geral pode-se expressar o princípio da realimentação como:

Erro positivo a variável de controle cresce em módulo,

Erro negativo controle decresce em módulo.

Podem-se deduzir certas propriedades da realimentação facilmente, assim se a realimentação trabalha de forma bem calculada com um bom projeto do controlador, o erro tende a zero com o tempo, (sem *off-set*), independente da dinâmica do processo. É importante também a escolha dos sensores e atuadores, estes elementos da malha de controle se forem projetados adequadamente possibilitam ações de controle por realimentação eficazes.

Através da ação de realimentação, podem-se projetar malhas de controle para rejeitar perturbações, assim como para suportar variações paramétricas no processo sem

degenerar o objetivo primário de controle, seguindo uma referência conforme especificado em tempo de projeto.

A dinâmica de um processo pode em princípio ser descrita por um modelo matemático. Quando o processo está submetido a variações em sua entrada a resposta transiente corresponde à parte mais rica em informações sobre a dinâmica e é intuitivamente o melhor caminho para caracterizá-la. O sinal de entrada é freqüentemente escolhido de tal forma que seja simples de gerar experimentalmente e que excitem todos os modos do sistema. Exemplos típicos são os degraus, pulsos ou impulsos, PRBS (*Pseudo Random Binary Signal*). Uma resposta típica ao degrau é mostrada na Figura 1.2.

Para sistemas lineares e invariantes no tempo, pode-se aplicar o princípio da superposição e técnicas de normalização podem ser utilizadas para as variáveis. Na literatura sobre processos, a resposta ao degrau também é denominada de curva de reação. Observa-se que os sinais de saída e controle da Figura 1.2 estão normalizados. O processo de normalização de sinais em um sistema de controle será abordado em outra sessão neste capítulo.

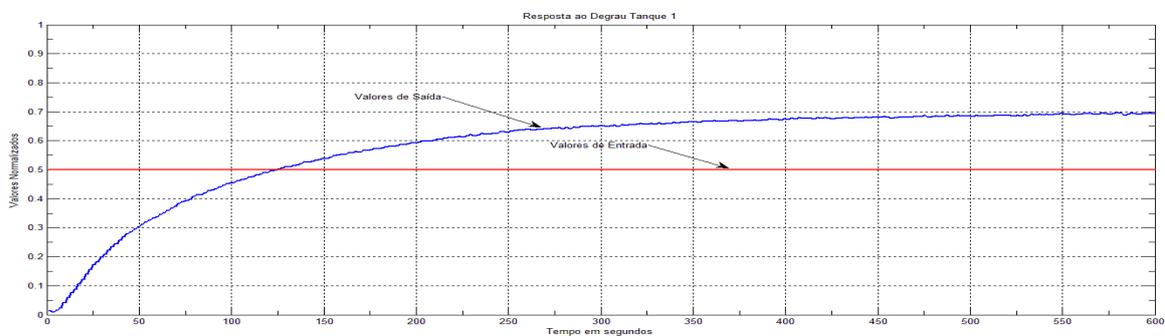


Figura 1.2: Exemplo de gráfico com valores normalizados

Supondo que $h(t)$ seja a representação da resposta do processo a um sinal degrau unitário, a saída gerada por uma entrada qualquer, dada pela equação (1.2) pode ser escrita em função da resposta do processo ao degrau:

$$y(t) = \int_0^t u(\tau) \frac{dh(t-\tau)}{d\tau} d\tau = \int_0^t u(\tau) g(t-\tau) d\tau \quad (1.2)$$

Sendo $g(t)$ a derivada da resposta ao degrau $h(t)$. A função $g(t)$ é denominada resposta do sistema ao impulso e a integral do último termo da equação é conhecido como integral de convolução.

As respostas no domínio da frequência de um sistema de controle podem ser representadas pela transformada de Laplace. A transformada é definida pela seguinte relação:

$$F(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt. \quad (1.3)$$

Assumindo que o processo seja linear invariante no tempo e esteja inicialmente em repouso para $t < 0$, ou seja, $y(t)$ e $u(t)$ são iguais a zero, a transformada de Laplace com relação à entrada e saída é dada por:

$$Y(s) = G(s)U(s), \quad (1.4)$$

Sendo $U(s)$, $Y(s)$ e $G(s)$ as transformadas de Laplace de $u(t)$, $y(t)$ e $g(t)$, respectivamente. A função $G(s)$ é chamada função de transferência do processo. A função $G(s)$ é também a transformada de Laplace da resposta impulso $g(t)$.

A equação 1.4 tem uma interpretação intuitiva. A transformada de Laplace da saída é simplesmente a transformada de Laplace da entrada multiplicada pela função de transferência do processo. Esta é uma das principais razões de se utilizar a transformada de Laplace na análise de sistemas lineares. Análise de sistemas lineares se reduz a uma questão algébrica. E o resultado é que processos e controladores podem ser descritos através de uma mesma ferramenta.

Como vantagens da realimentação pode-se citar: compensa erros, saída constante, menos sensível a distúrbios (torna o sistema mais robusto); como desvantagens o sistema torna-se mais complexo, questões de estabilidade tornam-se evidente e devem ser tratadas de forma adequada.

Sistemas em malha fechada têm uma sensibilidade a mudanças nas funções de transferência muito menor do que sistemas em malha aberta. Dessa forma são muito mais robustos frente a distúrbios.

1.4 - Elementos Básicos de um sistema de controle

Um sistema de controle, como já estabelecido, é constituído de processo e controlador. Quando o sistema é realimentado, sua dinâmica em termos de diagrama de blocos é representado como na Figura 1.3.

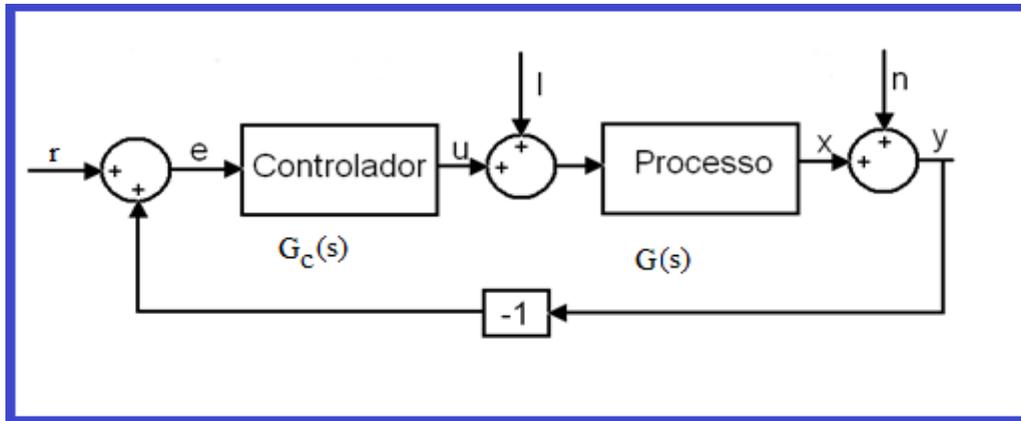


Figura 1.3: Sistema de controle em malha fechada, $r(t)$ sinal de referência, $e(t)$ sinal de erro; $u(t)$ sinal de controle; $l(t)$ distúrbio na carga $x(t)$ saída do processo, $n(t)$ ruído; $y(t)$ sinal de saída com ruído.

Os principais elementos deste sistema de controle por realimentação são o processo e o controlador. O processo por sua vez pode ser definido como constituído de elementos atuadores, sensores e a planta propriamente dita.

Na Figura 1.3, denomina-se de $G(s)$ a função de transferência do processo e $G_c(s)$ a função de transferência do controlador.

Os processos industriais caracterizam-se por uma grande variedade em suas formas de aplicação e desempenho e uma das principais características é pela quantidade de entrada e saídas. Os processos mais simples têm entrada e saída únicas, e são normalmente denominados de Sistemas SISO (*Single Input Single Output*) e a sua Função de Transferência será conseqüentemente única. São normalmente processos mais simples de se representar e controlar.

1.4.1 – Processos Multivariáveis

Outros processos mais complexos, apresentam várias entradas e/ou várias saídas, e são normalmente denominados MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) dependendo da dependência entre as malhas, estes processos terão várias funções de

transferências, uma para cada par de entrada/saída (quando esta entrada pode alterar o valor da respectiva saída) (MACIEJOWSKI J. M., 1998);

Sendo um sistema multivariável com j entradas $[u_1, u_2, \dots, u_j]$ e i saídas $[y_1, y_2, \dots, y_i]$ as variáveis de saídas podem ser representadas como um vetor y e as entradas de controle como um vetor u , (OGATA, 2006; FRANKLIN, G. F., J. D. POWELL, BAEINI, A. E.; 2005); SKOGESTAD & POSTLETHWAITE, 2006):

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_i \end{bmatrix} \text{ e } u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_j \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Considerando um sistema linear, controlável e observável a representação na forma de matriz de transferência é dado por:

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \\ \vdots \\ Y_i(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) & \cdots & G_{1j}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) & \cdots & G_{2j}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{i1}(s) & G_{i2}(s) & \cdots & G_{ij}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \\ \vdots \\ U_j(s) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

A equação 1.6 fornece como resultado uma matriz de transferência $G(s)$ de ordem $i \times j$ e, cada elemento individual $G_{ij}(s)$ de $G(s)$ representa a função de transferência da respectiva malha de controle $y_i - u_j$ que, por sua vez, relaciona a variável manipulada u_j à variável controlada y_i (OGATA, 2003; FRANKLIN, G. F., J. D. POWELL, BAEINI, A. E., 2005); SKOGESTAD & POSTLETHWAITE, 2006).

Ou em forma matricial conforme equação 1.7.

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (1.7)$$

A Figura 1.4 a seguir mostra um exemplo de sistema de controle multivariável de ordem dois (TITO – Duas Entradas e Duas Saídas). As referências r_1 e r_2 são as variáveis de entrada do sistema, enquanto que as variáveis controladas y_1 e y_2 são as variáveis de saída. As variáveis manipuladas u_1 e u_2 são os sinais de comando provenientes dos controladores descentralizados G_{C1} e G_{C2} respectivamente. É possível observar que as malhas interagem entre si e que o sistema é mais complexo se comparado ao caso dos sistemas monovariáveis (SISO – Uma Entrada e Uma Saída).

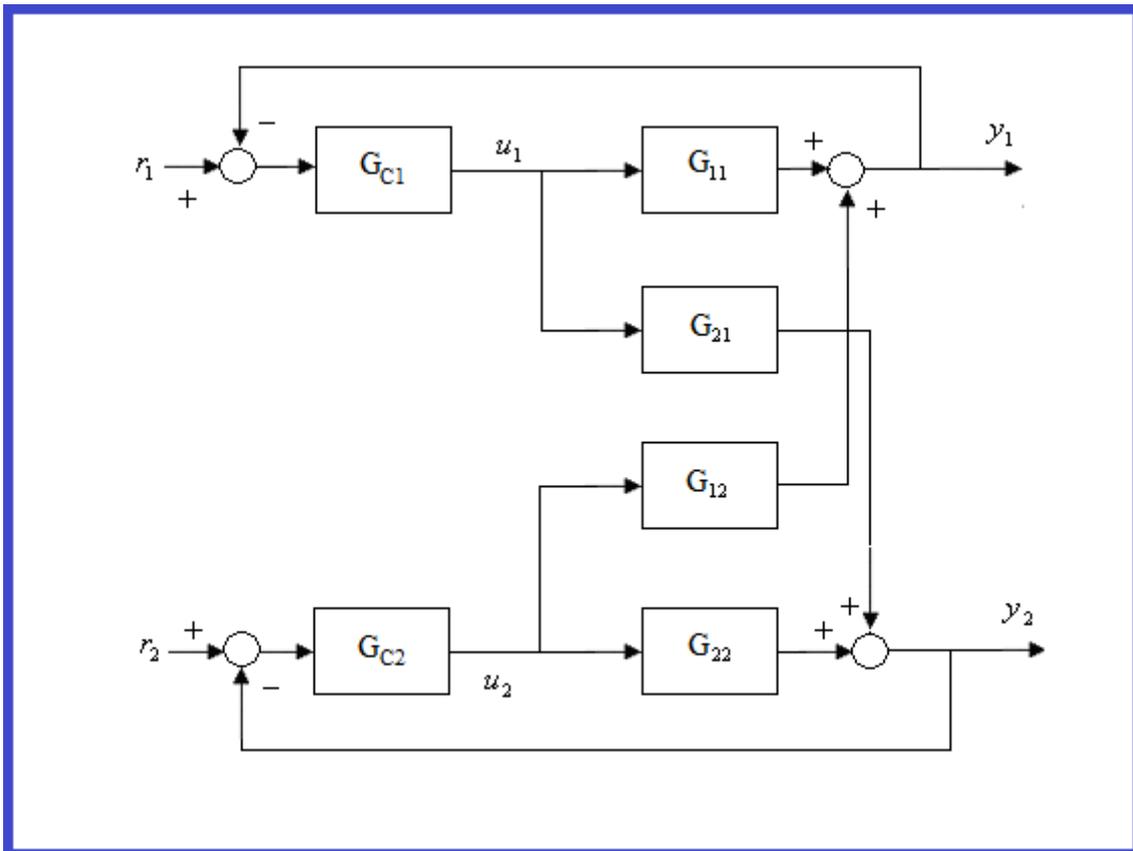


Figura 1.4: Sistema de controle multivariável 2x2 descentralizado.

Um sistema multivariável também pode ser representado em termos de equações de estados. Um sistema pode ser representado pelas equações (1.8) e (1.9), que é definido como equações em espaço de estados.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \tag{1.8}$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \tag{1.9}$$

sendo $x(t)$ os estados do sistema um vetor de dimensão n ; se o sistema tiver p entradas e q saídas, as matrizes apresentam as seguintes dimensões: A é um matriz $n \times n$, B é uma matriz $n \times p$ e C uma matriz $q \times n$ e D $q \times p$.

A solução das equações de estados pode ser obtida a partir da transformada de Laplace ou da solução das equações diferenciais (OGATA, 2003).

1.4.2 – Estratégias de controle

Dois tipos de controladores para o sistema de controle serão abordados neste trabalho: O controlador PID (*Proporcional Integral e Derivativo*) e o controlador Preditivo GPC (*Controle Preditivo Generalizado*).

1.4.2.1 – Controladores PID

O controlador *PID* constitui a estrutura de controle convencional de maior sucesso em termos de aplicação industrial. As ações de controle proporcional (*P*), integral (*I*) e derivativa (*D*) deste controlador são bem entendidas pelo engenheiro de controle e, devido a sua simplicidade e robustez, são aplicadas à maior parcela de processos industriais (ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 2005). Neste início de novo milênio o controlador *PID* continua sendo um componente chave na indústria de controle. Atualmente as estruturas dos controladores *PID* são diferentes das estruturas analógicas originais. As implementações atuais são baseadas em projetos digitais o que favorece a aplicação de vários tipos de algoritmos para melhorar seu desempenho, tais como: *anti-windup*, auto-ajuste, adaptativo, preditivo e inteligentes. Estes controladores, entretanto, mantêm as mesmas ações básicas. Nestas últimas décadas o interesse por controladores com estrutura *PID* avançada vem crescendo (BENNETTI, 2000). Muitas das novas capacidades dos controladores *PID* digitais vêm sendo introduzidas por pesquisadores da comunidade acadêmica e os usuários de controle industrial vêm aplicando estas inovações de forma simples e entusiástica. Ademais, o controlador *PID* é um dos mais importantes meios de trabalho conjuntos entre o pesquisadores especialistas em controle e os usuários da indústria de controle.

A equação básica do controlador PID é dada por:

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(\tau) d\tau + T_d \frac{e(t)}{dt} \right]$$

Sendo, $u(t)$ é a variável de controle, $e(t)$ é a diferença entre a referência e o valor medido da saída ($e(t) = r(t) - y(t)$). A variável de controle é a soma de três termos, o termo proporcional ($P = K_p e(t)$), o termo integral ($I = \frac{K_p}{T_i} \int e(\tau) d\tau$) e o termo derivativo ($D = K_p T_d e(t) dt$) conforme mostra a Figura 1.5. Os parâmetros do controlador são: o ganho proporcional K_p , o ganho integral $K_i = \frac{K_p}{T_i}$ e o ganho derivativo $K_d = K_p \times T_d$.

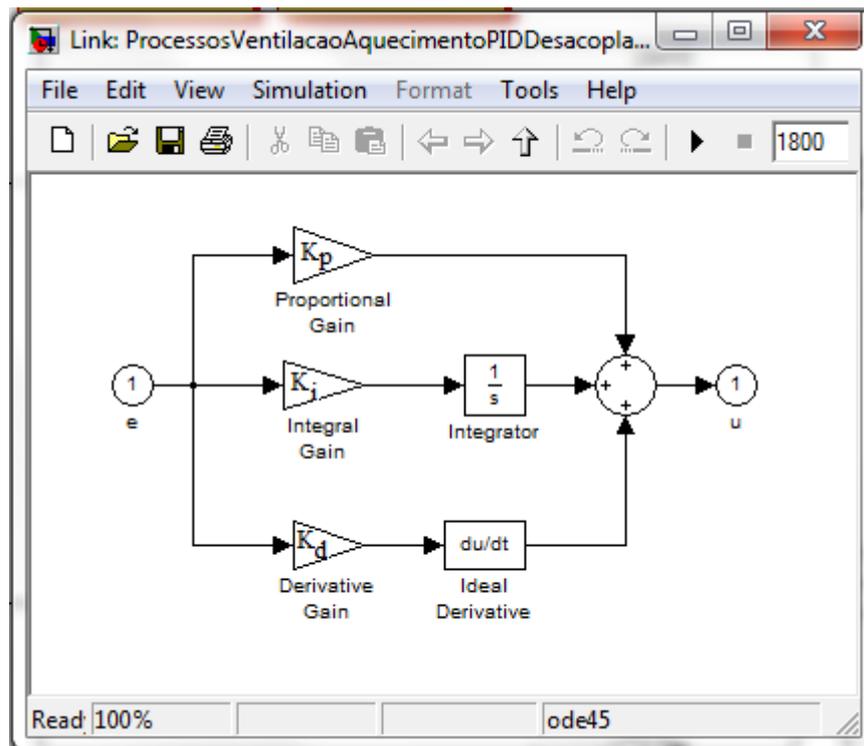


Figura .1.5: Estrutura PID

Os controladores PID podem ser aplicados aos sistemas de controle em versões contínuas ou discretas.

1.4.2.2 – Controladores Preditivos

Para uma grande parcela das aplicações industriais o controle preditivo baseado em modelos (*MBPC – Model Based Predictive Control*) constitui a estratégia de controle adotada. O termo *MBPC* descreve uma classe de algoritmos computacionais de controle que, a partir de previsões baseadas em um modelo do processo, controla o comportamento futuro através da minimização de uma função objetivo. A tecnologia *MBPC* foi originalmente aplicada em sistemas de potência e refinarias petrolíferas. Atualmente, podem ser encontrados *MBPC's* em uma variedade de ambientes de

manufatura, incluindo-se químicos, processamento de alimentos, automotivos, aeroespacial, metalúrgico e fabricação de papel (QIN & BADGWELL, 1997; VAN DOREN, 1995; QIN & BADGWELL, 1998; TORRICO et. al. 2010; CORREIA, W. B; 2010).

A implementação do controle preditivo pode ser visto como constituído de cinco passos básicos:

i) Desenvolver um modelo para o processo;

ii) Considerar o comportamento no tempo t . As entradas passadas $u(t)$ e saídas passadas $y(t)$ são observadas, Figura 1.6. O comportamento futuro do processo é previsto, partindo de um modelo do processo definido e que o sinal de controle $u_f(t)=u(t)$, $t \leq \tau < t+t_h$ é conhecido ou seja, as previsões do comportamento futuro da saída são baseada nos dados disponíveis no instante presente;

iii) Cálculo do controle $u_f(t)$ considerando a previsão da saída é a mais próxima possível da referência especificada ou comportamento desejado minimizando um critério de otimização especificado;

iv) Aplicação do controle em malha fechada. Os dois primeiros passos são realizados em malha aberta e, em seguida, o valor do controle futuro, no intervalo $[t, t+h]$, é calculado e aplicado a cada instante de amostragem em malha fechada. Desde que apenas o valor do controle calculado no instante atual é efetivamente aplicado, descartando-se os calculados para instantes futuros, esta técnica é também denominada de horizonte deslizando (*receding horizon*).

v) O tempo $t+h$ passa a ser considerado e o procedimento se repete a partir do passo (ii)

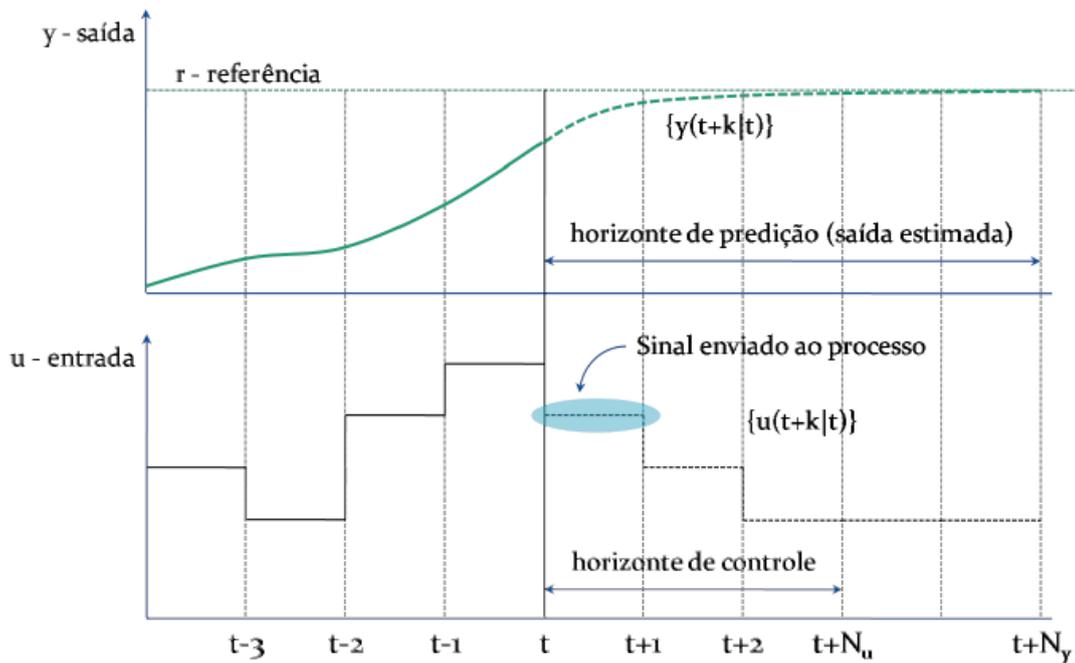


Figura 1.6: Controle preditivo e seus horizontes de saída N_y e controle N_u .

Os passos do algoritmo podem ser aplicados de diferentes formas e existe um considerável número de algoritmos diferentes que cumprem os passos apresentados. Diferentes modelos do processo podem ser usados: modelos físicos, modelos de entrada e saída e modelos de espaço de estado. O método pode ser aplicado a processos monovariáveis e multivariáveis. O comportamento desejado pode ser especificado de várias formas. Um procedimento comum é especificar o comportamento desejado através do comportamento futuro de um modelo matemático, por exemplo, especificando a forma de como a saída do processo deve se aproximar do valor de referência. O desvio do comportamento desejado e obtido pode ser formulado a partir de um problema de otimização com possíveis penalidades na ação de controle. O passo 2 do algoritmo é um problema de otimização em malha aberta com o procedimento de otimização realizado em um horizonte finito no tempo.

O controle preditivo possui várias formulações, tais como DMC (Controle de Matriz Dinâmica), CVM, (Controle de Variância Mínima) e GPC (Controle Preditivo Generalizado), entre outros, e são simples de serem aplicados a processos representados por modelos de equações a diferença. Modelos do processo a partir de equações a diferença podem ser representados no caso geral pelas equações de (1.11) a (1.15).

$$a(q^{-1})y(t) = b(q^{-1})u(t-d) + c(q^{-1})e(t) \quad (1.10)$$

Sendo, $a(q^{-1})$, $b(q^{-1})$ e $c(q^{-1})$ polinômios no operador no deslocamento atraso q^{-1} definido como

$$q^{-1}y(t) = y(t - 1) \quad (1.11)$$

$$a(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_nq^{-na} \quad (1.12)$$

$$b(q^{-1}) = b_lq^{-l} + a_{l+1}q^{-l+1} + \dots + a_nq^{-nb} \quad (1.13)$$

$$c(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} + \dots + c_{nc}q^{-nc} \quad (1.14)$$

Sendo d o atraso de transporte do processo.

1.5 - Normalização das Variáveis do Sistema de Controle

O processo físico tem sempre uma relação entre a entrada e a saída em grandezas bem diferenciadas, por exemplo, uma entrada de alguns volts faz com que uma máquina elétrica responda com grandezas diferentes dependendo do seu uso, temperatura em sistemas de aquecimento de ambiente, aquecimento de água, velocidade de rotação de um motor, vaporização ou refrigeração de um ambiente etc.

É possível para se trabalhar adequadamente com diferentes escalas das variáveis de um processo, normalizar seus valores sem prejudicar as características relevantes do processo. Desta forma o projeto e análise das malhas de controle ficam mais simples com a atualização de uma escala linear para os incrementos das variáveis utilizadas.

O método de normalização mais usual é definir para o processo em estudo valores em forma percentual, dividindo tanto a variável de entrada como a de saída pelos seus valores máximos, e em alguns casos definir o mínimo e o máximo dentro de um limite apropriado da escala do processo.

Usa-se no decorrer deste trabalho os valores normalizados entre 0 e 1, para variáveis de controle e de saída.

Capítulo 2.: Modelagem e Identificação de Sistemas

Neste capítulo foi revisto conceitos de Modelagem e Identificação de Sistemas, as representações físicas e matemáticas de modelos, funções de transferências e outros requisitos necessários para um entendimento inicial da dinâmica do controle de Sistemas.

2.1 - Modelos Matemáticos de Processos

Um modelo matemático é uma das formas que pode ser usada para representar um processo, um controlador ou um sistema de controle como um todo. Um modelo pode ser considerado adequado quando a dinâmica do sistema é representada de forma satisfatória no domínio do tempo e da frequência em todas as faixas de interesse. Entretanto, se o sistema a ser identificado apresentar não linearidades dentro da faixa de operação um único modelo linear pode não ser suficiente para a sua representação. Nestes casos um conjunto de modelos pode ser necessário.

Um procedimento de identificação pode ser dividido em várias etapas, dentre as quais se destacam a seleção do modelo, determinação da estrutura, estimação dos parâmetros e validação do modelo, conforme diagrama da Figura 2.1.

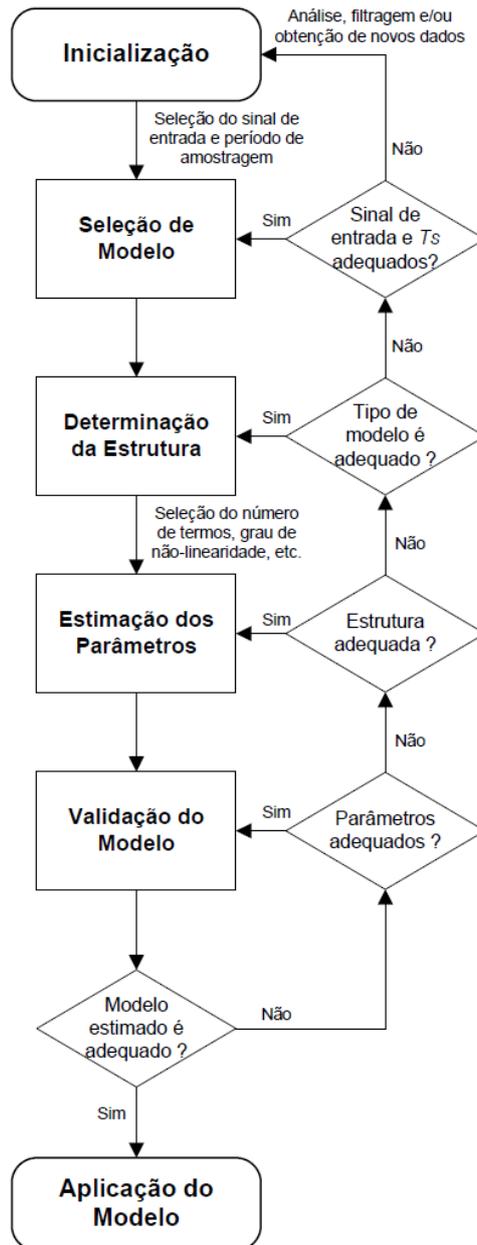


Figura 2.1: Diagrama de Definição de Modelo

De uma forma geral os modelos podem ser lineares e não-lineares. Geralmente os modelos não lineares devem ser capazes de representar fenômenos tais como multiplicidade de entrada, multiplicidade de saída, respostas assimétricas, geração de harmônicas e sub-harmônicas e comportamentos caóticos. Neste trabalho entretanto, somente modelos lineares para os processo serão utilizados.

Para um sistema não linear não se consegue obter uma resposta para duas entradas simultâneas considerando as entradas individualmente e somando o resultado.

Os sistemas físicos se estudados rigorosamente, verifica-se que mesmo os chamados lineares, o são de fato somente para um intervalo de operação

Na engenharia de controle, quando os sistemas não são lineares, normalmente existe um ponto de operação no qual se deseja estabelecer um controle. Assim pode-se considerar nas proximidades deste ponto de equilíbrio sinais suficientemente pequenos em torno do qual se fará o controle, neste caso é possível aproximar este sistema para um sistema linear nesta região de operação.

Para aproximar um sistema não linear de um modelo linear, admite-se que as variáveis envolvidas desviem somente ligeiramente para as condições de operação desejada.

A técnica de linearização não valerá quando as condições de operação variem muito, neste caso equações não lineares devem ser usadas

Um modelo linear apresenta-se como a forma mais popular de representar um sistema devido à sua simplicidade restringindo-se, no entanto, a um caso particular dos sistemas reais que, em geral, são não-lineares. A validade deste tipo de modelo depende das especificações de controle e das características da não-linearidade. Algumas classes de não-linearidades, por exemplo, podem não se manifestar quando o sistema trabalha numa faixa de operação limitada.

Considerar um sistema linear significa supor que seu comportamento independe do ponto de operação, ou seja, que satisfaz o **Princípio da Superposição dos Efeitos**. “A resposta produzida pela aplicação da combinação linear de duas ou mais excitações diferentes é igual à combinação linear das respostas individuais a cada uma das excitações.” (PEARSON, 2003).

Uma etapa fundamental na determinação da necessidade de uso de um modelo não linear na representação da planta é a detecção da não-linearidade (*NL*) do processo. Um sistema não-linear apresenta uma não-linearidade que pode ser classificada como **fraca, média** ou **forte** (PEARSON, 2003).

Testes nos vários pontos de operação (variando a entrada e observando a saída) do sistema permitem a observação de um comportamento não-linear auxiliando, portanto, na decisão de optar-se por este tipo de representação na seleção de um modelo.

Estes testes permitem confrontar os comportamentos lineares x não-lineares cobrindo a maioria dos processos não-lineares.

2.2 - A Estimação de Processo Representado por Função de Transferência

A Função de Transferência, **FT**, de um sistema linear invariante no tempo, condensa em si toda a informação necessária sobre a dinâmica do sistema. É uma maneira simples de representar o modelo matemático de um sistema, dado suas propriedades. Todo sistema linear invariante no tempo com condições iniciais nulas pode ser representado por sua **FT**. Para sistemas físicos a condição inicial nula significa que não há energia armazenada no sistema no instante em que começamos a observá-lo.

O comportamento dinâmico dos sistemas físicos *em torno de um determinado ponto de operação*, em geral, pode ser descrito por uma equação diferencial linear, que relaciona o sinal de entrada com o sinal de saída. Usando a transformada de Laplace, tem-se então uma representação entrada-saída do sistema. Denotando a transformada de Laplace da entrada e da saída respectivamente por $u(s)$ e $y(s)$ a função de transferência $G(s)$ é dada por:

$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.1)$$

Onde $N(s)$ e $D(s)$ são polinômios em s . A partir desta representação e supondo que os polinômios $N(s)$ e $D(s)$ não tenham termos comuns, para que não se anulem, e que o grau de $N(s)$ seja menor que o grau de $D(s)$, que é a garantia das propriedades de causalidade e realizabilidade do sistema, os chamados pólos de $G(s)$ são as raízes de $D(s)$ e os zeros de $G(s)$ são denominados as raízes de $N(s)$, e define-se a ordem do sistema como o grau de $D(s)$, assim o tipo do sistema é definido pelo número de pólos de $G(s)$.

O atraso de transporte é definido pelo tempo em que o processo atrasa para responder ao estímulo, e ele se manifesta na fase inicial quando o sistema sai do repouso.

A dinâmica de muitos processos industriais pode ser satisfatoriamente aproximada por uma estrutura de modelo caracterizada por funções de primeira ou segunda ordem com ou sem atraso de transporte. Além da estrutura do modelo, em todos os métodos de identificação é necessário definir a forma de excitação do processo para que as características desejadas possam ser ressaltadas. Assim existem uma série de sinais de excitação que podem ser empregados tais como: o impulso, o degrau unitário, um PRBS, ou um sinal aleatório branco.

Uma função de primeira ordem com atraso de transporte é dada por:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \exp(-\theta s) \quad (2.2)$$

Os métodos de identificação a serem abordados neste trabalho podem ser classificados em métodos paramétricos e não paramétricos e dependem da forma como o resultado da resposta ao sinal de excitação serão interpretados.

2.2.1 – Métodos não paramétricos para Identificação de sistemas representados por funções de transferência

Os métodos não paramétricos geralmente são baseados em interpretações gráficas dos resultados da excitação do sistema. Estes métodos podem ser classificados em métodos em malhas abertas e métodos em malhas fechadas.

2.2.1.1 – Estimação em Malha Aberta: Resposta ao Degrau

Para se obter os parâmetros que descrevem essa função dada pela equação 2.2 (K , τ e θ) o Método da Tangente e o Método de Sundaresan & Krischnaswamy podem ser facilmente aplicados, dado a resposta de um processo a um degrau como entrada de excitação.

a) Método da Tangente

O método da tangente deve ser empregado para sistemas com ou sem atraso de transporte desde que o atraso não seja dominante.

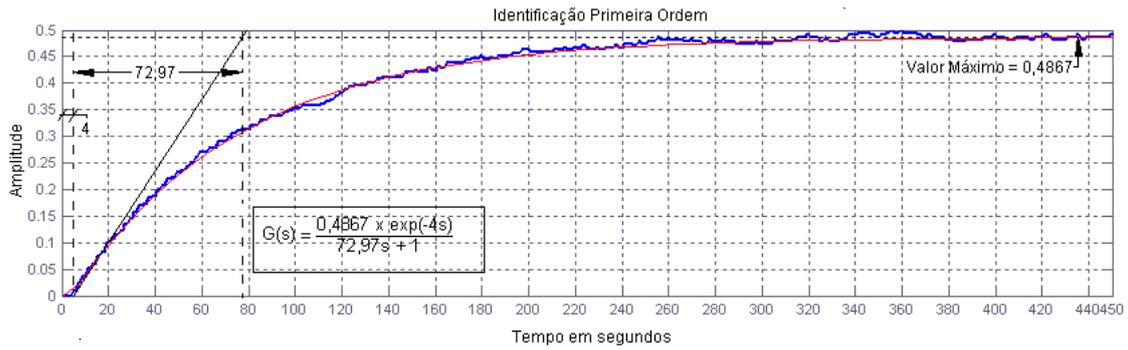


Figura 2.2: Parâmetros do método da tangente

A Figura 2.2 mostra esquematicamente como são obtidos os parâmetros do modelo aproximado através do método da tangente. Um ponto chave desse método consiste em se passar uma tangente no ponto de inflexão (i.e., ponto onde a derivada da curva atinge o seu valor máximo, ou seja, o ponto de maior inclinação). O valor do ganho (K) é o valor em regime quando o processo atinge seu valor máximo de resposta. O atraso de transporte (θ) será dado pelo ponto correspondente à interseção da reta tangente com a linha correspondente ao valor base, que, no caso da figura, é igual a quatro ($y=4$). Já a constante de tempo (τ) será dada pela diferença entre o tempo correspondente a interseção da reta tangente com a linha $y(t)$ e o atraso de transporte (θ).

O valor calculado está representado no quadro dentro da figura.

b) - Método de Sundaesan and Krischnaswamy (SK)

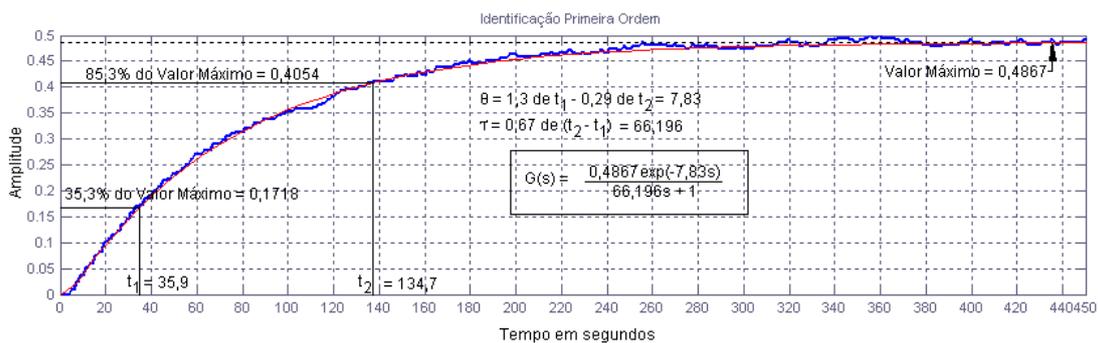


Figura 2.3: Parâmetros do método SK

Este método também é baseado na resposta ao degrau. Quando o sinal que está sendo aproximado tiver muito ruído fica extremamente difícil se determinar o ponto de inflexão. Uma método simples que evita a utilização do ponto de inflexão foi proposta

por *Sundaresan* e consiste (ver Figura 2.3) na determinação dos tempos $t_{35,3\%}$ e $t_{85,3\%}$ que correspondem respectivamente aos tempos em que a resposta atinge 35.3% e 85.3% da sua variação final Δy ($\Delta y = y(\infty) - y(0)$). De posse desses valores pode-se calcular facilmente o atraso de transporte do processo e sua constante de tempo através das seguintes equações:

$\theta = 1,3 \times t_{35,3\%} - 0,29 \times t_{85,3\%}$ e $\tau = 0,67 \times (t_{85,3\%} - t_{35,3\%})$. função de otimização, e o ganho (K), será definido como no processo da tangente visto anteriormente.

O valor calculado está representado no quadro dentro da figura.

c) - Método de Smith

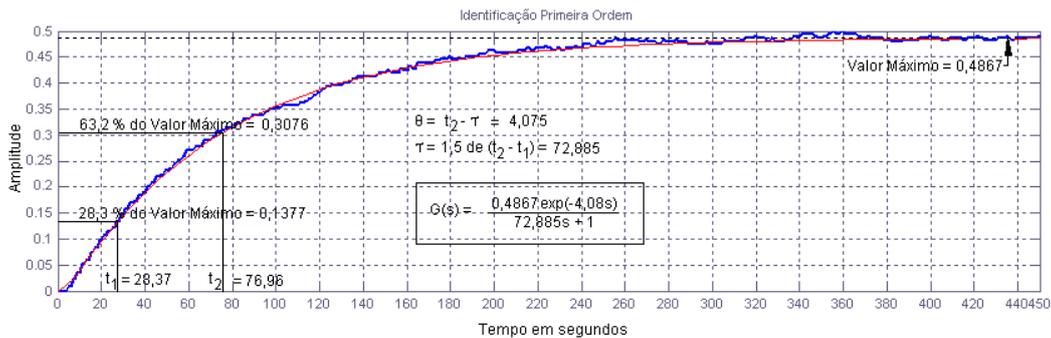


Figura 2.4: Parâmetros do método Smith

Outra forma para cálculo dos valores da curva de primeira ordem é o método do Smith (ver Figura 2.4) determina-se os tempos $t_{28,3\%}$ e $t_{63,2\%}$ que correspondem respectivamente aos tempos em que a resposta atinge 28,3% e 63,2% da sua variação final Δy ($\Delta y = y(\infty) - y(0)$). De posse desses valores pode-se calcular facilmente o atraso de transporte do processo e sua constante de tempo através das seguintes equações:

$$\theta = t_{63,2\%} - \tau \text{ e } \tau = 1,5 \times (t_{63,2\%} - t_{28,3\%}). \quad (2.3)$$

O ganho (K) será definido como no processo (SK) visto anteriormente.

O valor calculado está representado no quadro dentro da figura.

Para muitos processos a aproximação de primeira ordem com atraso de transporte não é suficientemente acurada. Nesses casos pode-se aproximar a resposta utilizando-se sistemas de segunda ordem com atraso de transporte. Métodos similares aos apresentados aqui podem ser encontrados muitos trabalhos já publicados. Naturalmente, quando se deseja obter um modelo mais acurado deve-se fazer uso de técnicas de identificação mais complexas.

2.2.1.2 – Estimação em Malha Fechada: Método do Relé

Os experimentos com relé na malha de realimentação, com o propósito de identificação de processos, foram propostos por Åström e Hägglund (1984). Este método pode ser utilizado para determinar o ganho crítico e a frequência crítica, e conseqüente tornar automático os métodos de projeto de controladores PID proposto por Ziegler/Nichols (1943). A abordagem baseia-se na modelagem do processo a partir de uma não-linearidade do tipo relé posicionado na malha de realimentação. A sua modelagem de não linearidade é revertida através da função descritiva com posterior interpretação em termos do diagrama de *Nyquist*. Informações relevantes do processo são obtidas no domínio da frequência e tem gerado uma grande quantidade de métodos de identificação.

A identificação do processo é feita a partir da estimação em frequência da função de transferência do processo em malha aberta. A Figura 2.5 (a) sem histerese e (b) com histerese ilustra o elemento não-linear relé realimentando um sistema de controle para o propósito da identificação paramétrica.

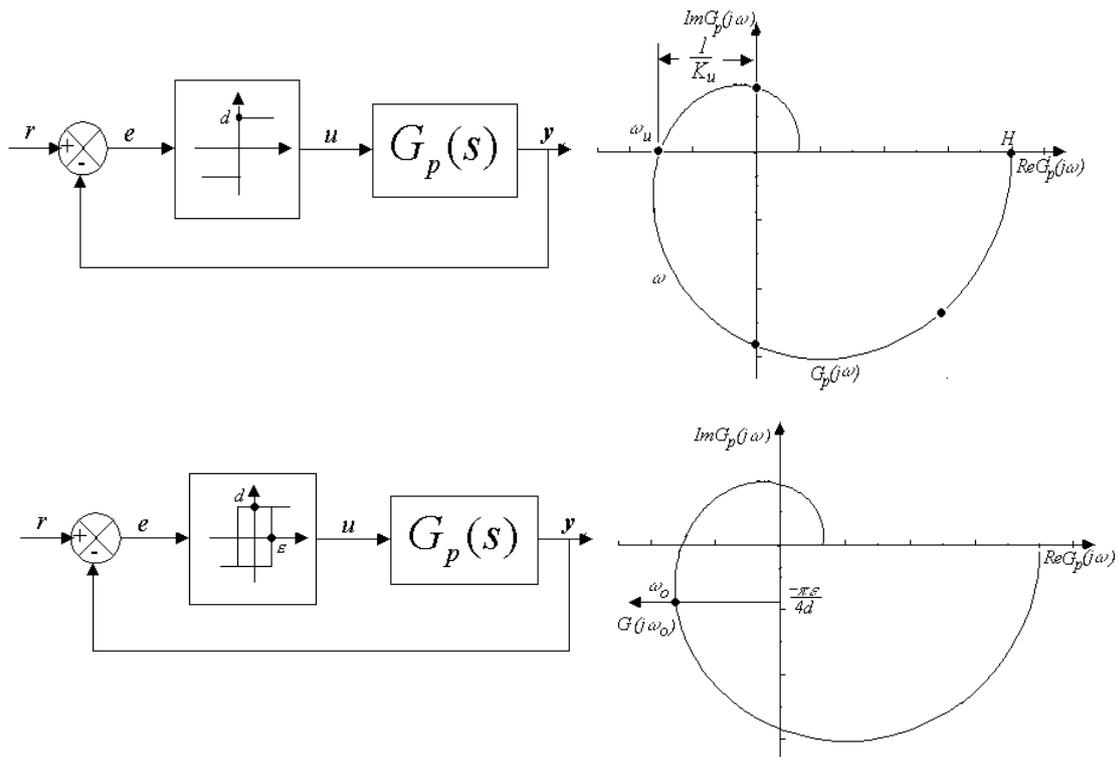


Figura 2.5: Realimentação do processo através do relé (a sem histerese e b com histerese).

A função descritiva ou função descritiva senoidal de um elemento não-linear é definida como a relação complexa entre a componente harmônica fundamental do sinal de saída e o sinal de entrada, (Figura 2.6).

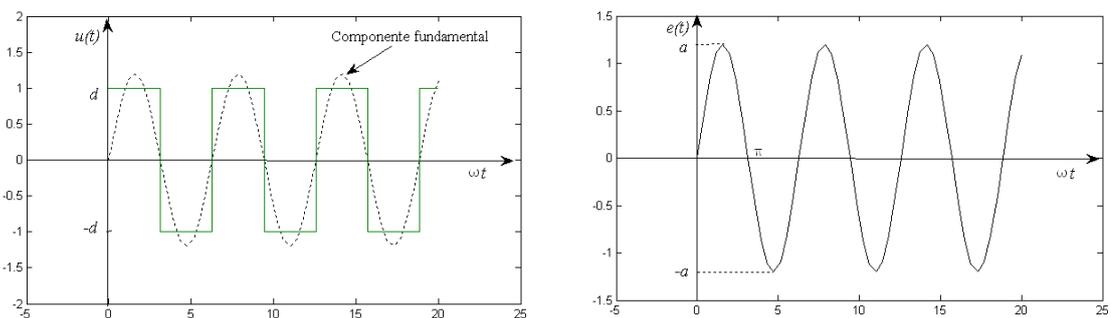


Figura 2.6: Exemplo de oscilação de um processo com o relé na malha de realimentação (a) saída do relé, (b) entrada do relé

Sendo U a amplitude da componente fundamental do sinal de entrada e Y a amplitude da componente fundamental do sinal de saída.

Sendo $N(a)$ Equação 2.4, a função descritiva, para os dois casos, relé sem histerese e com histerese tem-se as seguintes equações relatando as relações

$$N(a) = \frac{4d}{\pi a} \quad ; \quad N(a) = \frac{4d}{\pi a^2} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2} - j \frac{4d\varepsilon}{\pi a^2}. \quad (2.4)$$

Sendo d a amplitude do relé, a o valor máximo do sinal de saída e ε a amplitude da histerese.

A partir da modelagem do relé por função descritiva e da operação do sistema sob o controle do relé, pode-se determinar a função de transferência do processo por

$$G(j\omega) = -\frac{1}{N(a)} \quad ; \quad G(j\omega) = -\frac{\pi a}{4d} \quad ; \quad G(j\omega) = -\frac{\pi}{4d} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2} - j \frac{\pi \varepsilon}{4d} \quad (2.5)$$

Estimação de Modelos de Primeira Ordem com o Relé

Recentemente, o método de identificação através do relé vem sendo empregado para a estimação de modelos matemáticos de baixa ordem com ou sem atraso de transporte para aplicações em processos industriais (WANG et al., 1997a; HANG et al., 1995; PALMOR & BLAU, 1994).

Considerando o experimento com o o relé conforme a Figura 2.7a, expressões para o atraso de transporte (θ_l), ganho estático do processo (K) e constante de tempo (τ_l) podem ser obtidas, conforme apresentado em Wang (1997).

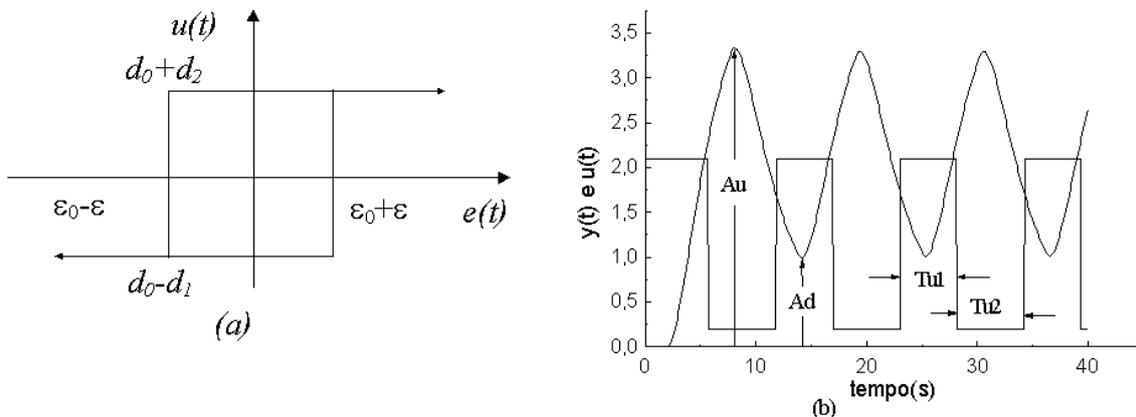


Figura 2.7:- (a) Relé com histerese não-simétrica, (b) Saída do relé (onda quadrada) e saída do processo.

O ganho do processo é calculado por:

$$K = \frac{\int_0^{T_{u1}+T_{u2}} y(t)dt}{\int_0^{T_{u1}+T_{u2}} u(t)dt} \quad (2.6)$$

onde T_{u1} e T_{u2} os semi-ciclos do relé conforme ilustrado na Figura 2.7b. A constante de tempo pode ser obtida por:

$$\tau_1 = \frac{T_{u2}}{\text{Ln} \left[\frac{\varepsilon_0 + \varepsilon - d_0 K - d_2 K}{d_1 K - d_0 K - (d_2 + d_0) K e^{\theta_1}} \right]} \quad (2.7)$$

sendo d_1, d_2 , os tempos de atuação da histerese e $\varepsilon_0 - \varepsilon$, e $\varepsilon_0 + \varepsilon$ os valores de amplitude da histerese, conforme ilustrado na Figura (2.7a). O atraso de transporte é:

$$\theta_1 = \text{Ln} \left[\frac{d_1 K - d_0 K + \varepsilon_0 - \varepsilon}{A_d - d_0 K + d_1 K} \right] \quad (2.8)$$

Outro método disponível na literatura de controle de processos, para estimação do modelo conforme equação (2.5), baseia-se nas seguintes equações:

$$\tau_1 = \frac{T_f}{2\pi} \sqrt{(K_f K)^2 - 1} \quad (2.9)$$

$$\theta_1 = \frac{T_f}{2\pi} \left(\pi - \arctan \frac{2\pi}{T_f} \tau_2 \right) \quad (2.10)$$

Onde o ganho estático K pode ser estimado a partir das medidas de entrada e saída em regime permanente para uma mudança degrau na entrada da planta. Se o relé sem histerese é empregado, o ganho final K_f é calculado por:

$$K_f = \frac{4d}{\pi a} \quad (2.11)$$

Para o caso do relé com histerese, então utiliza-se:

$$K_f = \frac{4d}{\pi\sqrt{a^2 - \varepsilon^2}}; \quad (2.12)$$

Os parâmetros K_f e T_f são obtidos do experimento com o relé e, τ_l e θ_l podem ser calculados pelas equações (2.9) e (2.10), respectivamente.

2.2.2 – Método Paramétrico: Estimadores dos Mínimos Quadrados Recursivo e Não Recursivo

Uma forma de resolver um sistema de equações é considerar a aplicação de uma função escalar $y = f(x)$ sobre um conjunto de dados parametrizados através de um conjunto de parâmetros. Esta forma de representação é útil no entendimento da modelagem de um sistema dinâmico. E no caso da função composta de n parâmetros θ , esta função pode ser parametrizada por θ resultando na seguinte representação:

$$y = f(x, \theta) \quad (2.13)$$

Se for possível obter-se um conjunto de pares $\{y(0), y(1), y(2), \dots, y(n-1)\}$ e $\{x(0), x(1), x(2), \dots, x(n-1)\}$, aplicações da função, podemos representá-los por equações (2.14) a (2.17).:

$$y(0) = f(x(0), \theta) \quad (2.14)$$

$$y(1) = f(x(1), \theta) \quad (2.15)$$

$$y(2) = f(x(2), \theta) \quad (2.16)$$

... ..

$$y(n-1) = f(x(n-1), \theta) \quad (2.17)$$

Para o caso de n aplicações iguais ao número de parâmetros de θ , as equações (2.18) a (2.21), serão:

$$y(0) = x(0)\theta_1 + x(1)\theta_2 + x(2)\theta_3 + \dots + x(n-1)\theta_n \quad (2.18)$$

$$y(1) = x(-1)\theta_1 + x(0)\theta_2 + x(1)\theta_3 + \dots + x(n-2)\theta_n \quad (2.19)$$

$$y(2) = x(-2)\theta_1 + x(-1)\theta_2 + x(0)\theta_3 + \dots + x(n-3)\theta_n \quad (2.20)$$

.....

$$y(n-1) = x(n-1)\theta_1 + x(n-2)\theta_2 + x(n-3)\theta_3 + \dots + x(0)\theta_n \quad (2.21)$$

Sendo a função f e o vetor θ , constantes em todas as aplicações. Pode-se escrever o conjunto acima da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(n-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) & x(2) & \dots & x(n-1) \\ x(-1) & x(0) & x(1) & \dots & x(n-2) \\ x(-2) & x(-1) & x(0) & \dots & x(n-3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(n-1) & x(n-2) & x(n-3) & \dots & x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \vdots \\ \theta_n \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

Na forma matricialmente a equação (2.22) pode ser expressa por:

$$Y = X\theta, \quad (2.23)$$

Considerando X uma matriz não singular, o vetor de parâmetros θ pode ser calculado a partir de:

$$\theta = X^{-1}Y. \quad (2.24)$$

Para o caso de aplicações na qual o número de observações é maior que o número de termos de parâmetros, a matriz X não é quadrada, não podendo, portanto, ser invertida. Neste caso pode-se multiplicar os dois lados da equação por X^T , obtendo-se:

$$X^T Y = X^T X \theta \quad (2.25)$$

Sendo matriz $X^T X$ não singular, tem-se:

$$\theta = [X^T X]^{-1} X^T Y \quad (2.26)$$

A seguir é demonstrado que a equação (2.26) é uma solução para o critério que minimiza o erro quadrático médio.

No método de Mínimos Quadrados assume-se que as observações disponíveis estão sujeitas a erros, assim a equação (2.23) deve ser da forma:

$$Y = X\theta + \varepsilon \quad (2.27)$$

O somatório do quadrado do erro ao longo do conjunto de dados observados pode ser expresso por:

$$J_{MQ} = \sum_{i=1}^n \varepsilon(i)^2 = \varepsilon^T \varepsilon = \|\varepsilon\|^2 \quad (2.28)$$

Substituindo a equações 2.27 em 2.28 o critério de otimização J_{MQ} resulta em:

$$J_{MQ} = Y^T Y - Y^T X\theta - \theta^T X^T Y + \theta^T X^T X\theta. \quad (2.29)$$

Para se minimizar o critério J_{MQ} deriva-se em relação à θ e iguala-se a zero, obtendo-se como solução os parâmetros que se deseja estimar e que podem ser calculados por:

$$\theta_{MQ} = [X^T X]^{-1} X^T Y. \quad (2.30)$$

A matrix $[X^T X]^{-1} X^T$ é geralmente denominada de pseudo-inversa, a matriz X que contém as observações é denominada de matriz de regressores ou regressora (AGUIRRE, L. A., 2007; COELHO, A. A. R., COELHO, L. S., 2004).

2.3 - Estimação de Processo Representado por Variáveis de Estado

O método dos mínimos quadrados pode ser aplicado na estimação das matrizes, com a vantagem de se trabalhar com as interações dos processos sem a necessidade de se aplicar as funções de transferências intermediárias quando o processo está representado por equações de estados. As matrizes dinâmicas e matrizes de entradas,

podem ser estimadas através de um processo determinístico conforme (BOTTURA; BARRETO, 2003.; SANTANA, E. S.; BIN, E.; AMARAL, W. C. 2008).

Partindo de um modelo discreto representado pela equação:

$$x(k) = \Phi x(k-1) + \Gamma u(k-1) + e(k), \quad (2.31)$$

$$x(k) = A_d x(k-1) + B_d u(k-1) + e(k), \quad (2.32)$$

Sendo

$x(k) = [x_1(k) \ x_2(k) \ \dots \ x_n(k)]^T$, os n estados no instante k ,

$u(k) = [u_1(k) \ u_2(k) \ \dots \ u_r(k)]^T$, as r entradas no instante $k-1$,

$e(k) = [e_1(k) \ e_2(k) \ \dots \ e_n(k)]^T$, erros de regressão para cada estado,

$$A_d \in \mathbb{R}^{n \times n},$$

$$B_d \in \mathbb{R}^{n \times r},$$

Esta equação pode ser reescrita como:

$$x(k)^T = [x(k-1)^T \ u(k-1)^T] \begin{bmatrix} A_d^T \\ B_d^T \end{bmatrix} = m(k-1)\Delta, \quad (2.33)$$

Coletando N observações do processo os vetores regressores de estado podem ser formados:

$$\begin{bmatrix} x(1)^T \\ x(2)^T \\ \vdots \\ x(N)^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m(0) \\ m(1) \\ \vdots \\ m(N-1) \end{bmatrix} \Delta,$$

$$X_N = M\Delta, \quad (2.34)$$

De forma semelhante ao item anterior, a equação (2.34) pode ser resolvida usando o estimador de mínimos quadrados e sua versão recursiva é dada por:

$$\begin{cases} K_k = \frac{P_{k-1}m(k-1)^T}{1 + m(k-1)P_{k-1}m(k-1)^T}; \\ \hat{\Delta}_k = \hat{\Delta}_{k-1} + K_k[X^T(k) - m(k-1)\hat{\Delta}_{k-1}]; \\ P_k = P_{k-1} - \frac{P_{k-1}m(k-1)^T m(k-1)P_{k-1}^T}{1 + m(k-1)P_{k-1}m(k-1)^T}; \end{cases} \quad (2.35)$$

2.4 - O Controlador PID

O controlador proporcional-integral-derivativo (PID) é certamente o mais utilizado industrialmente. Estima-se que cerca de 90% a 95% das malhas industriais utilizam este controlador (ÅSTRÖM & WITTENMARK, 2006). O PID vem sendo utilizado industrialmente desde os anos 40.

O algoritmo PID é extremamente simples, representado apenas por uma equação, apresentando bons resultados para a grande maioria dos processos. Esta flexibilidade é alcançada através de alguns parâmetros de ajuste, que determinam o comportamento da malha realimentada.

A grande maioria destes controladores encontra-se aplicado em malhas SISO, isto é, controlam-se individualmente cada variável, manipulando apenas uma variável. Por outro lado, há controladores PID multivariável (MIMO) capazes de compensar o acoplamento entre as malhas de controle. Este é pouco difundido devido à dificuldade na implementação e ajuste.

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}_p(t) + \mathbf{u}_i(t) + \mathbf{u}_d(t) \quad (2.36)$$

A ação de controle $\mathbf{u}(t)$ de um PID é a soma de três contribuições:

onde \mathbf{u}_p é a parte proporcional, \mathbf{u}_i a parte integral e \mathbf{u}_d a parte derivativa.

Definindo o erro da variável controlada $\mathbf{e}(t)$ como a diferença entre a referência \mathbf{y}_{ref} e a variável medida \mathbf{y} , isto é:

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{y}_{ref}(t) - \mathbf{y}(t) \quad (2.37)$$

A parte proporcional é dada por:

$$\mathbf{u}_p(t) = K_c \mathbf{e}(t) \quad (2.38)$$

Onde K_c é denominado ganho do controlador. Geralmente o controlador proporcional apresenta erro não nulo no estado estacionário. Para eliminar esta deficiência, introduziu-se a ação integral $u_I(t)$

$$u_I(t) = \frac{K_c}{\tau_I} \int_0^t e(\delta) d\delta \quad (2.39)$$

Onde τ_I é a constante integral do controlador.

Esta ação pode causar oscilação da variável controlada em torno da referência. A ação derivativa $u_D(t)$ é dada por:

$$u_D(t) = K_c \tau_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.40)$$

Onde τ_D é a constante derivada do controlador. A ação derivativa elimina a oscilação, bem como captura a tendência da variável controlada, melhorando o desempenho do controlador a médias frequências. Entretanto, pode prejudicá-lo a alta frequência devido à presença de ruído.

2.4.1 – Sintonia de controladores PID

Vários métodos de sintonia ou ajuste de controladores PID são conhecidos e utilizados na prática de sistemas de controle. Cada um destes métodos requer algum tipo de informação sobre a dinâmica do processo a ser controlado e a natureza desta informação é que caracteriza cada um deles. A fim de obter um método prático de ajuste, deve ser possível obter estas informações a partir de ensaios simples sobre o processo, ao mesmo tempo em que estas informações devem ser suficientes para possibilitar um ajuste adequado do controlador. Logo, a quantidade adequada de informação a ser obtida do processo deve ser selecionada de forma a obter um compromisso entre simplicidade e desempenho do controlador.

Os métodos mais bem sucedidos na prática industrial de ajuste de controladores PID são apresentados a seguir. O sucesso destes métodos deve-se essencialmente ao fato de que eles obtêm um compromisso adequado entre desempenho e simplicidade. Existem os métodos de Ziegler-Nichols (ZN) item 2.4.1.3, com suas

variações mais modernas, o ajuste pela alocação dos pólos dominantes, e o ajuste por método frequência. São apresentadas as principais características do método ZN, método do Åström e Wittenmark item 2.4.1.5, e Cohen Coon item 2.4.1.4, suas vantagens e desvantagens relativas e os campos de aplicação de cada um.

2.4.1.1 - Métodos baseados em funções de Primeira ordem com atraso de transporte

Dada a sua grande simplicidade aliada a sua grande aplicabilidade e satisfatória qualidade aproximando sistemas reais compostos por dinâmicas de primeira ordem em série (esse tipo de dinâmica geralmente aparece em processos industriais), fez com que uma categoria de métodos fosse especialmente desenvolvidos para ajustar controladores PIDs. A partir do ganho K , atraso de transporte θ e constante de tempo τ de uma função de primeira ordem com atraso de transporte, esses métodos, que a partir de agora serão denominados de métodos baseados em K , θ e τ , vem sendo aplicados principalmente para sistemas que não sejam subamortecidos onde ele não é recomendável. Entretanto, para uma imensa classe de problemas essa classe de métodos representa um bom compromisso entre tempo investido no projeto do controlador e desempenho alcançado.

2.4.1.2- Ajuste Manual

Os modelos utilizados para o projeto nem sempre são suficientemente completos e os métodos, por se pretenderem de aplicação genérica, muitas vezes fornecem ajustes que podem ser melhorados. Por esta razão, por vezes é conveniente, após ter obtido um ajuste para o PID por meio de um dos métodos apresentados, efetuar manualmente um refinamento baseado na experiência, dos parâmetros do controlador tendo em conta o desempenho observado do sistema. Para tanto é preciso ter em mente o efeito de cada uma das ações de controle sobre o desempenho do processo. A partir desses princípios podem ser estabelecidas regras para guiar este ajuste fino. Em alguns casos em que os requisitos de desempenho são mínimos, pessoal com grande experiência pode fazer o ajuste exclusivamente manual a partir de regras deste tipo. A Tabela 2.1 (abaixo) apresenta um sumário que pode servir de guia ao operador efetuando o ajuste manual, sempre tendo em mente que este ajuste manual tem por objetivo unicamente refinar o ajuste já feito do controlador e portanto as variações efetuadas nos parâmetros devem ser pequenas.

Problema	Medida de ajuste
Resposta muito lenta	Aumentar ganho proporcional
Resposta excessivamente oscilatória	Aumentar tempo derivativo
Sobre passagem excessiva	Reduzir taxa integral
Resposta inicialmente rápida e em seguida muito lenta	Aumentar taxa integral

Tabela 2.1: Sumário de Ajuste Fino PID

No caso de um ajuste rápido, quando o modelo do sistema está com um erro relativamente elevado, pode-se utilizar o cálculo dos parâmetros da seguinte forma Equações (2.41) a (2.43):

$$K_p = 6/K_{planta} \quad (2.41)$$

$$T_i = K_{planta} / 3 \quad (2.42)$$

$$T_d = T_i/4 \quad (2.43)$$

2.4.1.3 - Métodos de Ziegler-Nichols (ZN) de resposta ao degrau

No seu artigo clássico, Ziegler e Nichols (ZN) também propuseram regras de ajuste visando alcançar uma razão de decaimento de $1/4$ na resposta em malha fechada para sistemas de primeira ordem com atraso de transporte.

Os métodos de ZN foram introduzidos já em 1942 e atualmente são considerados clássicos. Estes métodos continuam a ser largamente aplicados até hoje, mesmo em sua forma original, mas mais costumeiramente em alguma forma modificada. O método de ajuste de Ziegler-Nichols visam obter uma mesma resposta pré-especificada para o sistema em malha fechada.

Este método aplica-se no domínio do tempo e requer o conhecimento de três grandezas que caracterizam a resposta ao degrau de um processo, o ganho crítico K_c , a constante de tempo τ e o atraso de transporte θ .

Método de Ziegler-Nichols para Controladores PID

$$K_p = \frac{1.2}{K_c} \times \left(\frac{\tau}{\theta}\right) \quad (2.44)$$

$$T_i = 2.0 \times \theta \quad (2.45)$$

$$T_d = 0.5 \times \theta \quad (2.46)$$

2.4.1.4 - Método de Cohen-Coon

Cohen-Coon também desenvolveram regras de ajuste de controladores visando se obter respostas em malha fechada com uma razão de decaimento de $\frac{1}{4}$ (aproximadamente 20% de *overshoot*). Esse tipo de resposta apresenta melhor desempenho para rejeitar distúrbios na carga que é o principal objetivo a ser alcançado para processos contínuos que trabalham em um mesmo ponto de operação. Para esses sistemas, o principal papel desempenhado pelo controlador é a rejeição de distúrbios.

Esta rejeição a distúrbios é realizada pelo ganho proporcional quando sua ação é modelada por um modelo estático.

Assumindo que o controlador tem sua ação definida pela equação (2.47) onde x é a variável controlada antes do ruído de saída do processo, u é a variável de controle, d o distúrbio e K_p o ganho do processo.

$$x = K_p(u + d) \quad (2.47)$$

As seguintes equações podem ser definidas, sendo y a saída do processo com o ruído n , K o ganho do controlador, r a referência:

$$y = x + n \quad (2.48)$$

$$u = K(r - y) + u_b \quad (2.49)$$

Deduz-se então a seguinte relação para o sistema controlado:

$$x = \frac{KK_p}{1 + KK_p}(r - n) + \frac{K_p}{1 + KK_p}(d + u_b) \quad (2.50)$$

Se o ganho do controlador K for muito grande em relação ao ganho do processo K_p a segunda parte da equação 2.50 aproxima-se de zero minimizando o distúrbio d .

Esse método possui um intervalo de aplicação similar ao ZN (K_p , τ e θ).

Método de Cohen-Coon para Controladores PID

$$K_p = \frac{\left\{ \frac{4}{3} + \frac{1}{4} \left(\frac{\theta}{\tau} \right) \right\}}{K_c} \times \left(\frac{\tau}{\theta} \right) \quad (2.51)$$

$$T_i = \left\{ \frac{32 + 6 \times \left(\frac{\theta}{\tau} \right)}{13 + 8 \times \left(\frac{\theta}{\tau} \right)} \right\} \times \theta \quad (2.52)$$

$$T_d = \left\{ \frac{4}{11 + 2 \times \left(\frac{\theta}{\tau} \right)} \right\} \times \theta \quad (2.53)$$

2.4.1.5 - Método do Åström & Wittemark

Este método pode ser visto como o método de Ziegler-Nichols modificado, no sentido de superar deficiências de desempenho. Para tanto, interpreta-se o método de Ziegler-Nichols no domínio da frequência como uma alteração, através de um controlador PID , da função de transferência de malha aberta do processo. Com um controlador PID é possível mover um determinado ponto A do diagrama de Nyquist $G(jw)$, para uma posição especificada em termos de fase e ganho para o sistema em malha fechada. As ações proporcional, integral e derivativa do controlador PID , em termos de diagrama de Nyquist, são apresentadas na Figura 2.8.

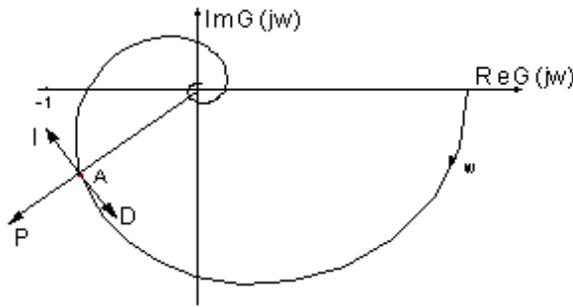


Figura 2.8: Ações do controlador PID.

Supondo-se a função de transferência do controlador *PID* em termos de fase e ganho tem-se:

$$G_c(j\omega) = r_c e^{j\varphi_c} \quad (2.54)$$

Sendo

$$r_c = \sqrt{k_p \left[1 + \left(\omega_c T_d - \frac{1}{\omega_c T_i} \right)^2 \right]} = \frac{k_p}{\cos(\omega_c)} \quad (2.55)$$

$$\varphi_c = \arctan\left(\omega_c T_d - \frac{1}{\omega_c T_i}\right) \quad (2.56)$$

Esta representação do controlador *PID* será utilizada para estabelecer as condições de malha no desenvolvimento deste projeto.

Especificação de Fase e Ganho para o Sistema Compensado

A partir da interpretação do método de Ziegler Nichols no domínio da frequência, torna-se simples generalizar um método de cálculo dos parâmetros do controlador onde outros pontos do diagrama de Nyquist são deslocados para posições especificadas em termos de fase e ganho para o sistema compensado (*PID* + Processo). A Figura 2.9 ilustra a situação em que um ponto *P* de ganho r_p e fase φ_p é movido para um ponto *S* de ganho r_s e fase φ_s através da ação de um controlador *PID*. Estendendo-se a redução do ganho e o atraso na fase aos outros pontos do diagrama de Nyquist obtém-

se uma nova curva para o sistema compensado que resulta em uma melhor estabilidade relativa e, portanto, melhores características dinâmicas para o sistema compensado.

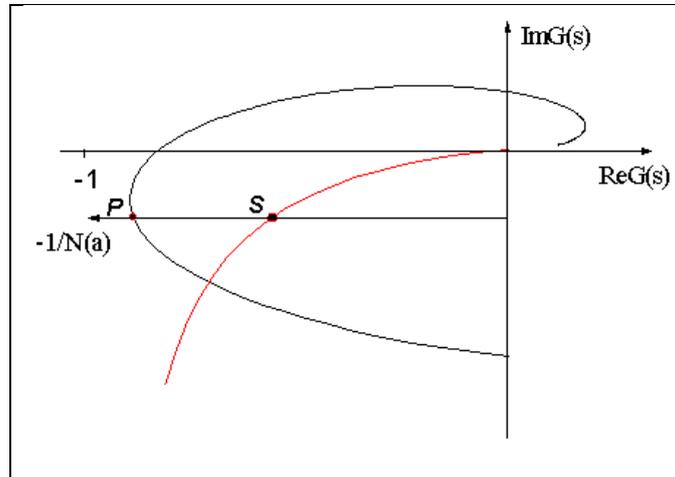


Figura 2.9: O ponto *P* é movido para o ponto *S* pela ação do controlador *PID*.

Aplicando um relé com histerese na malha de realimentação, cuja função descritiva é dada por $N(a)$, o ponto *S* da Figura 2.9 pode ser calculado. O valor da função de transferência do processo, numa frequência de oscilação escolhida para projeto, pode ser determinado.

Supondo-se a função de transferência do processo na frequência (ω) dada por:

$$G_p(j\omega) = r_p e^{j\varphi_p} \tag{2.57}$$

tem-se:

$$\varphi_p = \arctan\left(\frac{\varepsilon}{\sqrt{a^2 - \varepsilon^2}}\right) \tag{2.58}$$

$$r_p = \frac{\pi a}{4d} \tag{2.59}$$

onde ε e d são os parâmetros do relé e a é a amplitude de oscilação da saída do sistema. A partir das especificações de fase e ganho para o sistema compensado obtém-se os parâmetros de sintonia (K_c, T_i, T_d) para o controlador *PID*.

Supondo-se que a função de transferência para o sistema compensado seja dada por:

$$G_s(j\omega) = r_s e^{j\varphi_s} \quad (2.60)$$

onde r_s e φ_s são o módulo e a fase especificados, como parâmetro de projeto. A função de transferência de malha aberta do sistema compensado é dada por:

$$G_s(j\omega) = G_p(j\omega)G_c(j\omega) \quad (2.61)$$

Das equações (2.55), (2.58) e (2.61) obtém-se:

$$k_p = \frac{r_s \cos(\varphi_s - \varphi_p)}{r_p} \quad (2.62)$$

$$\tan(\varphi_s - \varphi_p) = (\omega T_d - \frac{1}{\omega T_i}) \quad (2.63)$$

O ganho K_p do controlador é calculado através da equação (2.62). A equação (2.63) tem dois parâmetros (T_i e T_d) a serem determinados e um grau de liberdade. Uma condição adicional deve ser introduzida para determinar os parâmetros T_i e T_d . Um método comum é especificar uma relação constante entre esses dois parâmetros, garantindo que o controlador tenha estrutura *PID*, tal que:

$$T_d = \alpha T_i \quad (2.64)$$

com $0 < \alpha < 1$. Uma escolha usual para α é 0.25 (ÅSTRÖM & WITTENMARK, 1990).

Portanto, das equação (2.62) e (2.63) resulta que:

$$T_d = \frac{1}{2\omega_d} \left[\tan(\varphi_s - \varphi_p) + \sqrt{4\alpha + \tan^2(\varphi_s - \varphi_p)} \right] \quad (2.65)$$

$$T_i = \frac{1}{\alpha} T_d \quad (2.66)$$

O controlador obtido a partir das equações (2.62), (2.65) e (2.66) desloca um ponto determinado pela função de transferência de malha aberta do processo, cuja frequência é determinada pelo ponto de operação obtido da interseção dos lugares

geométrico de $G(j\omega)$ com o inverso negativo da função descritiva do relé, no plano $G(s)$ para o ponto especificado por φ_s e r_s .

2.4.2 - Controlador Preditivo Generalizado (GPC)

Controladores baseados em modelo MBC (*Model-Based Controllers*) têm se mostrado de particular interesse para aplicações industriais. Esses controladores caracterizam-se por utilizar previsões do comportamento futuro do sistema controlado para realizar o cálculo do controle ótimo com base em um determinado critério de desempenho determinístico ou estocástico. As previsões são obtidas através de um modelo do sistema. A diferença entre as classes distintas de controladores preditivos está basicamente no tipo de modelo adotado. Neste trabalho estuda-se um dos controladores preditivos mais difundidos na literatura: o Controlador Preditivo Generalizado (GPC – *Generalized Predictive Control*)

2.4.2.1 - GPC (SISO)

O GPC baseado no modelo CARIMA (Controlador Auto Regressivo Integrador com Média de Movimento) tem o seguinte equacionamento segundo CAMACHO & BORDONS (1995):

O modelo do processo é dado por:

$$\Delta A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})\Delta u(t-1) + 1/\Delta e(t) \quad (2.67)$$

sendo

$$\Delta = (1 - z^{-1}) \quad (2.68)$$

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3} + \dots + a_{n_a} z^{-n_a} \quad (2.69)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} + \dots + b_{n_b} z^{-n_b} \quad (2.70)$$

com

$$u(t) = u(t-1) + \Delta u(t) \quad (2.71)$$

A seqüência de sinais futuros $u(t), u(t + 1), u(t + 2), \dots, u(t + N_y - 1)$ deve minimizar o erro quadrático entre a seqüência desejada dada por um sinal de referência e a saída real do processo.

A seqüência do sinal de referência é dada por:

$$y_{ref}(t+1), y_{ref}(t+2), y_{ref}(t+3), \dots, y_{ref}(t+N_y),$$

A seqüência da saída prevista:

$$y_{pre}(t+1), y_{pre}(t+2), y_{pre}(t+3), \dots, y_{pre}(t+N_y)$$

sendo N_y é o horizonte de previsão.

Usa-se o primeiro sinal $u(t)$, para controle no instante t , e a seqüência é recalculada no instante seguinte.

O erro quadrático a ser minimizado é dado pela seguinte equação:

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_y} (y_{pre}(t+j)|t - y_{ref}(t+j))^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda (\Delta u(t+j-1))^2 \quad (2.72)$$

sendo:

$N_1 \geq 1$ o horizonte inicial de previsão, N_y o horizonte final de previsão, com $N_y \geq N_1$, N_u o horizonte de controle, com $N_u \leq N_y$. $\lambda \geq 0$ é a ponderação do sinal de controle. $|t$ significa que as previsões de saída são calculadas com base em informações até o instante t .

A minimização é feita supondo que depois do horizonte de controle N_u , o incremento de sinal de controle $\Delta u(t + N_u)$ até $\Delta u(t + N_y - 1)$ devem ser nulos.

A previsão, utilizando o modelo CARIMA, tem as seguintes características:

$$y_{pre}(t+1) = -a_1 y(t) - a_2 y(t-1) - \dots - a_{n_a} y(t-n_a+1) + \quad (2.73)$$

$$b_0 \Delta u(t) + b_1 \Delta u(t-1) + \dots + b_{n_b} \Delta u(t-n_b)$$

$$y_{pre}(t+2) = -a_1 y_{pre}(t+1) - a_2 y(t) - \dots - a_{n_a} y(t - n_a + 2) + \quad (2.74)$$

$$b_0 \Delta u(t+1) + b_1 \Delta u(t) + \dots + b_{n_b} \Delta u(t - n_b + 1)$$

$$y_{pre}(t+N_y) = -a_1 y_{pre}(t+N_y-1) - a_2 y_{pre}(t+N_y-2) - \dots - a_{n_a} y(t-n_a+N_y) + \quad (2.75)$$

$$b_0 \Delta u(t+N_y) + b_1 \Delta u(t+N_y-1) + \dots + b_{n_b} \Delta u(t-n_b+N_y)$$

sendo $y(t)$, $y(t-1)$, $y(t-2)$, as respostas do sistema colhidas nos instantes passados.

As equações de previsão acima podem ser decompostas em duas parcelas, a primeira que corresponde à saída passada, e a segunda que corresponde à resposta do sistema devido ao controle futuro. $Y_{pre} = Y_{pas} + Y_{con}$, assim:

$$y_{pas}(t+1) = -a_1 y(t) - a_2 y(t-1) - \dots - a_{n_a} y(t-n_a+1) + \quad (2.76)$$

$$b_1 \Delta u(t-1) + b_2 \Delta u(t-2) + \dots + b_{n_b} \Delta u(t-n_b)$$

$$y_{pas}(t+2) = -a_2 y(t) - a_3 y(t-1) - \dots - a_{n_a} y(t-n_a) + \quad (2.77)$$

$$b_2 \Delta u(t-1) + b_3 \Delta u(t-2) + \dots + b_{n_b} \Delta u(t-n_b-1)$$

$$y_{pas}(t+N_y) = b_{N_y} \Delta u(t-1) + b_{N_y+1} \Delta u(t-2) + \dots + b_{n_b} \Delta u(t-n_b-N_y) \quad (2.78)$$

$$y_{con}(t+1) = b_0 \Delta u(t)$$

$$y_{con}(t+2) = -a_1 y_{con}(t+1) + b_0 \Delta u(t+1) + b_1 \Delta u(t) \quad (2.79)$$

$$y_{con}(t+3) = -a_1 y_{con}(t+2) - a_2 y_{con}(t+1) + b_0 \Delta u(t+2) + b_1 \Delta u(t+1) + b_2 \Delta u(t) \quad (2.80)$$

$$y_{con}(t+N_y) = -a_1 y_{con}(t+N_y-1) - a_2 y_{con}(t+N_y-2) - \dots + \quad (2.81)$$

$$b_0 \Delta u(t+N_y-1) + b_1 \Delta u(t+N_y) + \dots + b_{n_b} \Delta u(t+n_b-N_y)$$

Definindo $h_0 = b_0$ e $h_j = b_j - \sum_{i=1}^{\min\{j, n_a\}} a_i h_{j-i}$, a equação de controle pode ser escrita como: $Y_{con}(t+j) = \sum_{i=0}^{j-1} h_i \Delta u(t+j-i-1)$, ou de forma matricial como:

$$Y_{con} = H \Delta U \quad (2.82)$$

sendo, $Y_{con} = [y_{con}(t+1) \quad y_{con}(t+2) \quad \dots \quad y_{con}(t+N_y)]^T$,

$$\Delta = [\Delta u(t) \quad \Delta u(t+1) \quad \dots \quad \Delta u(t+N_u-1)]^T \text{ e}$$

$$H = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & \dots & 0 \\ h_2 & h_1 & h_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_u-1} & h_{N_u-2} & h_{N_u-3} & \dots & h_0 \\ h_{N_u} & h_{N_u-1} & h_{N_u-2} & \dots & h_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_y-1} & h_{N_y-2} & h_{N_y-3} & \dots & h_{N_y-N_u-1} \end{pmatrix} \quad (2.83)$$

sendo: $Y_{pas} = [y_{pas}(t+1) \quad y_{pas}(t+2) \quad \dots \quad y_{pas}(t+N_y)]^T$, e

$$Y_{con} = [y_{con}(t+1) \quad y_{con}(t+2) \quad \dots \quad y_{con}(t+N_y)]^T$$

O valor da previsão de forma matricial pode ser escrita:

$$Y_{pre} = H\Delta U + Y_{pas} \quad (2.84)$$

O critério J a ser otimizado deve ser restrito a partir de N_1 , até o limite N_y .

Reescrevendo na forma matricial, tem-se:

$$J = [y_{pre} - y_{ref}]^T [y_{pre} - y_{ref}] + \lambda \Delta U^T \lambda \Delta U$$

$$J = [H\Delta U + Y_{pas} - y_{ref}]^T [H\Delta U + Y_{pas} - y_{ref}] + \lambda \Delta U^T \lambda \Delta U \quad (2.85)$$

Derivando em relação a ΔU e igualando a zero:

$$\frac{dJ}{d\Delta U} = 2H^T H\Delta U + 2H^T (Y_{pas} - Y_{ref}) + 2\lambda \Delta U = 0$$

$$\Delta U = (H^T H + \lambda I)^{-1} H^T (Y_{pas} - Y_{ref}) \quad (2.86)$$

Este valor é um escalar e corresponde ao incremento de controle $\Delta u(t)$, que será aplicado ao valor da entrada $u(t-1)$, obtendo-se $u(t)$.

2.4.2.2 – Algoritmo Preditivo Baseado em Equações de Estado

Um modelo espaço-estado representado na sua forma discreta tem as seguintes equações:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = A_d(\mathbf{x})\mathbf{x}_k + B_d \mathbf{u}_k \\ \mathbf{y}_{k+1} = C_d \mathbf{x}_{k+1} - D \mathbf{u}_k \end{cases} \quad (2.87)$$

Nas quais as matrizes A_d , B_d e C_d representam as matrizes discretas das equações de estado e D a matriz de perturbações, para um determinado período de amostragem, e o vetor δ_k o vetor de perturbação.

Para se reduzir o erro de regime permanente das saídas do processo, utiliza-se o modelo de espaço de estado aumentado abaixo representado:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \tilde{A}(\mathbf{x})x_k + \tilde{B}\Delta\mathbf{u}_k \\ y_{k+1} = \tilde{C}\mathbf{x}_{k+1} - D\Delta\mathbf{u}_k \end{cases} \quad (2.88)$$

Sendo segundo ROSSITER, J. A. (2003):

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} A_d(x) & B_d \\ 0_{p \times n} & I_{p \times p} \end{bmatrix}, \quad (2.89)$$

$$\tilde{B} = \begin{bmatrix} B_d \\ I_{p \times p} \end{bmatrix}, \quad (2.90)$$

$$\tilde{C} = [C_d \quad 0_{q \times p}], \text{ e considerando } D \text{ nulo}$$

Sendo:

n = número de estados,

p = número de entradas e

q = número de saídas.

O conjunto de previsões é representado pela seguinte equação:

$$\hat{\mathbf{y}} = H' \mathbf{x} + H'' \Delta\mathbf{u} \quad (2.91)$$

Sendo:

$\hat{\mathbf{y}}$ = conjunto de previsões com N_y valores futuros,

\mathbf{x} = estimativa do estado,

$\Delta\mathbf{u}$ = vetor de entrada incremental com N_u valores de horizonte,

As matrizes H' e H'' são dadas por:

$$H' = [\tilde{C}\tilde{A} \quad \tilde{C}\tilde{A}^2 \quad \dots \quad \tilde{C}\tilde{A}^{N_y}]^T,$$

$$H'' = \begin{bmatrix} \tilde{C}\tilde{B} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \tilde{C}\tilde{A}\tilde{B} & \tilde{C}\tilde{B} & 0 & \dots & 0 \\ \tilde{C}\tilde{A}^2\tilde{B} & \tilde{C}\tilde{A}\tilde{B} & \tilde{C}\tilde{B} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \ddots & \dots \\ \tilde{C}\tilde{A}^{N_y}\tilde{B} & \tilde{C}\tilde{A}^{N_y-1}\tilde{B} & \dots & \dots & \tilde{C}\tilde{B} \end{bmatrix},$$

Para obter a lei de controle deve-se minimizar a função de custo

$$J = (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w})^T W_y (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{w}) + \Delta \mathbf{u} W_u \Delta \mathbf{u} \quad (2.92)$$

sendo,

\mathbf{w} = vetor de referência futuras para as saídas a serem controladas,

W_y = Matriz de ponderação das saídas controladas é diagonal e positiva,

W_u = Matriz de ponderação das entradas é diagonal e positiva,

$\Delta \mathbf{u}$ = Vetor incremento de entrada.

Considerando o modelo linear e que o incremento de controle é nulo após o horizonte de controle o valor mínimo da função de custo J com respeito a Δu , pode ser obtido algebricamente calculando sua derivada e igualando a zero:

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta \mathbf{u}} = \mathbf{0} \quad (2.93)$$

O que implica em:

$$\Delta \mathbf{u} = (H''^T W_y H'' + W_u)^{-1} H''^T W_y (\mathbf{w} - H' \mathbf{x}) \quad (2.94)$$

2.5 - Desacoplamento

Quando se deseja um controle de sistemas com varias entradas e varias saídas e que sejam inter-dependente, ou seja, uma malha interfere diretamente na outra, por exemplo; a) uma malha de ventilação interfere numa malha de aquecimento, dependendo se o fluxo de ar está dirigido, para o componente aquecido; b) um sistema com dois tanques interligados, o nível de cada tanque depende do fluxo de líquido nas suas entradas, da vazão das saídas de cada tanque e da abertura entre os dois tanques; c) os sistemas de temperatura e umidade dentro de um sistema fechado, como uma cúpula de incubadora, cada nível de uma variável afetará a outra; trabalhe de forma independente, é necessário aplicar projeto com desacoplamento.

Para um projeto de desacoplamento funcionar de forma adequada, é necessário um conhecimento prévio bem detalhado da planta.

Uma das formas de minimizar as interações ou acoplamento entre as malhas de controle multivariáveis pode ser realizada através de desacoplamentos estáticos ou dinâmicos (ÅSTRÖM et al. 2001b). No controle descentralizado de um sistema MIMO, são de fato necessários n controladores PID e $n!$ desacopladores. Para um processo $n \times n$, a estrutura, considerando o caso TITO, é ilustrada na Figura 2.10. Pode-se observar que blocos adicionais de funções de transferência são colocados entre as saídas dos controladores PID e as entradas do processo.

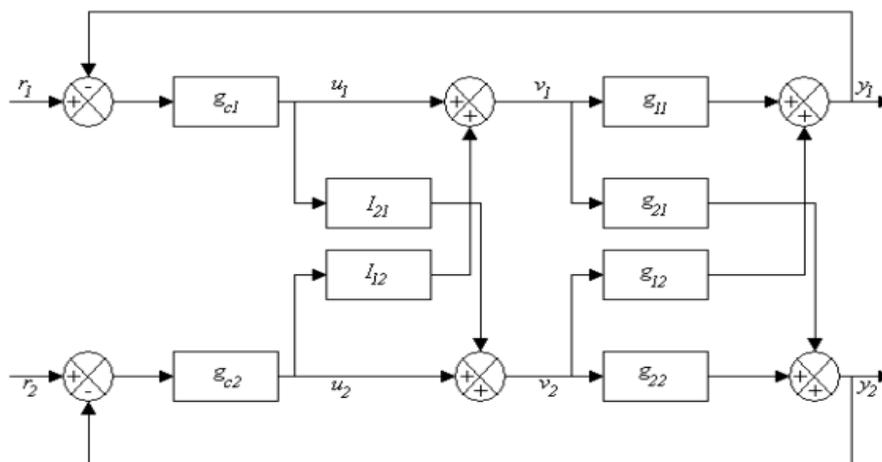


Figura 2.10: Desacoplamento para um processo TITO

Para projetar os desacopladores, representados na Figura 2.10 pelos blocos I_{21} e I_{12} , a proposta é utilizar a mesma estrutura de identificação seqüencial com o relé obtendo, também as funções de transferências g_{ij} (ij , termos cruzados). Considerando-se, portanto, o caso TITO como ilustrado na Figura 2.10, o processo é modelado por

$$y_1 = g_{11}v_1 + g_{12}v_2; y_2 = g_{21}v_1 + g_{22}v_2 \quad (2.95)$$

Devido aos desacopladores os sinais na saída dos controladores PID são

$$v_1 = u_1 + I_{12}u_2; v_2 = u_2 + I_{21}u_1 \quad (2.96)$$

Substituindo-se a segunda equação na primeira tem-se:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} + g_{12}I_{21} & g_{12} + g_{11}I_{12} \\ g_{21} + g_{22}I_{21} & g_{22} + g_{21}I_{12} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (2.97)$$

Para que a saída y_1 seja afetada apenas por u_1 deve-se garantir que

$$I_{12} = -\frac{g_{12}}{g_{11}}; I_{21} = -\frac{g_{21}}{g_{22}} \quad (2.98)$$

2.6 – Dispositivo Anti Windup

Em sistemas de controle real, a saturação contribui para que o controlador fique sempre dentro da faixa em que a planta pode suportar. Sem um tratamento cuidadoso, isto pode contribuir para uma degradação do desempenho do sistema. Na realidade como é mostrado na Figura 2.11 quando a saturação atua, o sinal de controle u_o , não muda acompanhando o sinal do erro e , e a realimentação pode ser considerada aberta. O sistema atua desta forma como malha aberta, com $u_o = u_{max}$ ou $u_o = u_{min}$, significando uma entrada constante.

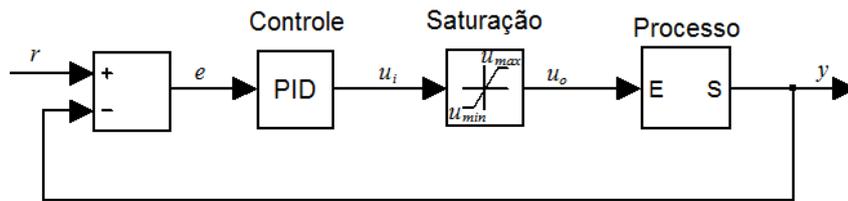


Figura 2.11: Controlador PID sem anti windup.

O controlador PID, tem um desempenho muito bom quando o sistema exige resposta rápida, podendo atingir o seu estado estacionário no tempo de um degrau. Isto é muito importante em muitos casos de servo mecanismo. Entretanto, o integrador pode provocar quando há uma saturação o chamado efeito “windup”.

O efeito integrador “windup” ocorre quando a saída da saturação pára de mudar devido ao seu estado, enquanto o erro não zero $e(t)$ continua a ser aplicado pelo integrador ($\frac{K_i}{s}$). Assim a saída do integrador continua acumulando o erro até que o sinal e mude para o seu valor zero. Este efeito causa uma resposta transiente pobre, com um grande “overshoot”, o que não é desejável.

Para se resolver este problema, um mecanismo integrador “anti windup” pode ser aplicado. Ele fará com que a ação do integrador pare quando a saturação ocorrer, ou seja quando $u_0 = u_{max}$ ou $u_0 = u_{min}$ então $K_i = 0$. É muito mais fácil aplicar este dispositivo se o controlador é implementado digitalmente por computador. A Figura 2.12 apresenta o esquema de um “anti windup” possível.

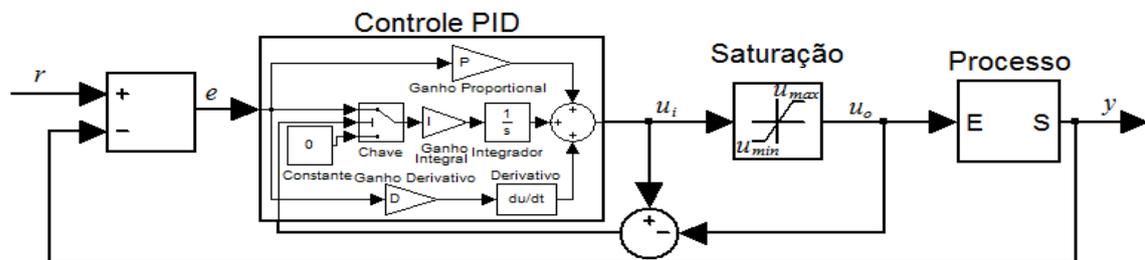


Figura 2.12: Controlador PID com anti windup.

O esquema “*anti windup*” é aplicado como um loop interno no integrador, através de uma chave, que o desliga quando o saturador atua, isto é quando $u_1 - u_0$ é diferente de zero, o ganho aplicado a (K_i/s) é igual a zero.

2.7 - Avaliação de Desempenho

Pode-se avaliar o desempenho dos controladores, tanto na fase inicial quanto à rejeição à perturbações, utilizando-se os parâmetros M_p como medida de sobre-sinal, e T_e para o tempo de estabilização e bem como M_ζ para a capacidade de promover amortecimento do sinal de saída do sistema. Estes parâmetros são definidos na Figura 2.13. Deve-se notar que um pequeno valor de M_ζ indica bom amortecimento (HANG *et al.*, 1995) sendo, portanto, diferente do fator de amortecimento, grandeza geralmente utilizada em controle clássico (OGATA, 2003), na qual um pequeno valor indica pobre amortecimento.

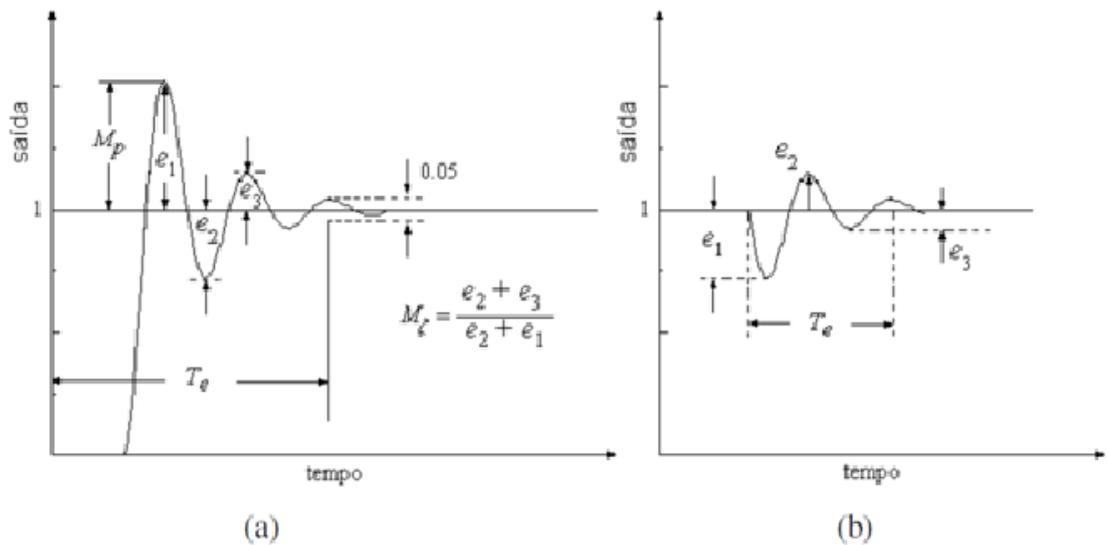


Figura 2.13: Critério de desempenho para: (a) Comportamento servo; (b) Rejeição à perturbações.

Capítulo 3.: Experimentação Prática dos Controladores PID e Preditivo

Com o objetivo de estudar a implementação prática de técnicas de controle e identificação de sistemas, foram projetados duas plantas com capacidade de funcionamento nos modos monovariáveis e multivariáveis. Em seguida técnicas de identificação paramétricas e não paramétricas foram aplicadas com objetivo de modelar processos através de representações em funções de transferências e variáveis de estados. Com o modelo obtido para os processos, técnicas de controle convencional PID e controladores avançados do tipo preditivo com foco voltado para o controlador preditivo generalizado foram aplicados. Aspectos da implementação do desacoplamento entre as malhas dos processos multivariáveis foram considerados.

Para um bom desempenho de controladores e desacoplamentos entre malhas interdependentes, é necessário que se tenha um conhecimento preciso do processo, assim neste capítulo descreve-se a modelagem dos processos estudados.

3.1 - Aplicação do Processo Multivariável de Ventilação e Aquecimento

O processo multivariável (MIMO) de ventilação e aquecimento cujo desenvolvimento faz parte dos trabalhos realizados nesta dissertação, está montado no laboratório do Núcleo de Engenharia Elétrica (NEEL) do Instituto Federal de Educação Tecnológica do Piauí (IFPI).

O processo é composto de duas malhas. Uma delas é de Ventilação, que tem um pequeno ventilador alimentado com uma tensão de 12 V, esta tensão é controlada por PWM através de um circuito composto de um transistor, que recebe a tensão modulada pela largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) na sua base, sendo que no seu coletor está instalado o Ventilador. Faz parte também desta malha um circuito detector de velocidade, composto por um diodo foto emissor e um transistor foto receptor, estes dois estão instalados entre as pás do ventilador, assim à medida que o ventilador roda, o detector “conta” a quantidade de pás que passa entre os dois, e disponibiliza este dado para um transistor. O PWM é gerado a partir micro-controlador da Microchip, PIC 16F877A. que emitirá o pulso na saída “RC0” (Figura 3.1) integrado à um sistema de hardware da empresa Mosaico.

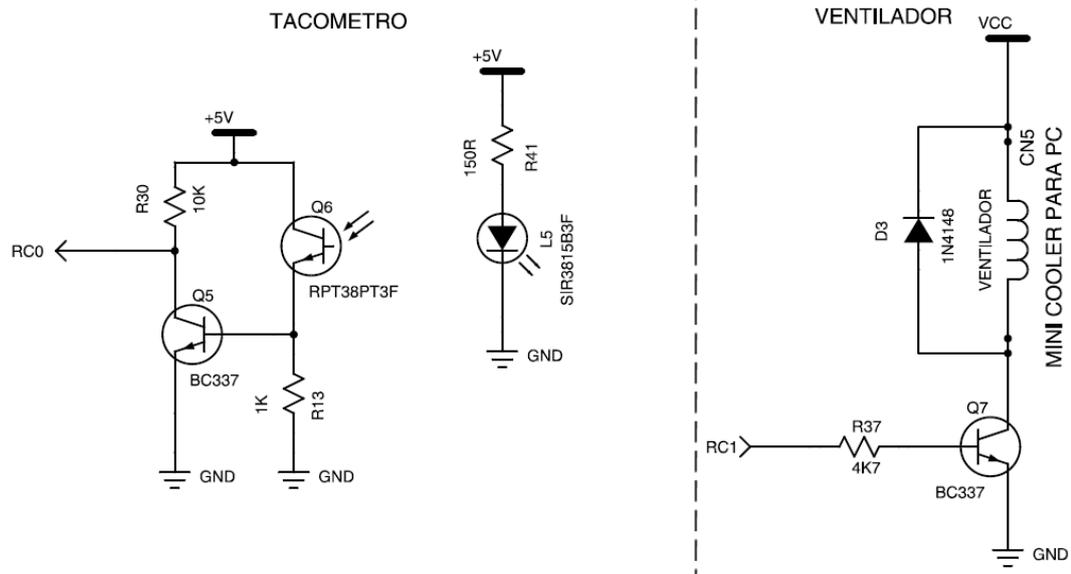


Figura 3.1: Esquema Malha de Ventilação

A segunda malha é composta de um circuito com um transistor e uma resistência elétrica para aquecimento cuja corrente é modulada através do sinal de PWM. O circuito sensor é composto por um diodo posicionado próximo à resistência elétrica. O sinal gerado pelo diodo é amplificado através de um conjunto de amplificadores operacionais que condicionam o sinal para os níveis coletados pelos conversores A/D do microcontrolador PIC. Este circuito está esquematizado na Figura 3.2.

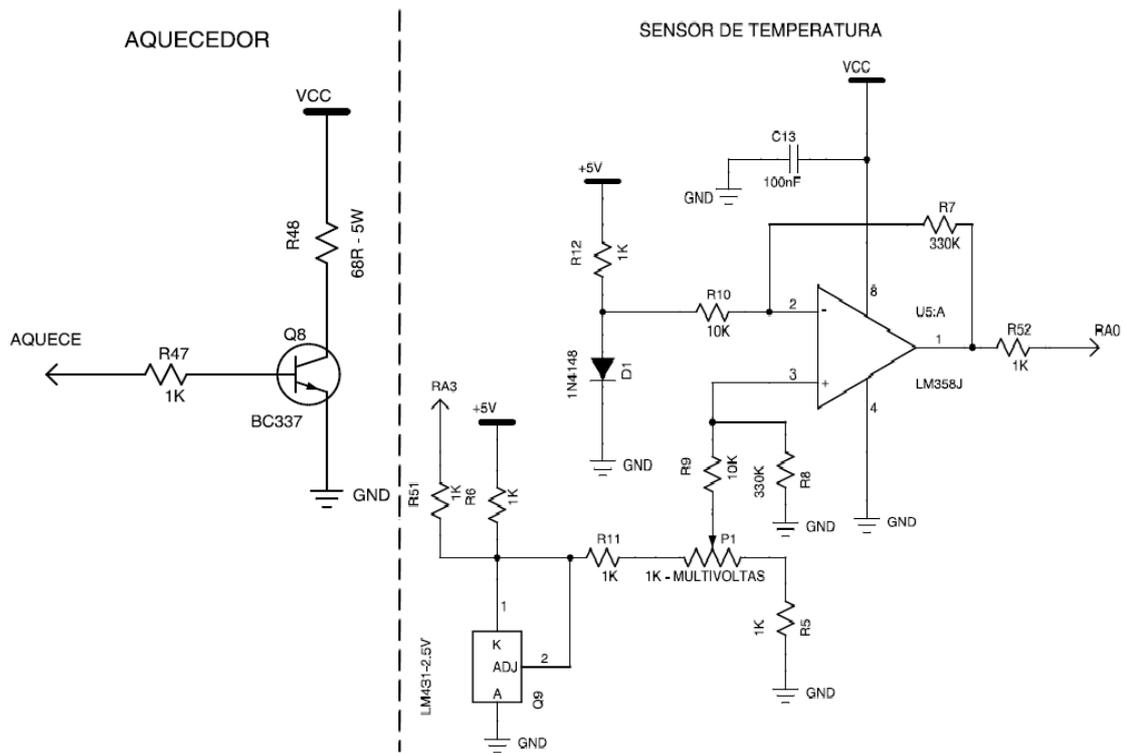


Figura 3.2: Esquema Malha de Aquecimento

A foto da placa está apresentada na Figura 3.3

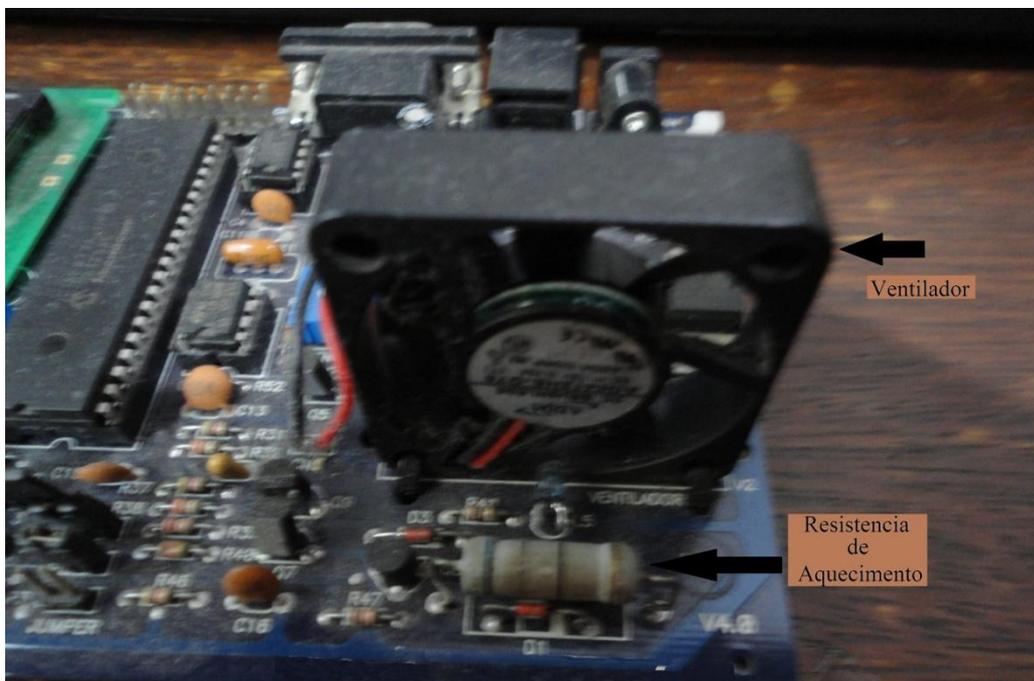


Figura 3.3: Foto da Placa Ventilador / Aquecimento.

O controle das malhas é feito pelo MatLab/Simulink, através da porta serial do microcomputador.

Os blocos “Real Time”, “Zera Saídas PWM” e “Aciona Ventilação”, são para definições do tempo de amostragem, desligar a Ventilação / Aquecimento e o acionamento da Ventilação, respectivamente. Degrau, Ganho e Saída correspondem nas respectivas malhas, entrada aplicada, normalização e saída medida. PWM e CAD (Conversor Analógico Digital), são blocos que acionam as entradas e fazem a medida na saída, respectivamente.

A interface de controle do sistema foi desenvolvida utilizando ferramentas programação .m do Matlab e Simulink. Para isto montou-se um diagrama de blocos no Simulink ilustrado na Figura 3.4,

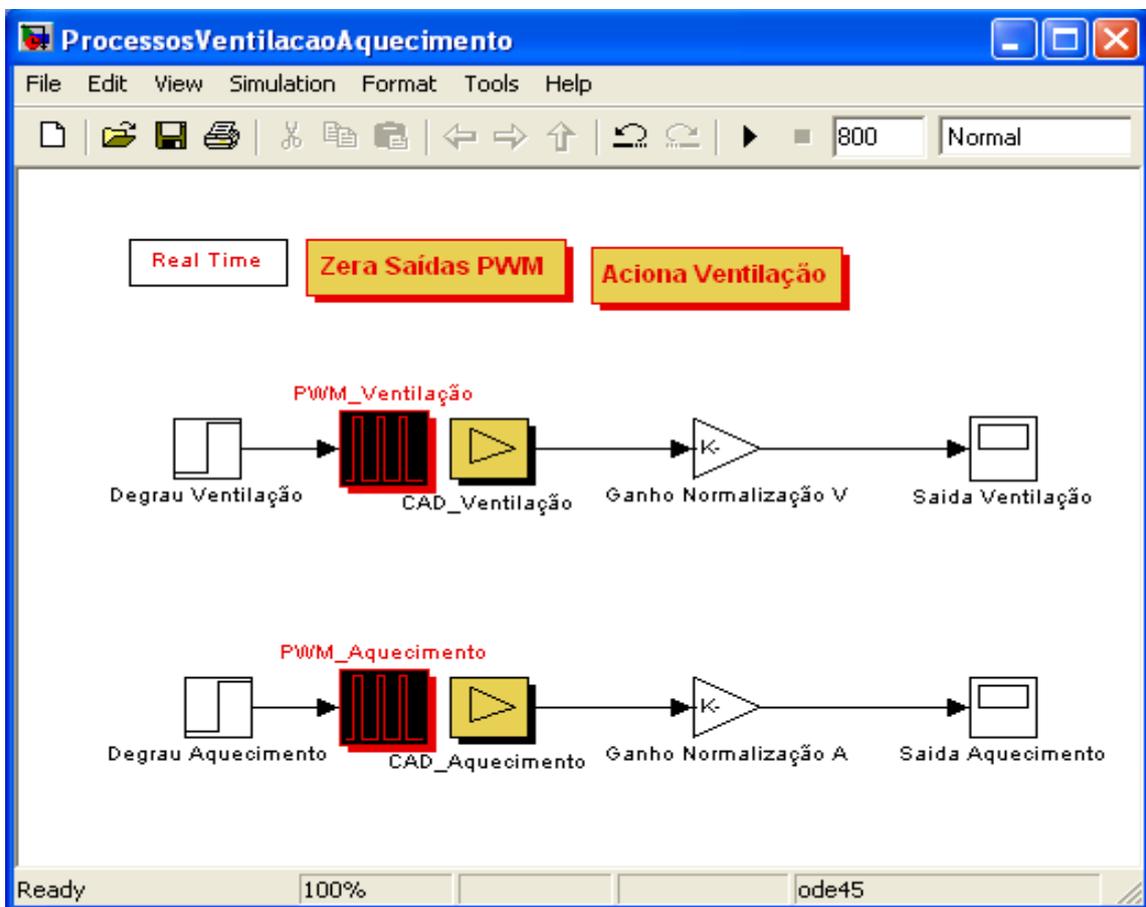


Figura 3.4: Diagrama no Simulink dos Processos

Nesta interface, os quatro blocos, dois de acionadores dos PWM das malhas e os dois de detectores da ventilação e do aquecimento são interligados entre a saída serial do computador e serial do micro-controlador PIC. Estabelecendo um link de comunicação Matlab - Hardware – Processo.

Para efeito de coleta de dados, a normalização apresentada no capítulo 2 foi empregada para entradas e saídas.

3.1.1 – Modelagem da Planta.

O levantamento inicial foi aplicado em malha aberta, o mesmo valor de entrada no Aquecimento e verificando o comportamento da saída para diferentes valores de entrada na Ventilação, para uma temperatura ambiente elevada de 30° , (Figura 3.5).

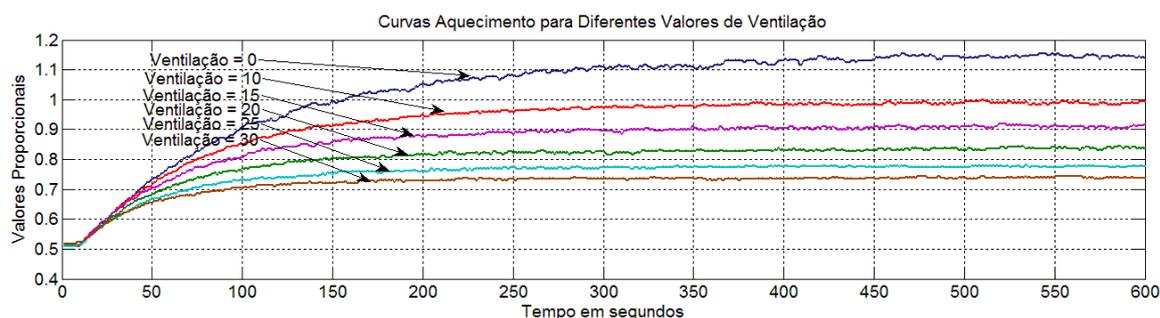


Figura 3.5: Entrada Aquecimento único para várias entradas Ventilação em ambiente com 30°

O mesmo levantamento foi realizado, com a temperatura ambiente bem mais baixa, de 23° . A Figura 3.6 apresenta o resultado destas medições.

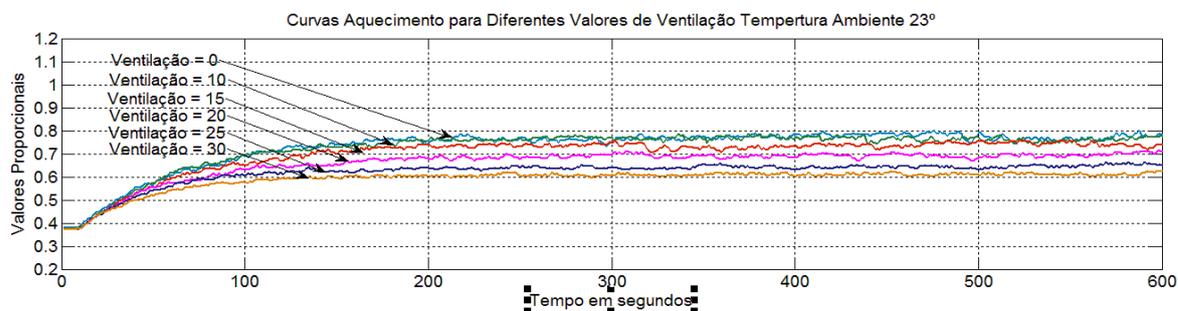


Figura 3.6: Entrada Aquecimento único para varias entradas Ventilação em ambiente com 23°

Observa-se que dependendo da temperatura ambiente e da malha de ventilação, a função de transferência da malha de Aquecimento muda de forma dinâmica, variando tanto o ganho quanto a constante de tempo, sendo que quando a temperatura ambiente diminui de 30° para 23° , a influência da ventilação também diminui, significativamente.

Utilizando o método Smith (Página 21), para identificação das funções de transferência de primeira ordem, considerou-se a temperatura ambiente constante de 30° .

As curvas da Figura 3.5 representam as funções de transferência, para cada fluxo diferente de ventilação, que podem ser descritas matematicamente por funções de primeira ordem. Assim na Figura 3.7 observa-se o esquema da malha para estas condições.

Pode-se concluir deste esquema que o processo de Temperatura e Aquecimento possui uma matriz de transferências triangulares e é dada por

$$\begin{bmatrix} T \\ V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{156.5}{0.85s+1} e^{-0.12s} & \frac{0.2850}{75s+1} e^{-1.71s} \\ 0 & \frac{1.2690}{105s+1} e^{-1.90s} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_T \\ u_V \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Sendo T a variável medida da temperatura, V a medida da velocidade do ventilador, u_T o sinal de modulação da tensão sobre a resistência de aquecimento e u_V o sinal de modulação da tensão de acionamento do ventilador.

Embora se tenha observado um acoplamento da influência da temperatura na velocidade de ventilação através da fonte de potência, este desacoplamento foi considerado desprezível dado a sua influência no sistema.

Para se projetar um desacoplamento das malhas, foi necessário considerar a dinâmica completa do processo, que foi representado nestas equações.

A Figura 3.7 representa o esquema estimado em forma de função de transferência. Assim usando a técnica de desacoplamento mostrada anteriormente no capítulo 2 têm-se uma função de transferência do desacoplamento conforme ilustrado.

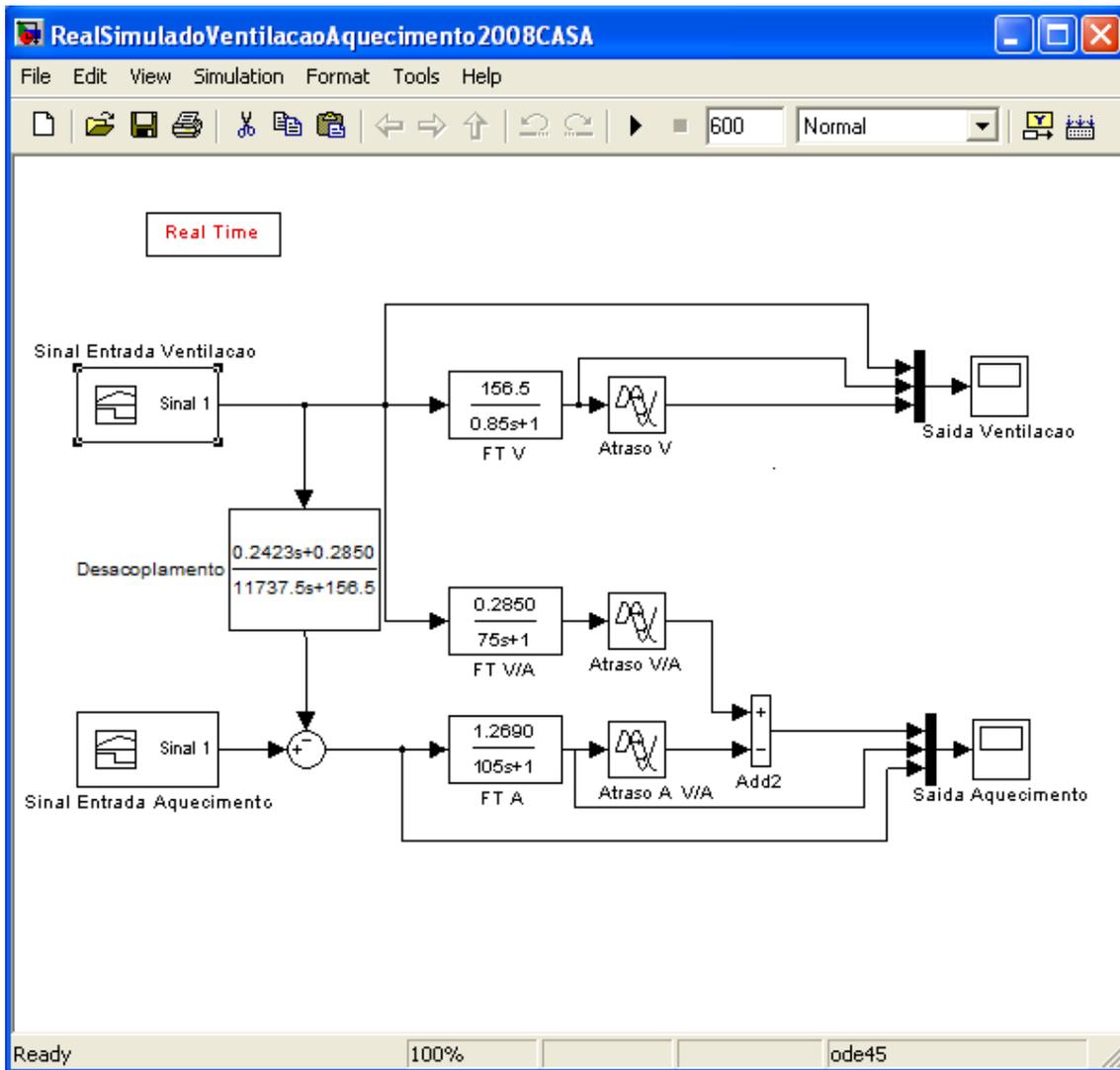


Figura 3.7: Diagrama com Função de Desacoplamento

3.1.2 – Aplicações Práticas no Sistema Ventilação Aquecimento

Com a interface da planta com o MatLab/Simulnk, foi possível fazer o levantamento da planta, através da resposta ao degrau, de cada malha, permitindo assim estimar os modelos de primeira ordem de cada uma. Nas figuras 3.8 e 3.9 apresentam-se as respostas ao Degrau em malha aberta.

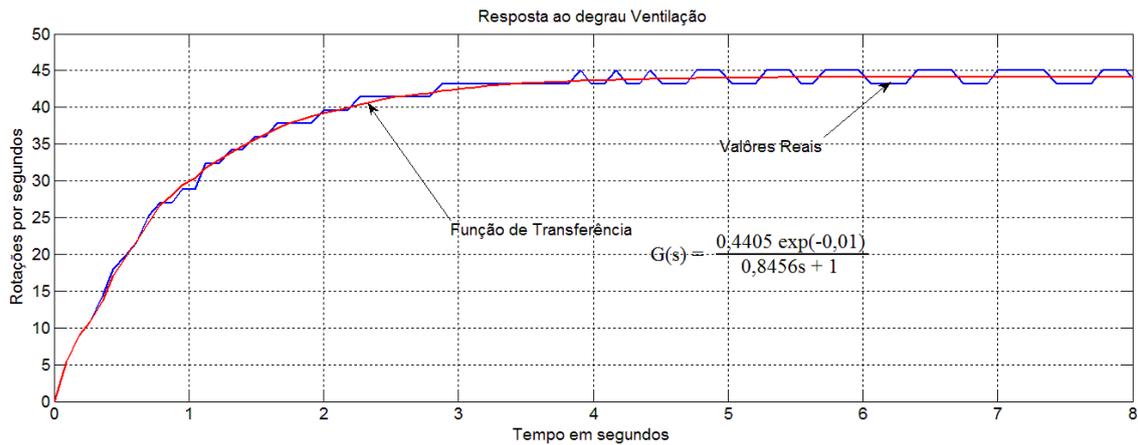


Figura 3.8: Resposta ao degrau da Ventilação em malha aberta real e estimada

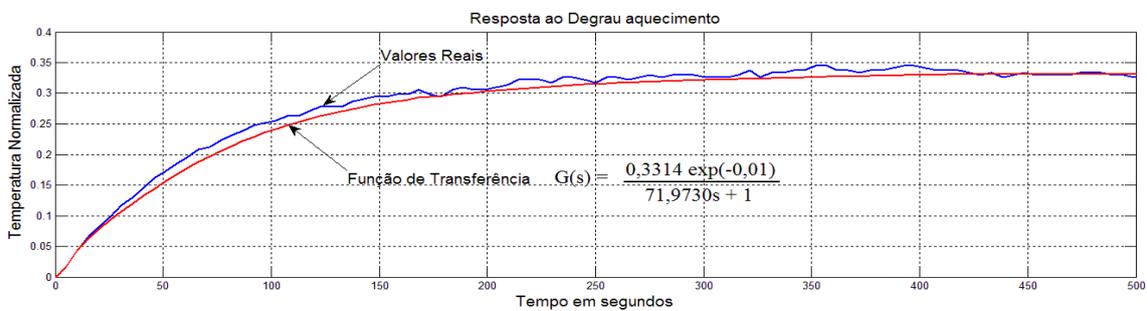


Figura 3.9: Resposta ao degrau do Aquecimento em malha aberta real e estimada

Uma das características importantes identificada a partir da resposta ao degrau, diz respeito à diferença da constante de tempo entre as duas malhas que compõem o processo, 0,8456 para a ventilação e 71,9730 para o aquecimento..

3.1.2.1 – Aplicação do controlador PID

Os parâmetros dos controladores foram calculados através do método Astron e Wittemark apresentado no capítulo 2, item 2.4.1.5. A Figura 3.10, apresenta o esquema no Simulink das malhas controladas.

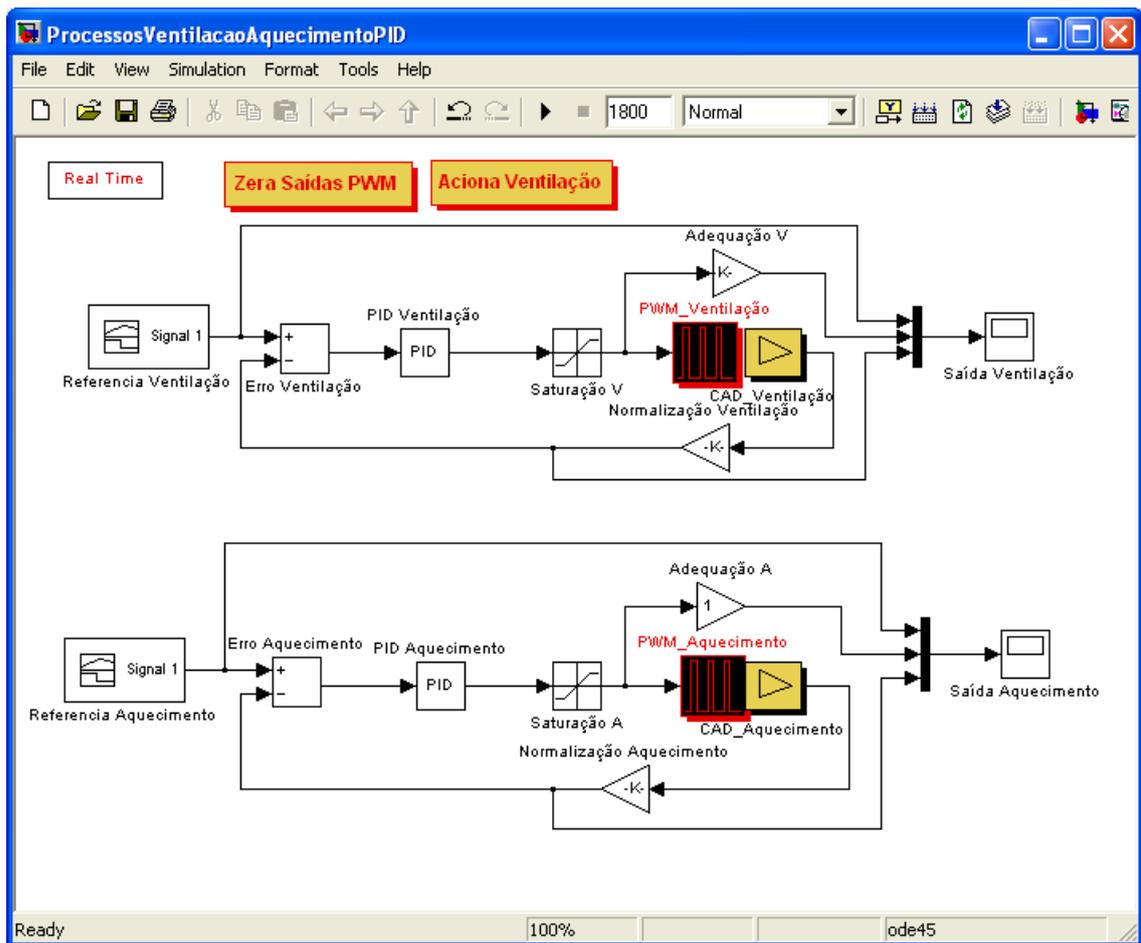


Figura 3.10: Esquema Simulink da planta Ventilação/Aquecimento com controlador PID.

Na Figura 3.11, verifica-se a atuação do controlador PID, que nesta malha de aquecimento sofre uma forte interferência da malha de ventilação. Os parâmetros do controlador são $K_p = 2,0031$, $K_i = 0,0537$ e $K_d = 0,9647$. A Figura 3.14 mostra a atuação do controlador PID, na malha da ventilação, e as suas variações dependendo dos níveis das referências utilizadas. Os parâmetros para este controlador PID da malha de ventilação são $K_p = 0,5707$, $K_i = 0,8609$ e $K_d = 0,0093$. Estes valores foram calculados considerando uma margem de ganho de 0.5 para uma margem de fase com ângulo de 60° , item 2.4.1.5. Sendo este o padrão utilizado em todas as aplicações do controlador PID nestas duas malhas.

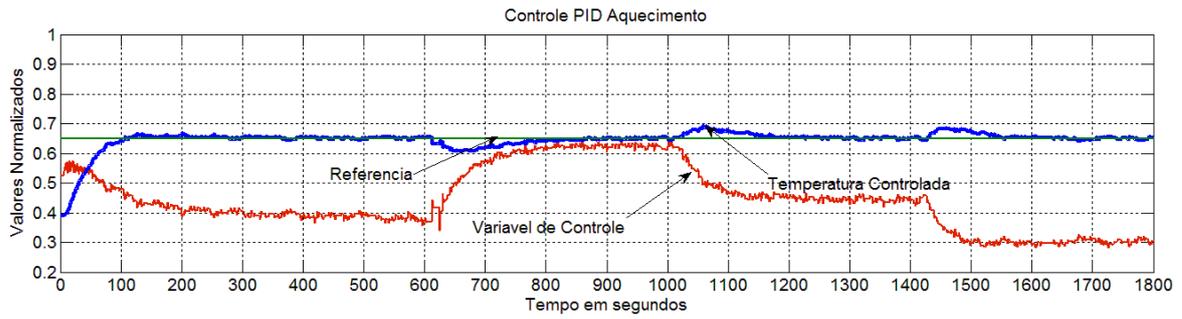


Figura 3.11: Gráfico do processo de Aquecimento com controlador PID.

As Figuras 3.12 e 3.13 apresentam o desempenho para o Aquecimento situação inicial e perturbações respectivamente quando usado o controlador PID. A Tabela 3.1 mostra os índices de desempenho para ambos os casos.

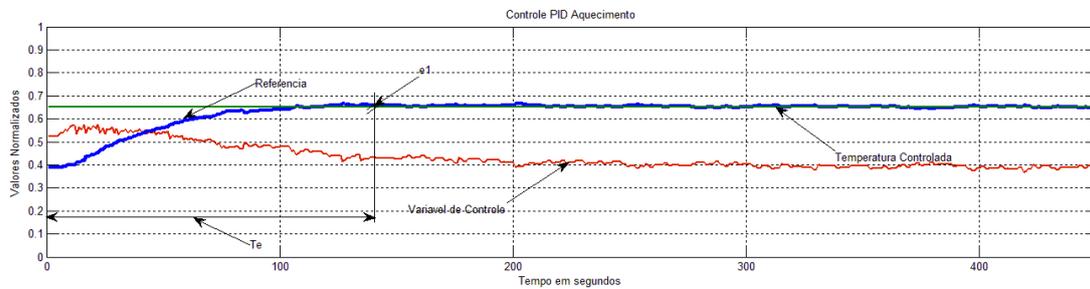


Figura 3.12 – Desempenho PID Malha Aquecimento Servo

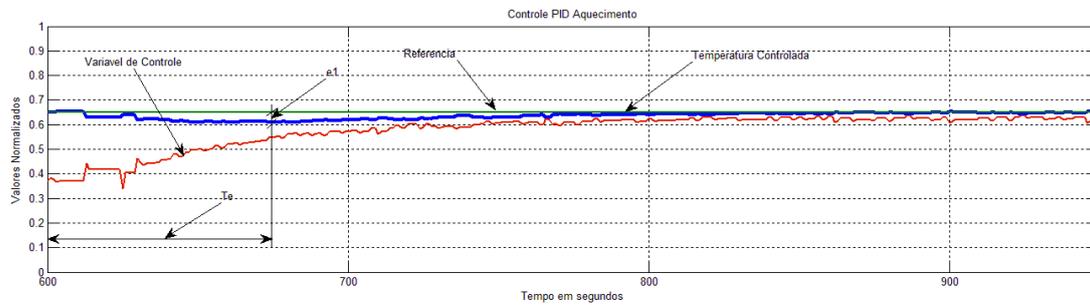


Figura 3.13 – Desempenho PID Malha Aquecimento Perturbações

<i>GPC</i>	e_1	e_2	e_3	M_p	M_ζ	T_e
<i>Servo</i>	0,0088	<i>Não detectado</i>	<i>Não detectado</i>	0,0088	<i>Não detectado</i>	140,0
<i>Perturbações</i>	0,0422	<i>Não detectado</i>	<i>Não detectado</i>	0,0422	<i>Não detectado</i>	75,0

Tabela 3.1 – Desempenho Aquecimento com controlador PID

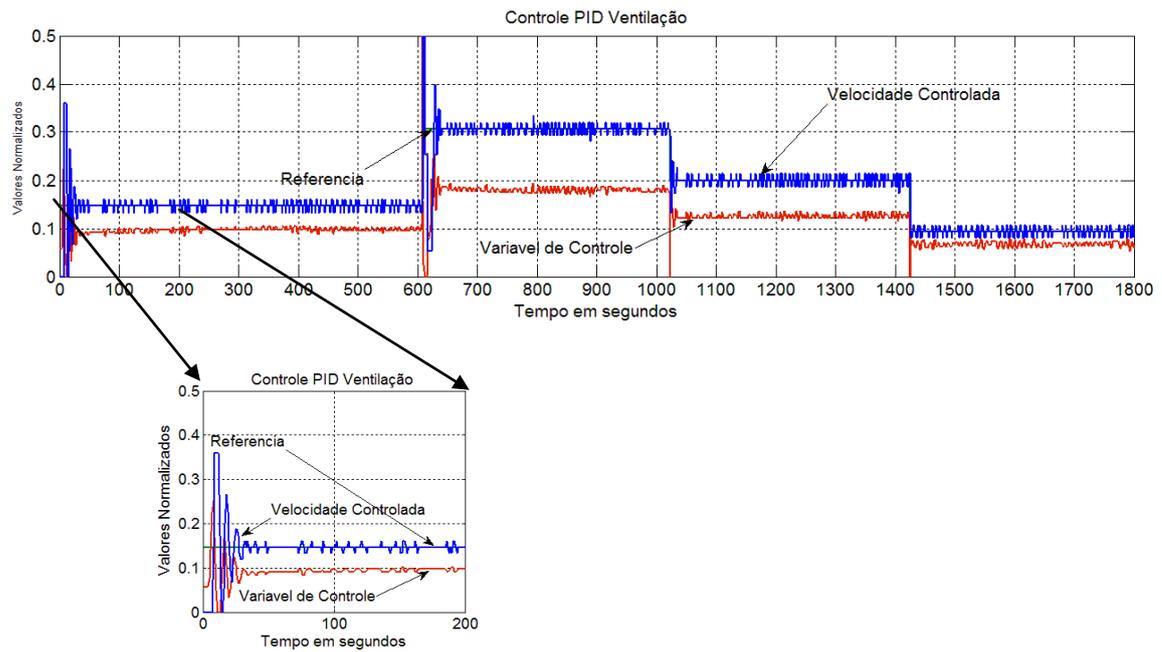


Figura 3.14: Gráfico do processo Ventilação com controlador PID.

Aplicando agora a técnica de desacoplamento, apresentada no capítulo 2, e ilustrado na Figura 3.15, obtém-se os resultados apresentados nas Figuras 3.16 (Aquecimento) e 3.17 (Ventilação).

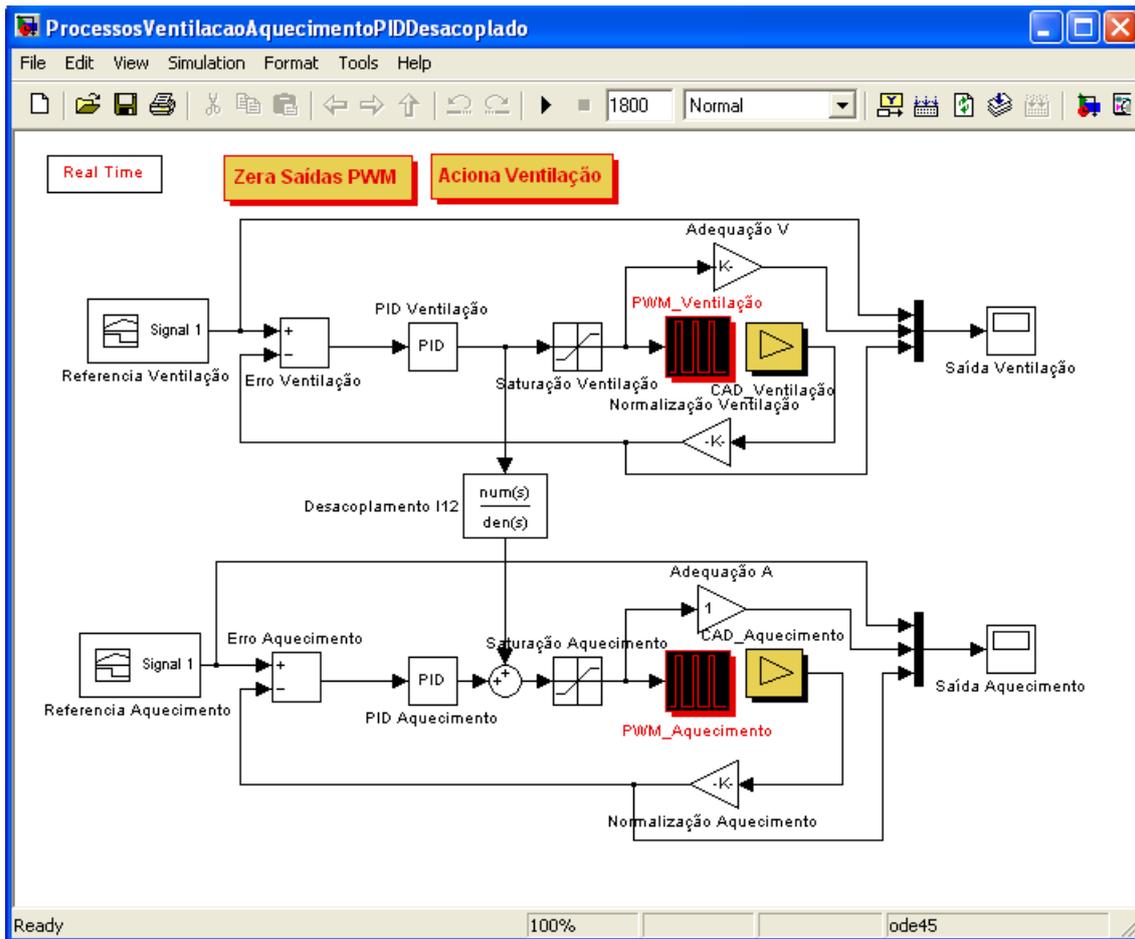


Figura 3.15: Esquema Simulink da planta Ventilação/Aquecimento Desacoplado com controlador PID.

A Figura 3.16 apresenta os dados da temperatura controlada e desacoplada, bem como a variável de controle.

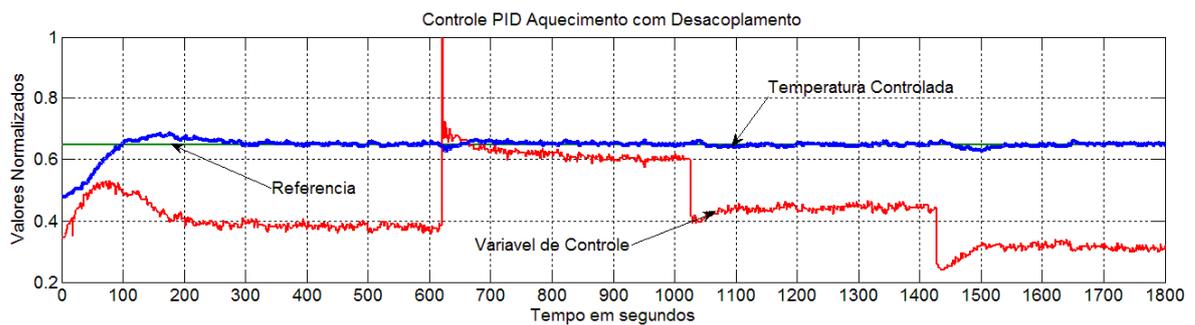


Figura 3.16: Gráfico da planta Aquecimento Desacoplado com controlador PID.

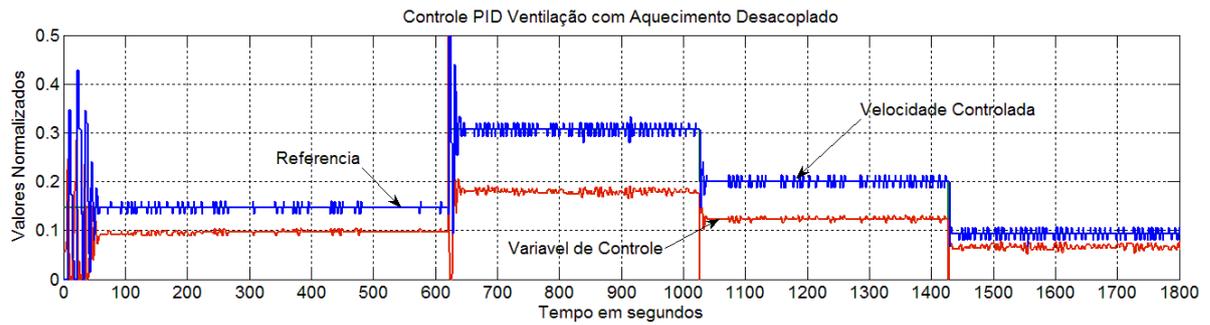


Figura 3.17: Gráfico da planta Ventilação com controlador PID e Aquecimento Desacoplado.

O desempenho com a técnica de desacoplamento, principalmente na situação de perturbação apresenta a característica de quase completa independência. Sendo seus valores não mensuráveis.

3.1.2.2 – Aplicação do controlador GPC

O controlador GPC, foi elaborado com o algoritmo apresentado no capítulo 2 (2.4.2.1), desenvolveu-se uma rotina no MatLab/Simulink, usando a técnica de modelagem baseado no modelo CARIMA de segunda ordem, abaixo na Figura 3.18 o modelo está representado na sua forma esquemática. Os blocos GPCventilação e GPCaquecimento, são blocos EmbededFunction do Simulink, onde está armazenado a rotina do controlador GPC e que, neste caso, substitui o controle PID, estudado no item anterior.

A técnica do controlador usa três entradas: a variável de controle, a referência e o sinal de saída da planta, entradas E1, E2 e E3 respectivamente. A saída é o acréscimo que será aplicado à variável de controle.

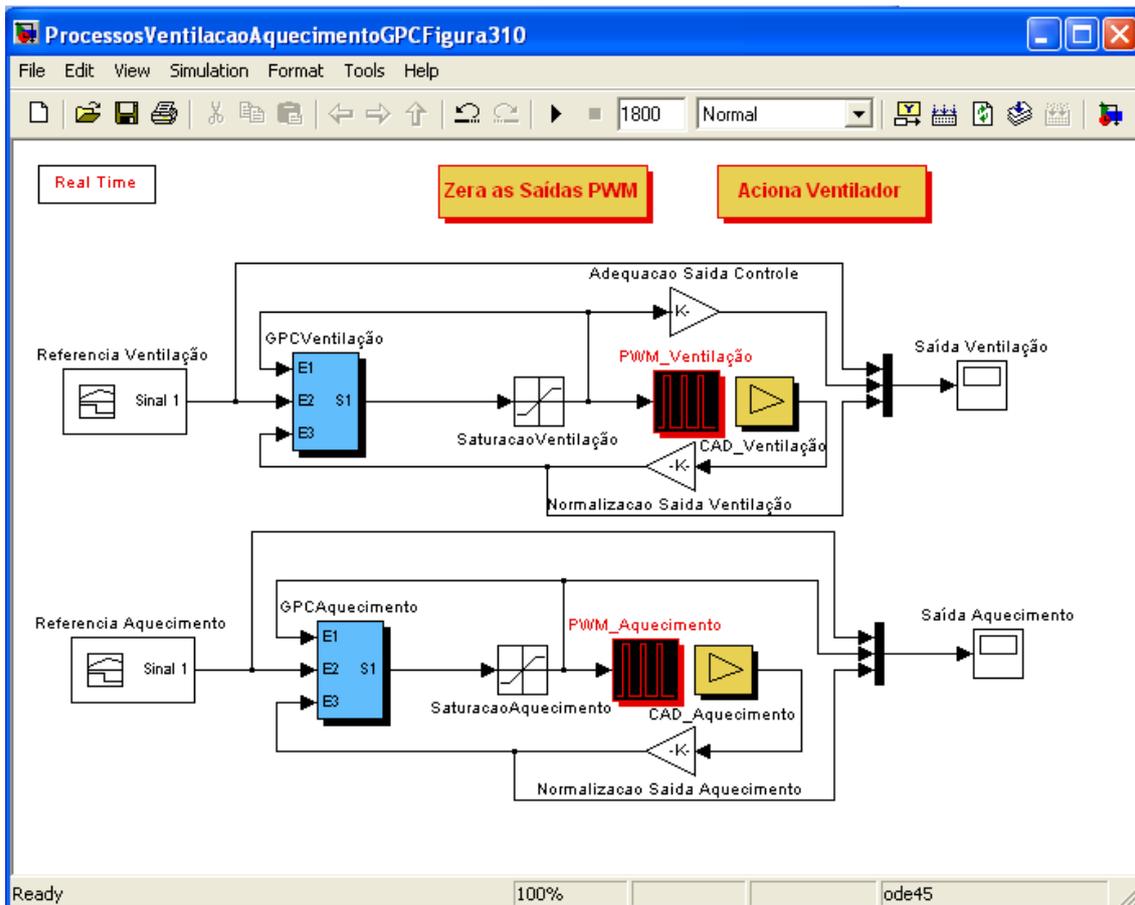


Figura 3.18: Esquema Simulink da planta Ventilação/Aquecimento com controlador GPC.

O controlador GPC da figura acima, está representado na Figura 3.19 abaixo, o bloco é composto de três entradas e uma saída, a entrada 1 é o valor da variável de controle, a 2 a referência e a 3 a variável controlada, observa-se que o bloco Simulink trabalha também com os valores passados da entrada e da saída. Estes valores são operados através de uma função chamada Embed do Simulink que contém em forma de programa o algoritmo do GPC.

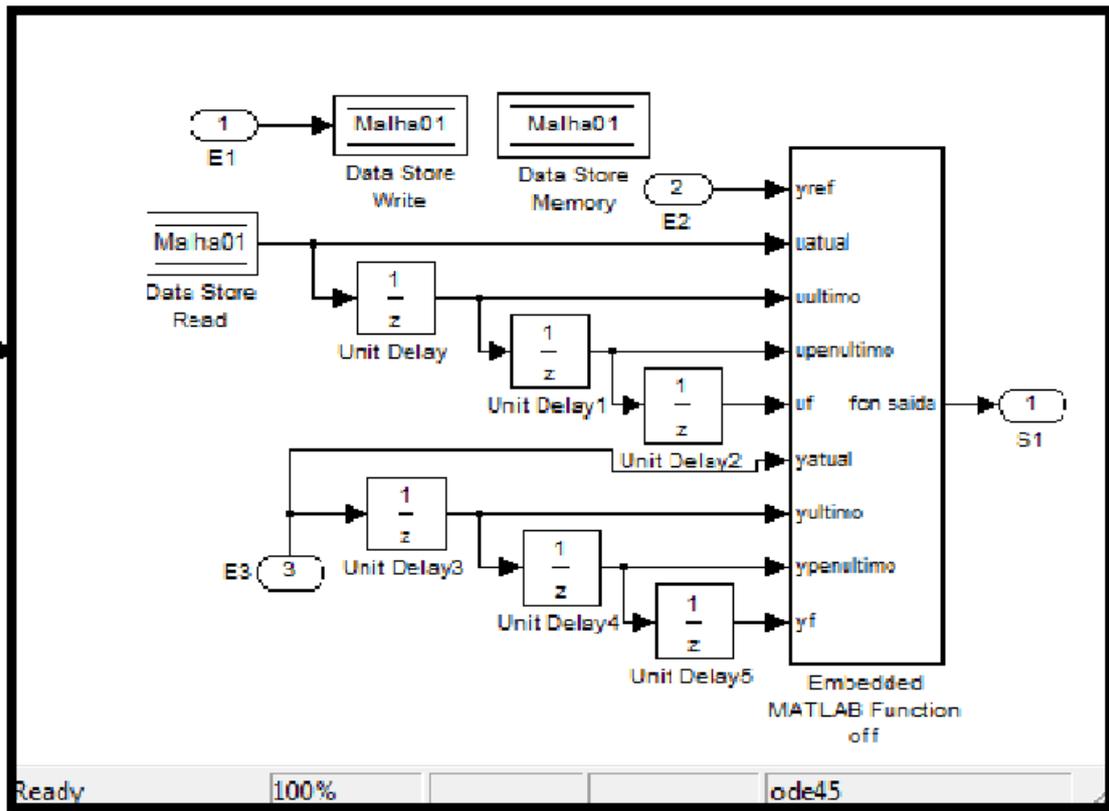


Figura 3.19: Esquema do bloco GPC

A Figura 3.20, apresenta o gráfico da planta aquecimento, respectivamente a saída controlada e a variável de controle.

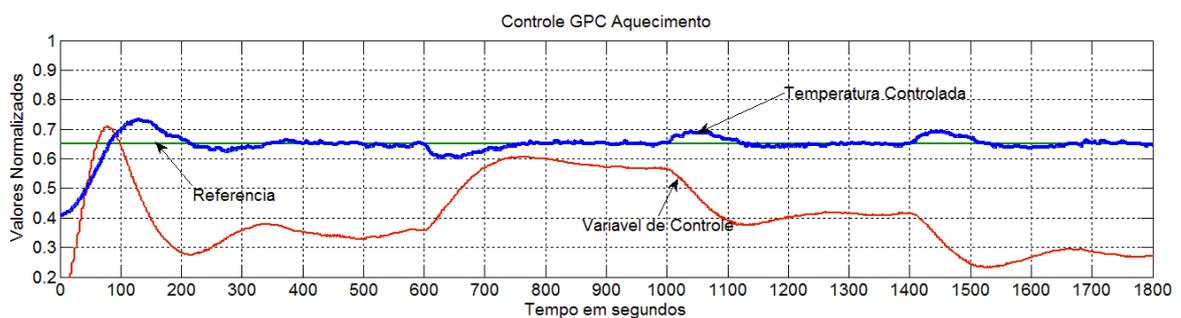


Figura 3.20: Gráfico da planta Aquecimento com controlador GPC.

As figuras 3.21 e 3.22 apresentam o desempenho para o Aquecimento situação inicial e perturbações quando usado o controlador GPC.

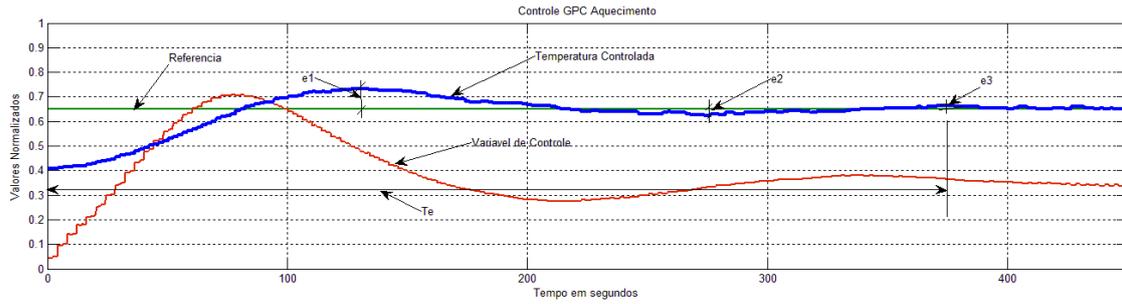


Figura 3.21– Desempenho GPC Malha Aquecimento Servo

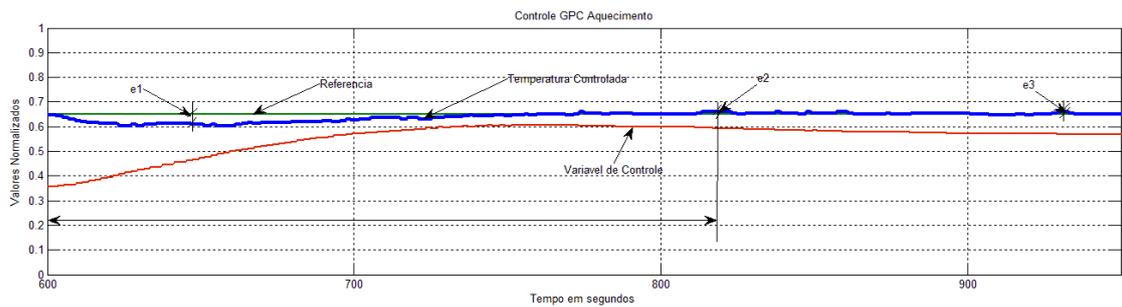


Figura 3.22 – Desempenho GPC Malha Aquecimento Perturbações

GPC	e_1	e_2	e_3	M_p	M_ζ	T_e
Servo	0,0833	0,0265	0,0128	0,0833	0,3579	374,5
Perturbações	0,0422	0,0088	0,0008	0,0422	0,1882	219,0

Tabela 3.2 – Desempenho Aquecimento com controlador GPC

A Figura 3.23, apresenta o gráfico da planta ventilação com a saída controlada pelo controlador GPC e a variável de controle.

Nos respectivos tempos da variação do fluxo da ventilação, nota-se a mudança na variável de controle da temperatura, bem como as perturbações na sua temperatura controlada.

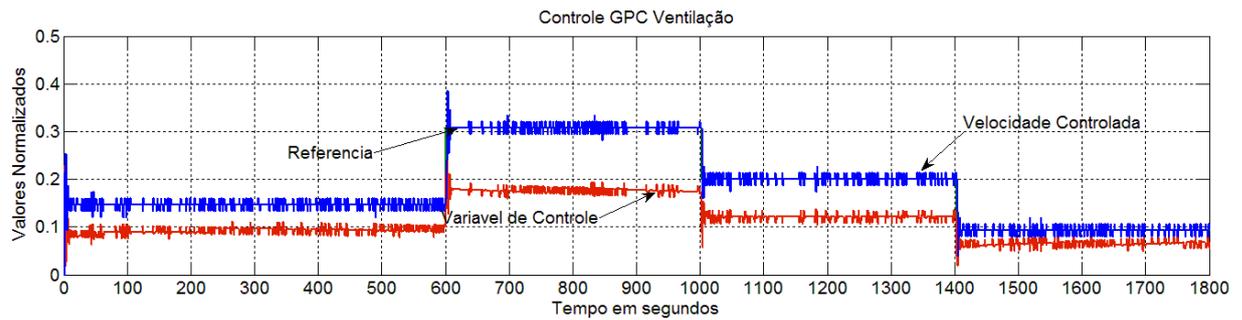


Figura 3.23: Gráfico da planta Ventilação com controlador GPC.

O mesmo desacoplamento aplicado na seção anterior no controlador PID, foi também aplicado no controlador GPC, de acordo com o esquema apresentado na Figura 3.24. Nota-se que neste esquema, a função de desacoplamento é retirada na entrada da variável de controle, para que não interfira no cálculo do controlador e na saída é então inserida, para que seja levada em consideração nesta mesma variável de controle.

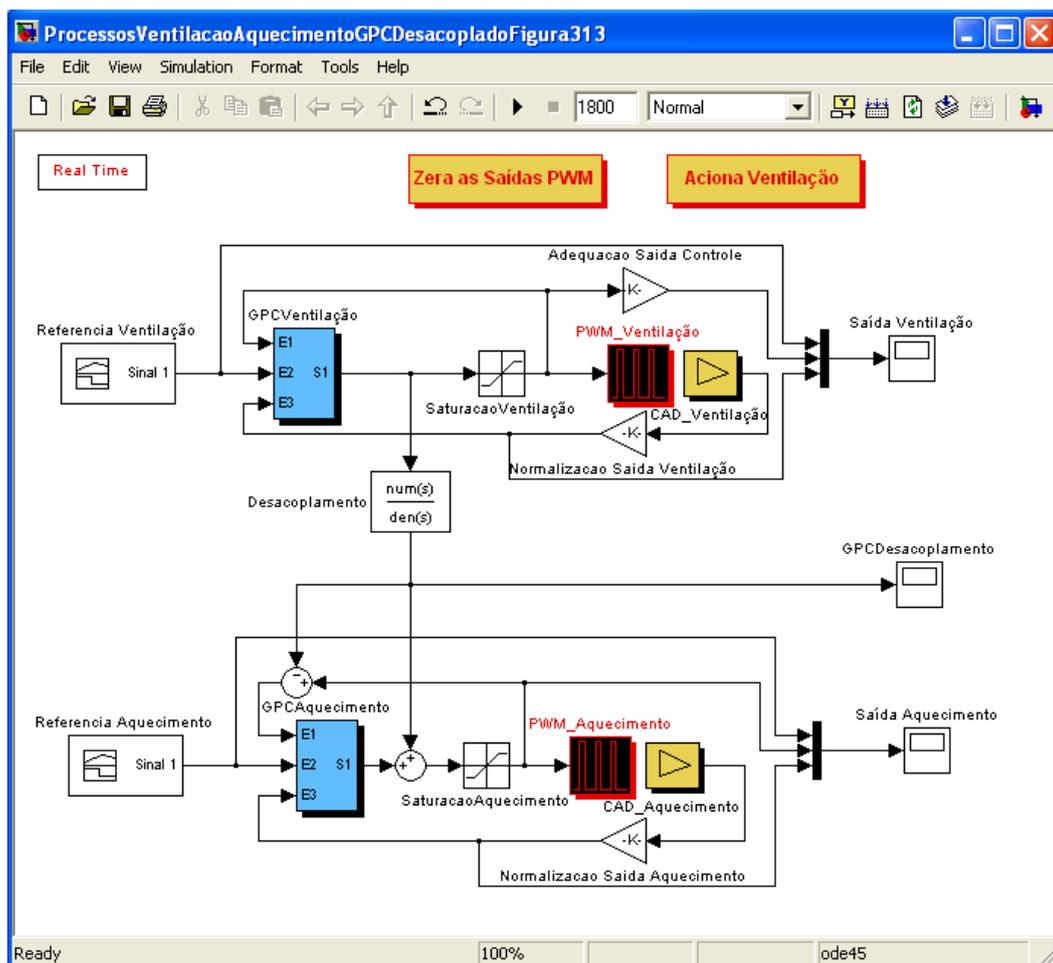


Figura 3.24: Esquema Simulink da planta Ventilação/Aquecimento Desacoplado com controlador GPC.

A Figura 3.25 apresenta o resultado da temperatura controlada com o desacoplamento atuando, nota-se que apesar da variação do fluxo de ventilação, conforme apresentado na Figura 3.26, nos tempos respectivos, a variável de controle da temperatura corrige esta interferência.

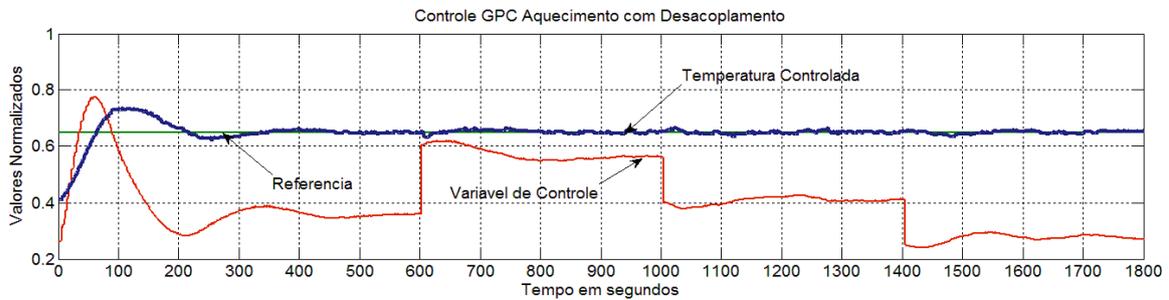


Figura 3.25: Gráfico da planta Aquecimento Desacoplado e controlado com GPC.

O desempenho com a técnica de desacoplamento do controlador GPC, de forma semelhante ao controlador PID apresenta principalmente na situação de perturbação a característica de quase completa independência. Sendo seus valores não mensuráveis.

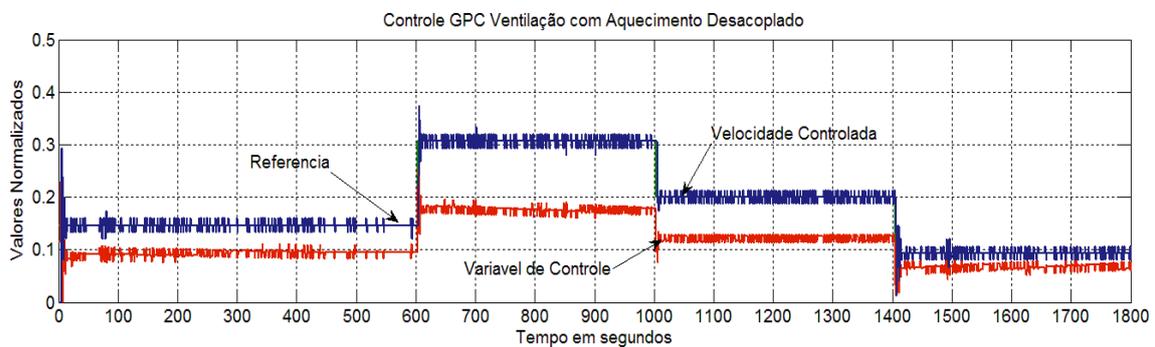


Figura 3.26: Gráfico da planta Ventilação com controlador GPC e Aquecimento Desacoplado.

3.2 - Aplicação ao Processo Multivariável de Tanques duplos Acoplados

A planta foi montada no IFPI especialmente com o intuito de realizar o presente trabalho, este projeto originalmente estudado na UFC, foi feito no Instituto de forma similar. A planta é composta por dois tanques em forma de cilindros, o primeiro, totalmente cilíndrico, e o segundo com uma parte final superior em forma de

cone, para estudos com sistemas não lineares. Os tanques estão interligados como vasos comunicantes, o que proporciona à malha uma característica de interligação.

Existe também outro tanque colocado na parte inferior dos dois primeiros, que por sua posição terá toda a água das malhas, quando o sistema estiver em repouso.

Este terceiro tanque recebe a água dos dois primeiros, através de duas válvulas localizadas nas partes inferiores dos dois cilindros, e contém também duas bombas de 12 V, que são capazes de bombear a água para os cilindros na parte superior.

A parte de controle das malhas é feita por dois sistemas um em cada cilindro que através de transistores de potência controla por PWM. a vazão das duas bombas. Para controle de nível é utilizado dois medidores de pressão, conectados a dois pequenos tubos colocados desde a parte inferior de cada tanque. Um dispositivo elétrico, transforma a pressão do conteúdo da água em uma tensão linearmente proporcional ao nível da água.

Estas quatro partes, os dois PWMs de cada tanque e os dois sensores de nível de cada tanque, estão conectados a um micro-controlador do Microchip PIC 16F877A.

Um programa na linguagem C foi desenvolvido para o micro-controlador. Este programa além dos controles de PWM, também está preparado para receber analogicamente os valores de nível dos tanques.

A interface serial do micro-controlador está interligada a um microcomputador, que com o software Matlab/Simulink desempenha o papel de controle das malhas.

A Figura 3.27 apresenta a foto geral da planta e o esquema dos tanques duplos.

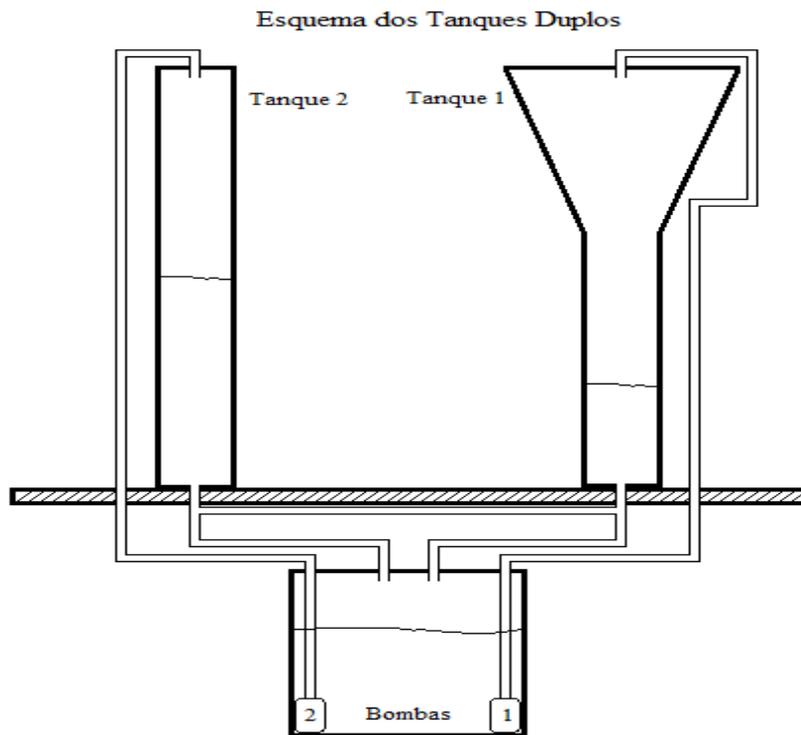


Figura 3.27a Esquema dos Tanques.

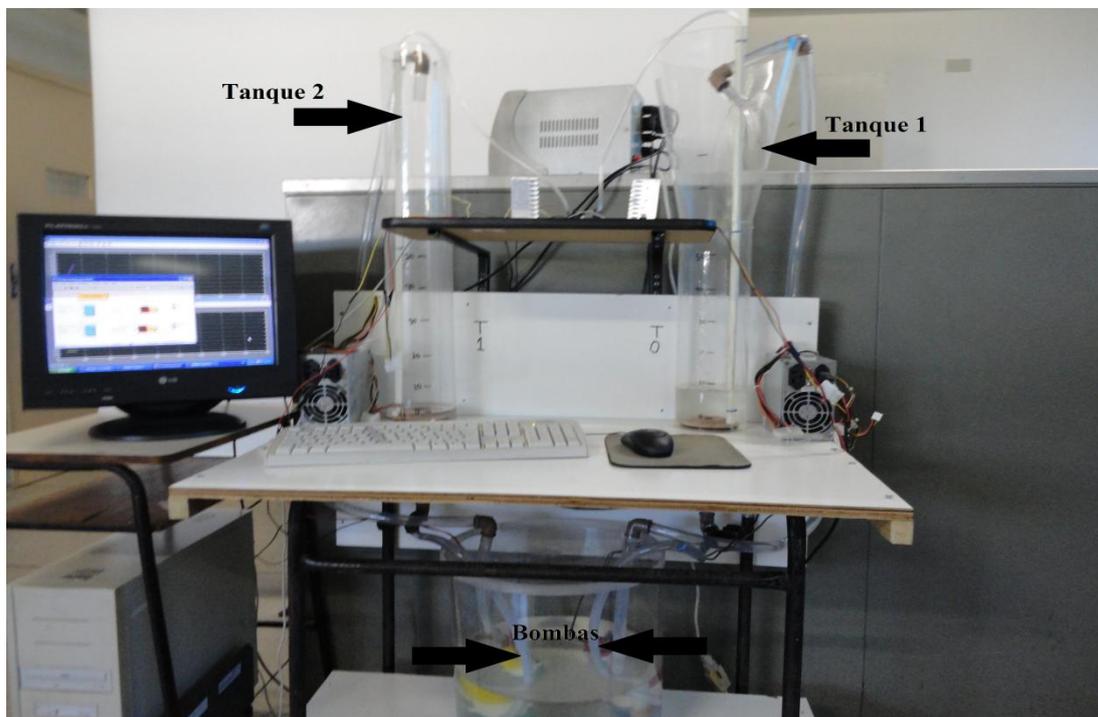


Figura 3.27b Fotografia dos Tanques.

Figura 3.27: Esquema e Fotografia do Sistema de Tanques duplo Acoplados.

Para efeito de coleta de dados, foi feita uma normalização dos valores tanto de entrada como de saída.

3.2.1 - Modelagem da Planta Tanques com Vasos Comunicantes

O levantamento inicial foi aplicado em malha aberta, um valor de entrada em um dos tanques e no outro um valor de zero com a válvula de comunicação fechada.

Em seguida, abrindo a válvula de comunicação com um valor de 75% do máximo possível (este nível de abertura proporciona uma situação considerada boa para as vazões serem controladas). Verificou-se o comportamento dos dois tanques, aplicando sempre o nível de água mais alto para um em relação ao outro.

Os resultados estão apresentados nas Figuras 3.28 e 3.29 abaixo.

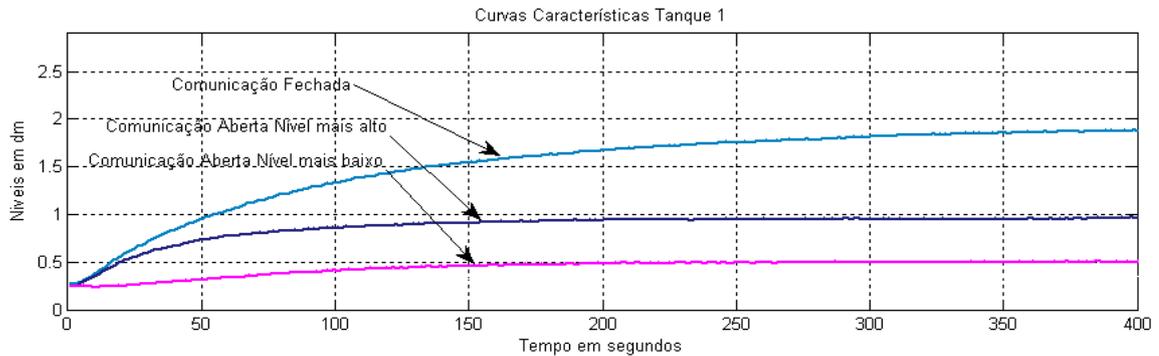


Figura 3.28: Valores em Malha Aberta para Comunicação fechada e Aberta Tanque 1

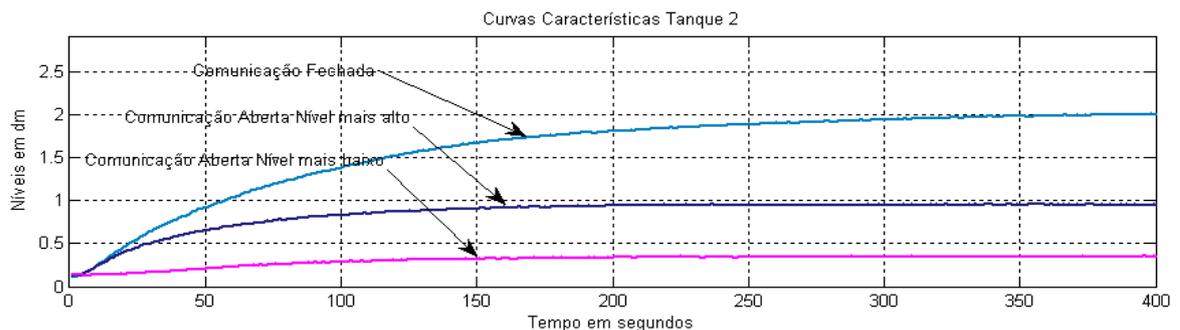


Figura 3.29: Valores em Malha Aberta para Comunicação fechada e Aberta Tanque 2

As características dos dois tanques, nas regiões inferiores têm um comportamento muito semelhante, desde que estejam trabalhando nas mesmas condições.

O comportamento de um tanque quando está com o nível mais alto que o outro é diferente de quando ele está com um nível mais baixo. O comportamento de um tanque quando está com um nível mais baixo se assemelha ao comportamento de quando a válvula de comunicação está fechada. Isto pode ser explicado devido ao fluxo da água estar sempre no sentido do tanque mais alto para o mais baixo e nunca no sentido inverso, quando a válvula de comunicação se encontra aberta.

O estudo em malha aberta foi realizado inicialmente, com o tanque 2 (não linear), com entrada sempre em zero, variando-se a entrada do tanque 1 (linear), com valores de 0,3 a 0,6 com intervalos de 0,1, Figura 3.30.

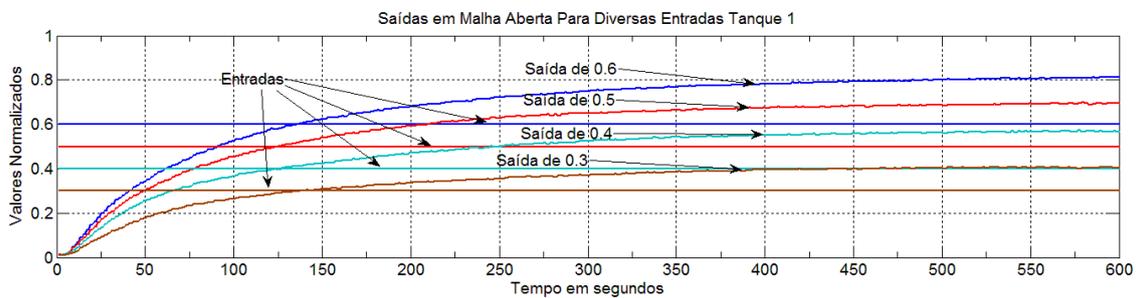


Figura 3.30: Entrada do Tanque 2 fechada para várias entradas do Tanque 1.

Invertendo-se a ordem dos tanques, ou seja, inicialmente com a entrada do tanque 1, em zero e variando-se a entrada do tanque 2 obtiveram-se as curvas da Figura 3.31.

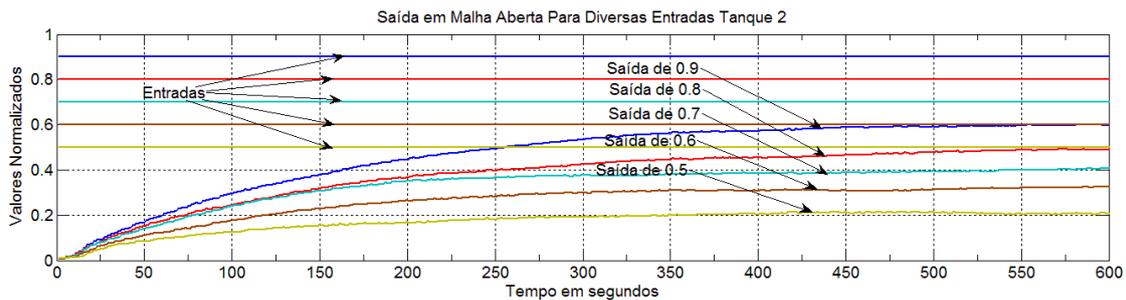


Figura 3.31: Entrada do Tanque 1 fechada para várias entradas do Tanque 2.

Abrindo-se a válvula dos vasos comunicantes em um valor de 70% do máximo possível, realizou-se os testes variando-se as entradas de um, mantendo o outro inerte, para os dois casos Figuras 3.32 e 3.33.

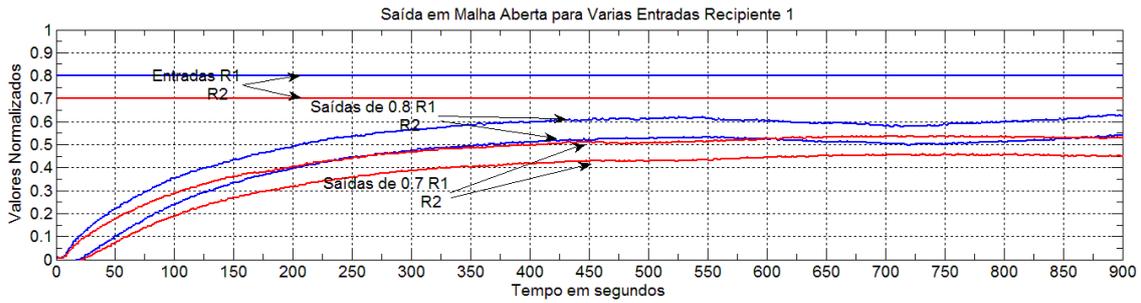


Figura 3.32: Resposta em Malha Aberta com Bomba Tanque 1 Ativada e 2 Inerte com a válvula aberta.

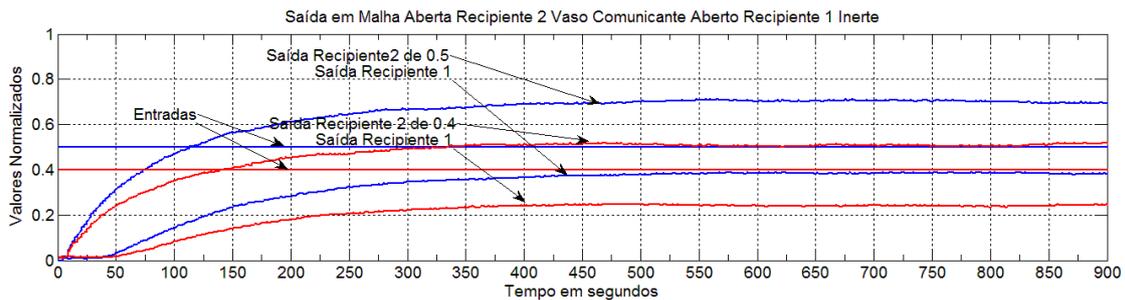


Figura 3.33: Resposta em Malha Aberta Bomba Tanque 2 Ativada e 1 Inerte com a válvula aberta.

Os atrasos de transporte verificados nas duas curvas inferiores das figuras 3.32 e 3.33 são características das malhas, pois estes dois pares de curvas são especificamente as respostas do Tanque cuja bomba naquele momento estava desativada, e estas respostas são devido ao processo de acompanhamento destes tanques graças ao vaso comunicante entre eles, da vazão do tanque vizinho.

Os resultados para as funções de transferências obtidas, usando o método Smith, capítulo 2, (2.3.1.3) estão apresentados no esquema Simulink na Figura 3.34.

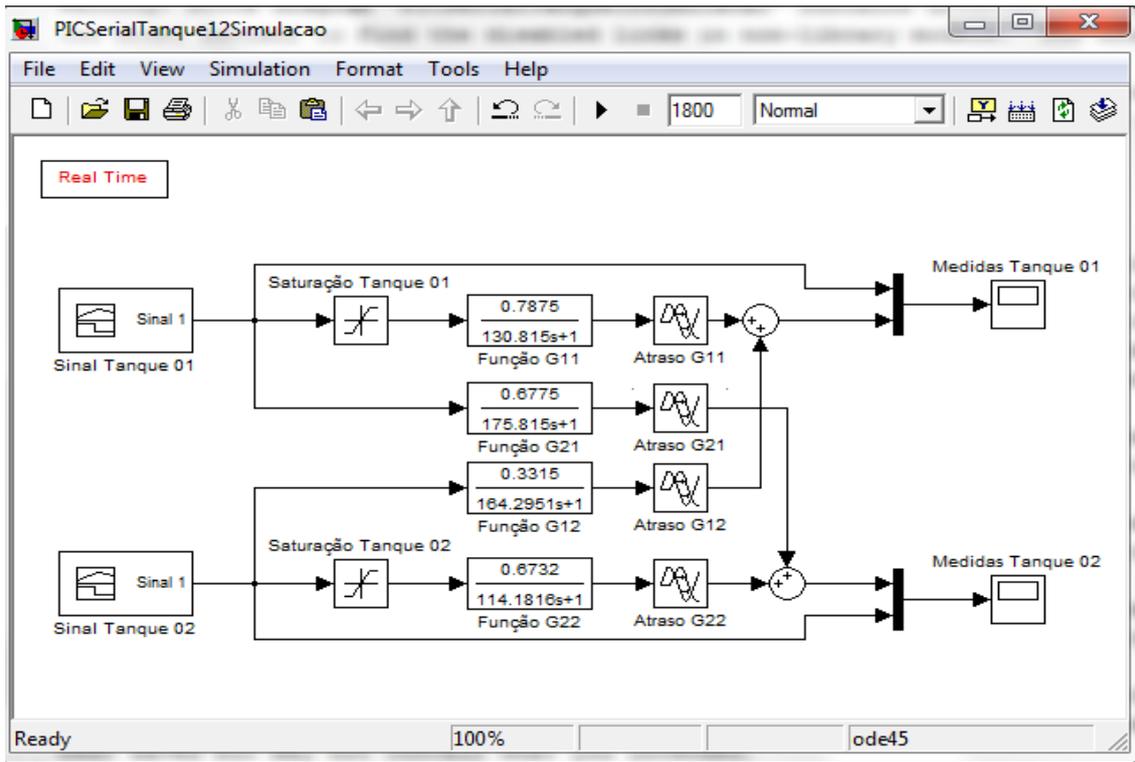


Figura 3.34: Esquema das funções de transferências dos Tanques.

A Figura 3.35 abaixo mostra interface com o Matlab/Simulink, que proporciona a possibilidade de se fazer o levantamento dos processos apresentados dos tanques 1 e 2.

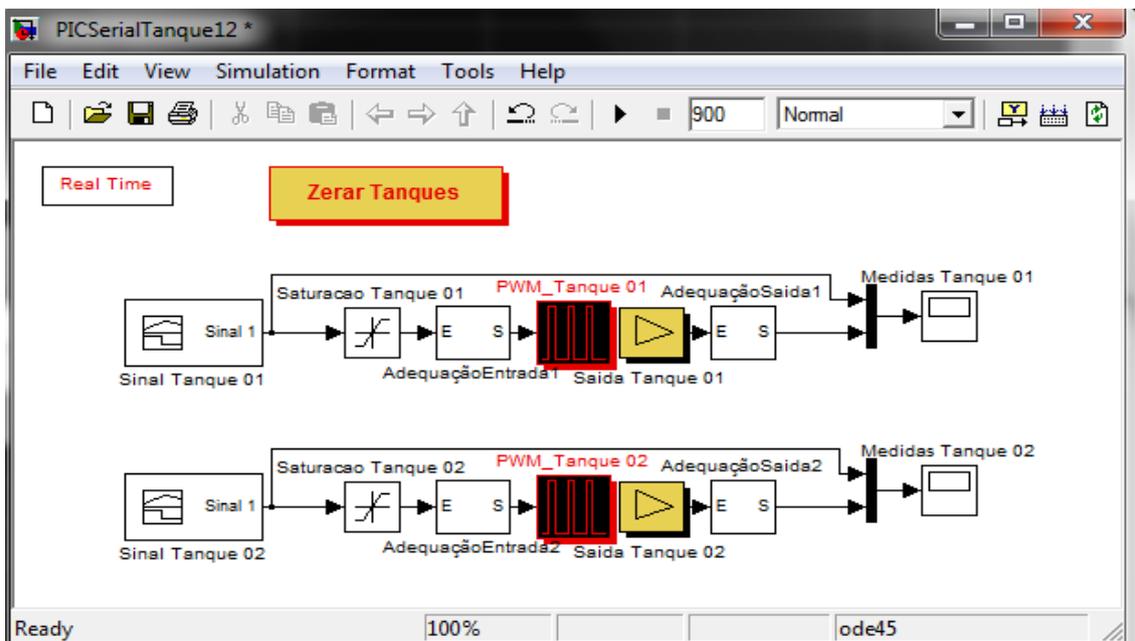


Figura 3.35: Esquema dos processo dos Tanques

3.2.2 – Aplicações Práticas no Sistema de Tanques Duplos Acoplados

3.2.2.1 – Aplicação do controlador PID

Usando o método Astron-Hagglund (1984) calculou-se os parâmetros dos controladores PIDs, ($Kc1= 0.6134$, $Ti1 = 10.2345$, $Td1 = 2.7567$ e $Kc2= 0.5194$, $Ti2 = 12.6732$, $Td2 = 2.5965$). A Figura 3.36 apresenta o esquema dos processos controlado por controlador PID.

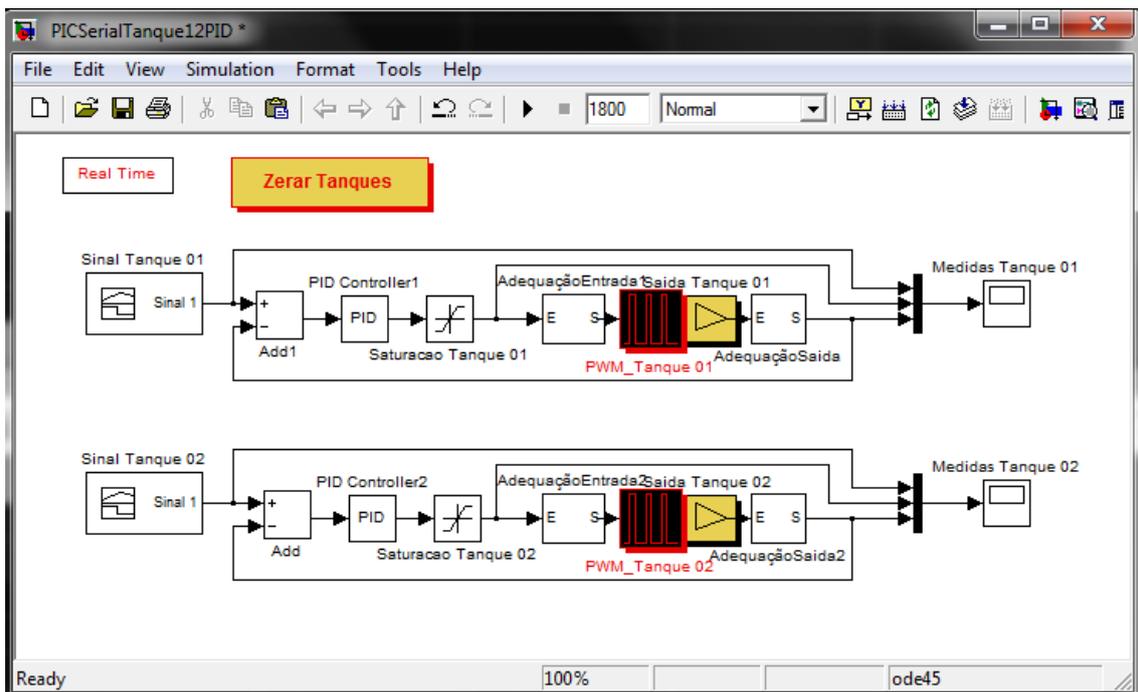


Figura 3.36: Esquema com Controladores PID

A Figura 3.37 apresenta o gráfico do tanque 1 com o controlador PID atuando.

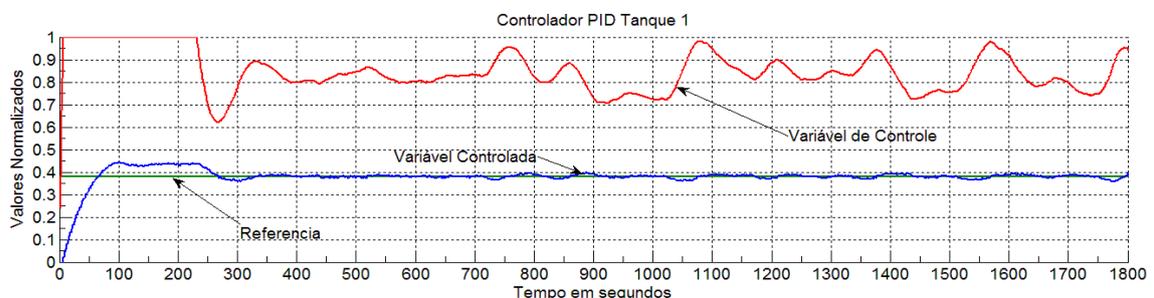


Figura 3.37: Gráfico das respostas do Tanque 1 com controlador PID

A Figura 3.38 apresenta o gráfico do tanque 2 com o controlador PID atuando.

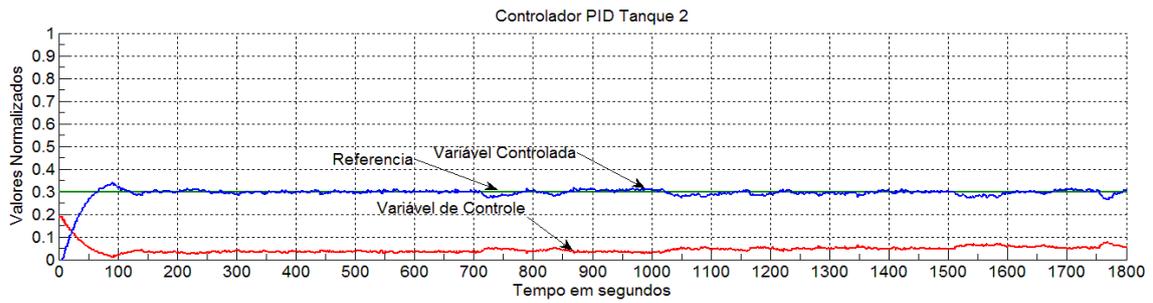


Figura 3.38: Gráfico das respostas do Tanque 2 com controlador PID

Para aplicação do mecanismo de anti windup, desenvolveu-se uma estrutura no Simulink, com alteração do controlador PID tradicional, conforme Figura 3.39.

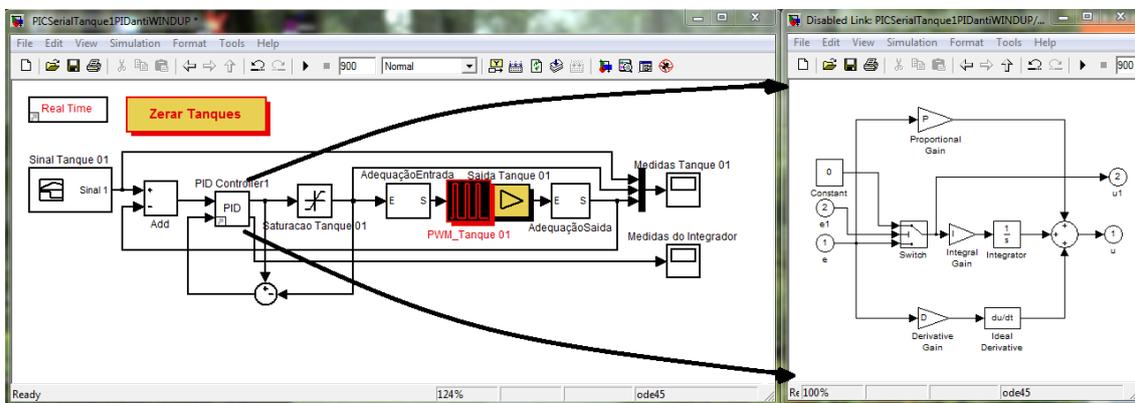


Figura 3.39: Esquema do detalhe PID com anti-wind up

No esquema apresentado na Figura 3.39, o controlador PID foi alterado para a sua parte integradora ser chaveada quando a diferença entre a entrada e a saída da saturação não for zero, desta forma, quando houver saturação a chave é comutada para que a constante zero passe a ser o fator de erro para o integrador.

Aplicou-se um novo teste inicialmente sem anti-wind up, e o resultado está apresentado nas figuras 3.40.

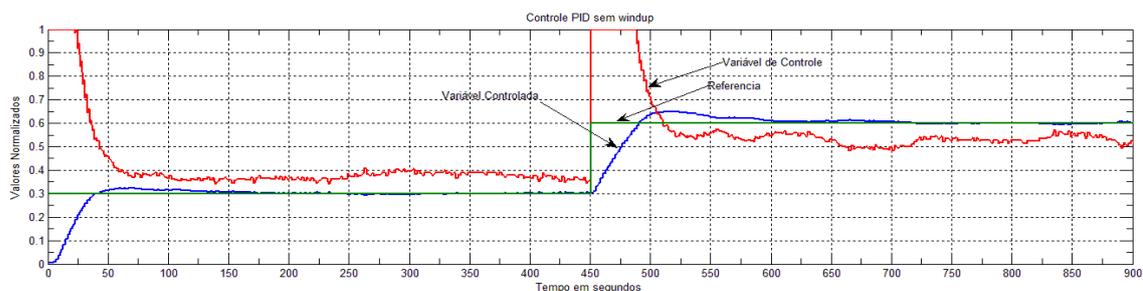


Figura 3.40: Resposta do Tanque 1 sem anti wind up

As figuras 3.41 e 3.42 apresentam o desempenho para o Tanque2 situação inicial e perturbações quando usado o controlador PID sem anti-wind up.

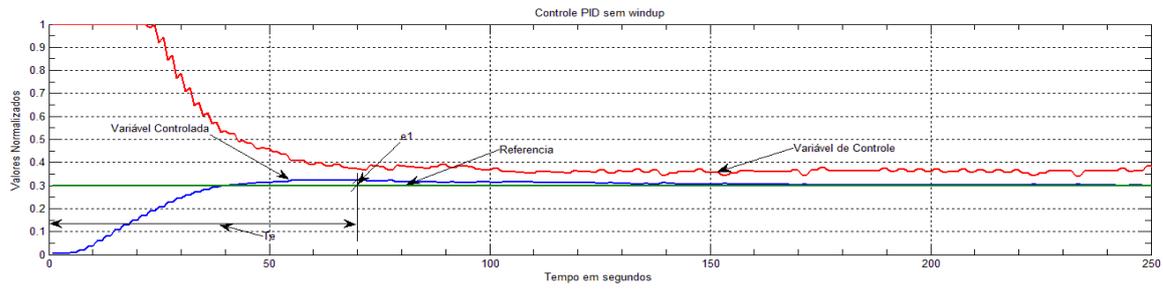


Figura 3.41 – Desempenho PID Tanque1 sem Anti-wind up Servo

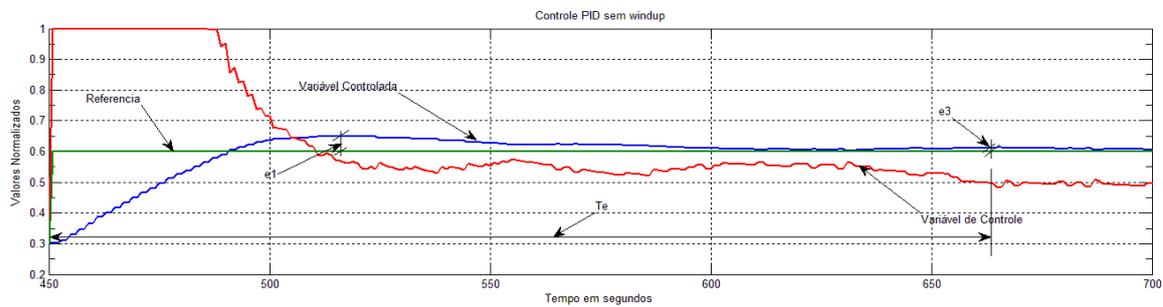


Figura 3.42 – Desempenho PID Tanque1 sem Anti-wind up Perturbações

GPC	e_1	e_2	e_3	M_p	M_ζ	T_e
Servo	0,0232	Não detectado	Não detectado	0,0232	Não detectado	70,0
Perturbações	0,0505	Não detectado	0,0121	0,0505	0,2396	114,0

Tabela 3.3 – Desempenho Tanque1 com controlador PID sem anti Wind up

Para o caso de aplicação com o sistema anti Wind up o resultado está apresentado na Figura 3.43.

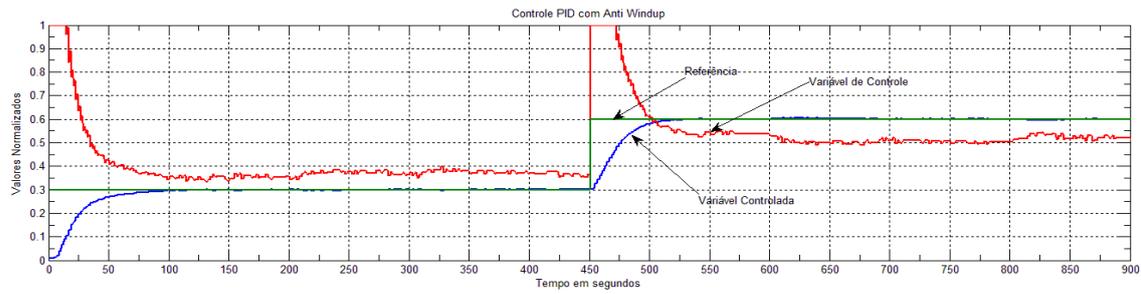


Figura 3.43: Resposta do Tanque1 com anti Wind Up

As Figuras 3.44 e 3.45 apresentam os detalhes do desempenho com o controlador PID e sistema anti Wind up, aplicados ao Tanque1.

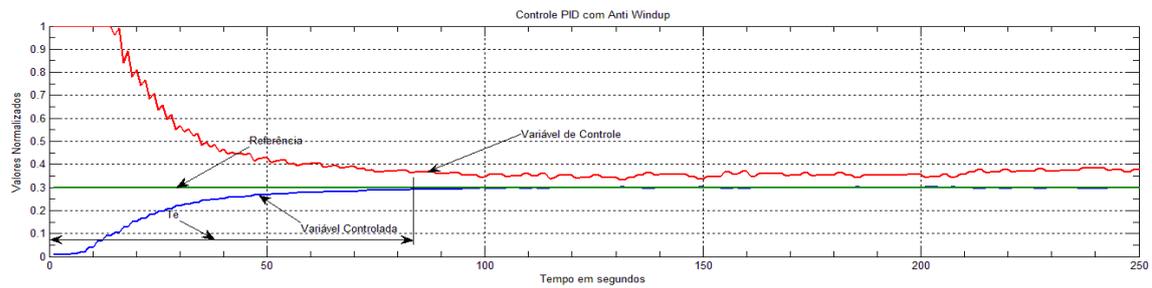


Figura 3.44 – Desempenho PID Tanque1 com Anti-wind up Servo

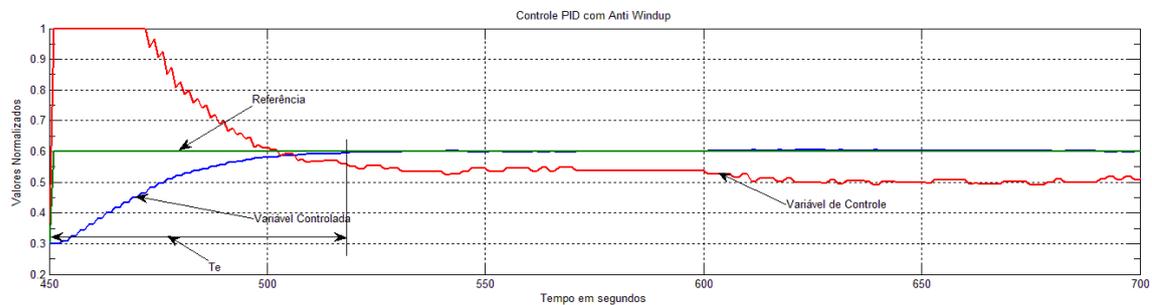


Figura 3.45 – Desempenho PID Tanque1 com Anti-wind up Perturbações

<i>GPC</i>	e_1	e_2	e_3	M_p	M_ζ	T_e
<i>Servo</i>	<i>Não detectado</i>	84,0				
<i>Perturbações</i>	<i>Não detectado</i>	68,0				

Tabela 3.4 – Desempenho Tanque1 com controlador PID com anti windup

Observa-se que utilizando a técnica do controlador PID com o sistema anti-wind up, o comportamento do controle melhora significativamente.

3.2.2.2 – Aplicação do controlador GPC

O controle realizado com o algoritmo do GPC apresentado no capítulo 2 está representado na Figura 3.46.

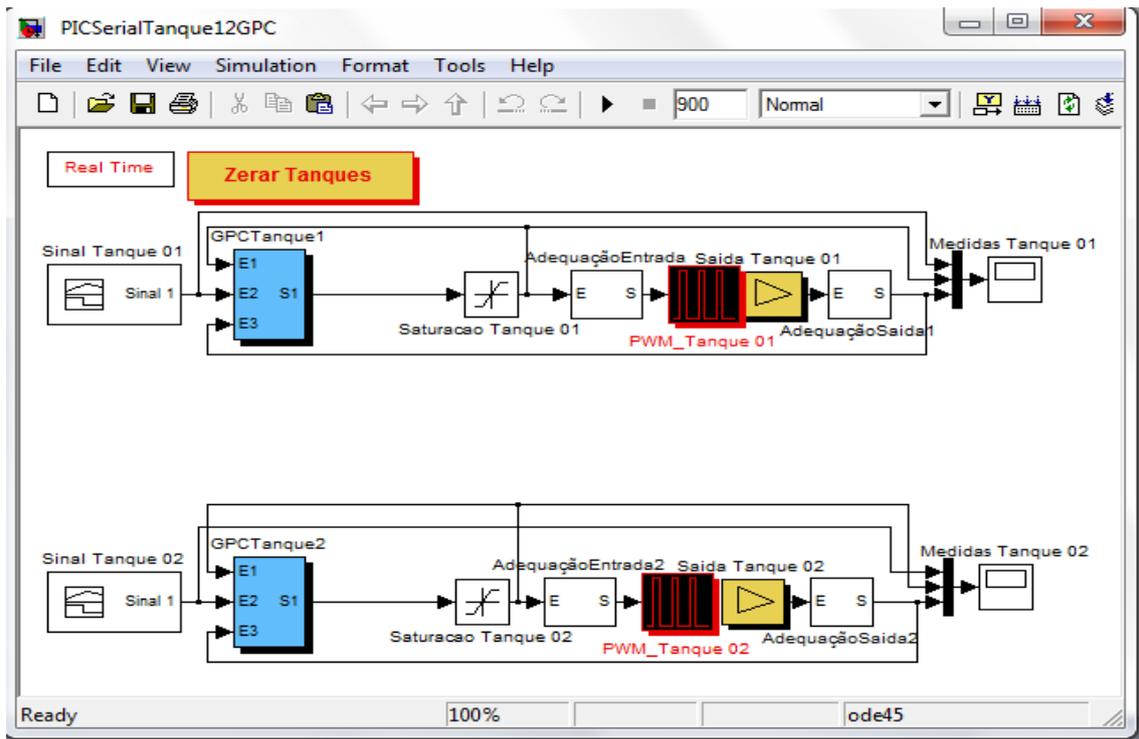


Figura 3.46: Esquema com Controladores GPC

A resposta do Tanque 1 para o controlador GPC está apresentado na Figura 3.47.

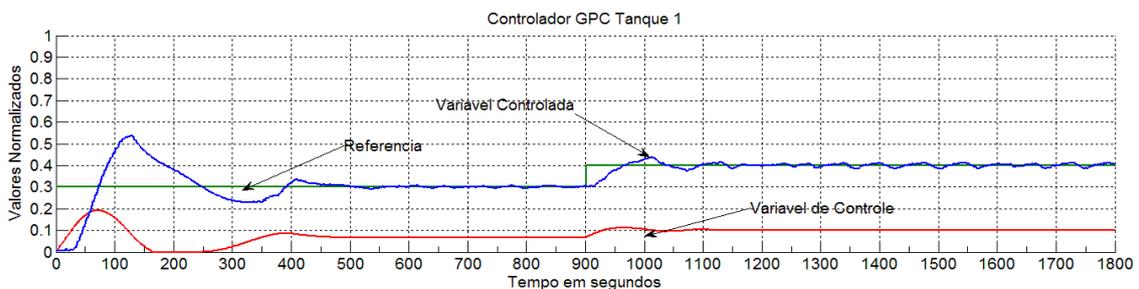


Figura 3.47: Gráfico das respostas do Tanque 1 com controlador GPC

A resposta do Tanque 2 para o controlador GPC está apresentado na Figura 3.48

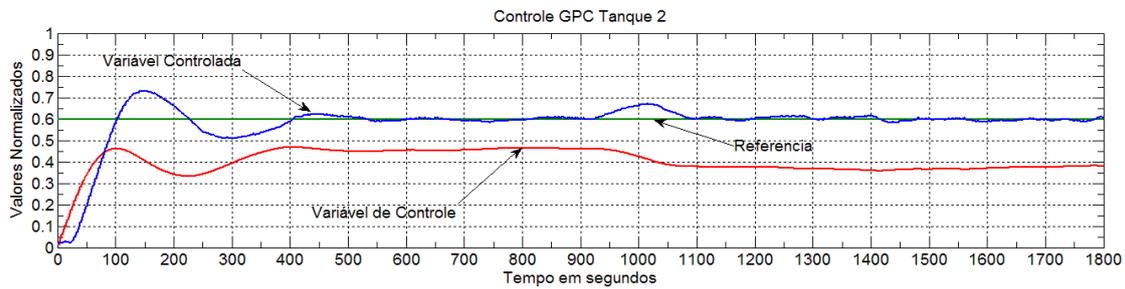


Figura 3.48: Gráfico das respostas do Tanque 2 com controlador GPC

Equações de Estados – (AGUIRRE, 2007) –Aplicando-se o processo de identificação por equações de estados obteve-se a Figura 3.49 abaixo

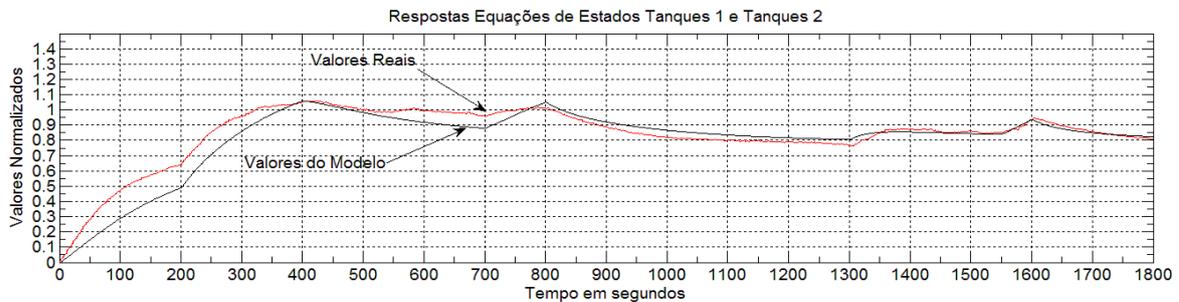


Figura 3.49: Valores para o Algoritmo de Equações de Estados

Obtem-se as curvas Figura 3.50

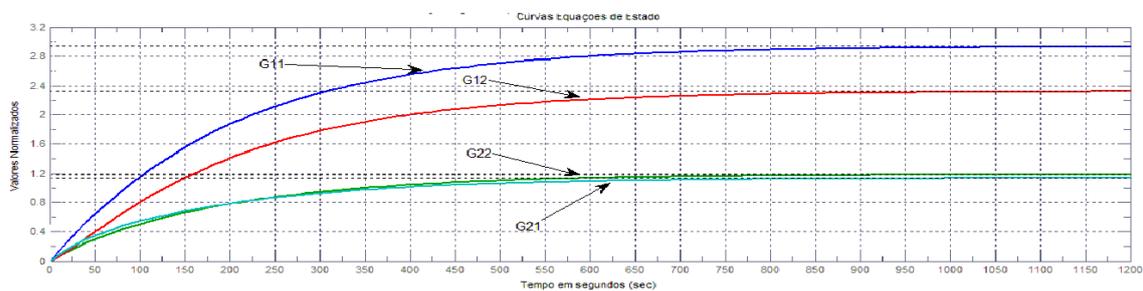


Figura 3.50: Curvas das Funções de Transferências obtidas com Equações de Estados

As funções de transferências das curvas são:

$$G_{11} = \frac{2.93}{193.634s+1} \quad G_{12} = \frac{2.32}{195.705s+1} \quad (3.2)$$

$$G_{21} = \frac{1.14}{175.095s+1} \quad G_{22} = \frac{1.19}{185.253s+1} \quad (3.3)$$

Aplicando-se o Algoritmo de Controle Preditivo por Equações de Estados, obteve-se os resultados apresentados nas Figuras 3.51 e 3.52 para os tanques 1 e 2 respectivamente.

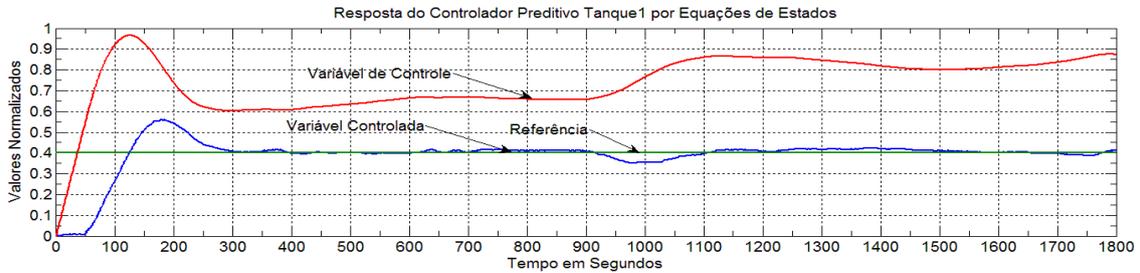


Figura 3.51: Resposta do Controlador Preditivo com Equações de Estados Tanque 1

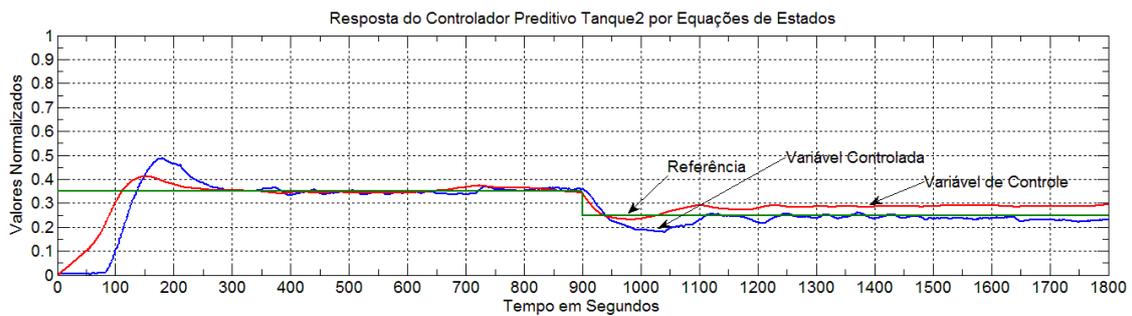


Figura 3.52: Resposta do Controlador Preditivo com Equações de Estados Tanque 2

Os resultados com o controle preditivo utilizando a técnica de equações de estados, constitui uma alternativa com boas perspectiva de uso futuro.

Capítulo 4.: Conclusão e Perspectivas

4.1 - Conclusão

As exigências pela otimização de desempenho em todos os setores da vida moderna tem crescido de forma exponencial. A busca por melhores desempenhos também tem ocorrido em todos os setores da indústria, seja na atividade fabril ou de energia. Melhores desempenhos no setor industrial se refletem em melhorias em todos os níveis, o que alcança os sistemas de controle de processos. Com requisitos de desempenho mais rígido, técnicas antigamente estudadas somente em meio acadêmico migraram para a indústria, abrindo novos horizontes e estabelecendo novos conceitos. Com os sistemas de controle de processos não é diferente e, em particular, em seu mais baixo nível de implementação (chão de fábrica), tem-se observado uma atualização constante.

Desta forma, o capítulo 1 aborda uma introdução voltada para os métodos de modelagem de sistemas de controle, com suas representações em termos de função de transferência e equações de estado. Não se buscou, neste capítulo, um aprofundamento geral em termos de representação de sistemas de controle, e sim apresentar somente o necessário como teoria para o desenvolvimento dos capítulos restantes.

No capítulo 2 foram abordadas técnicas de identificação e controle a serem aplicadas em sistemas de controle multivariáveis, estes desenvolvidos no capítulo seguinte. Iniciou-se com teoria de modelagem e identificação, apresentando-se as técnicas não paramétricas de resposta ao degrau e método do relé e técnicas paramétricas baseadas nos métodos dos mínimos quadrados. Estas últimas foram aplicadas às representações de processos por função de transferência e equações de estados. Em seguida, os métodos de sintonia PID de ajuste manual, Ziegler-Nichols, Cehen-Coon e método do Åström e Wittemark foram discutidos e apresentados como opção de sintonia convencional de controladores. Das técnicas de controle avançadas, o controlador preditivo baseado em modelo GPC foi utilizado para a sintonia dos processos. A conclusão daquele capítulo mostra que os métodos de identificação paramétricos baseados em modelos são eficazes e constituem uma solução aprimorada de identificação. O método do relé mostra-se uma excelente alternativa para a modelagem em frequência de processos, tendo em vista o auto-ajuste de controladores

PID. O método de resposta ao degrau pode ser utilizado em uma modelagem rápida, que não exige precisão. Quanto aos controladores adotados, os estudos e experimentos práticos realizados demonstraram que o melhor controle para um processo depende da aplicação ao qual se destina e, para o bom funcionamento, é necessário o conhecimento teórico e prático da dinâmica do processo. Assim, um bom controlador depende, também, do emprego de uma técnica de identificação adequada.

Os resultados experimentais do trabalho são encontrados no capítulo 3. Dois processos multivariáveis práticos foram construídos em laboratório, com acoplamento entre as malhas: um processo de ventilação e temperatura e um processo de tanque duplo acoplado. O primeiro exibiu um comportamento de acoplamento triangular, ou seja, sua matriz função de transferência possui forma triangular, enquanto o processo de tanques interligados exibiu um comportamento de função de transferência quadrada, com fortes acoplamentos entre as malhas.

Esta dissertação está inserida neste último contexto, ou seja no projeto das malhas de controle de um sistema de controle de processos.

4.2 - Perspectivas

Visando associar as perspectivas de trabalhos futuros às perspectivas em cada uma das concepções de projeto envolvidas no desenvolvimento desta dissertação, é possível idealizar o futuro das abordagens de controle *PID* convencionais e o futuro dos algoritmos de controle preditivos. A partir desta associação de idéias, torna-se difícil estabelecer um limite para as possibilidades de pesquisas futuras. Entretanto, alguns resultados imediatos podem ser vislumbrados como um complemento aos algoritmos de controle desenvolvidos neste trabalho e aplicados aos processos práticos construídos no laboratório do NEEL do IFPI:

i) projetar controladores *PID* auto-ajustáveis multivariáveis como um controlador completo, com identificação não seqüencial do ponto crítico através do método do relé;

ii) projetar controladores *PID* adaptativos visando o estudo destas técnicas;

iii) Aprimorar os algoritmos de controle preditivo GPC multivariável quanto à sintonia dos seus parâmetros;

iv) Aprimorar os algoritmos de controle preditivo GPC multivariável com a utilização e aprofundamento das técnicas de desacoplamento;

iv) Investigar a influência do atraso de transportes múltiplos quanto às técnicas preditiva com desacoplamento;

v) Criar o curso de automação de sistemas industriais no IFPI associando esforços de pesquisadores, que estão desenvolvendo trabalhos na área de controle, de conversores estáticos de potência e eficiência energética.

Referências

- AGUIRRE, L. A., (2007) – Introdução à Identificação de Sistemas, Editora UFMG.
- ÅSTRÖM, K. J., HÄGGLUND, T.; (1995). *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, Instrument Society of America.
- _____; (2006). *Advanced PID Control* - Instrument Society of America.
- ÅSTRÖM, K. J., WITTENMARK, B.; (1973). On Self Tuning Regulators, *Automatica* V. 9,
- _____; (1995). *Adaptive Control*, Adison-Wesley Publishing Company.
- _____; (2006). *Computer-Controlled Systems*, Prentice-Hall International.
- BOTTURA, C. P.; BARRETO, G. (2003). Revisitando os Fundamentos da Identificação Multivariável no Espaço de Estado: I – Realização de Estado e Operador de Hankel. 2º Dincon:II Congresso Temático de Dinâmica e Controle, 18 a 22 de agosto, p. 1596-1605.
- BENNETT, S.; (2000). The past of *PID* controllers, *Past, present and future of PID ccontrol IFAC Workshop*, p. 1-11.
- BUSHNELL, L. G.; (1996). On the History of Control, *IEEE Control Systems*, v. 16, n. 3, p. 14-16.
- CAMACHO, E. F., BORDONS, C.; (1995). *Model Predictive Control in the Process Industry*, *Advances in Industrial Control*, London Springer-Verlag,
- COELHO, A. A. R., COELHO, L. S.; (2004), Identificação de Sistema Dinamicos Lineares, Editora da UFSC.
- CORREIA, W. B; (2010). Controlador Preditivo GPC com Restrições Implementado em um Compressor de Ar, Dissertação de Mestrado do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.
- FROISY, J. B.; (1994). Model Predictive Control: Past, Present and Future, *ISA Transaction*, v. 33, p. 235-243.
- FRANKLIN, G. F., J. D. POWELL, BAEINI, A. E.; (2005). *Feedback Control of Dinamic Systems*, Addison-Wesley.

- HANG, C. C., Q. G., CAO, L. S.; (1995). Self-tuning Smith Predictor for Process with Long Dead Time, *International Journal of Adaptive Control Signal Process*, v. 9, p. 255-279.
- KWONG, G. K., KWOK, K. E., FINEGAN, B. A., SHAH, S. L.; (1995). Clinical Evaluation of Long Range Adaptive Control for Mean Arterial Blood Pressure Regulation, *Proc. of the American Control Conference*, Seattle Washington, p. 786-800.
- LANDAU, I. D.; (1993). Evolution of Adaptive Control, *Journal of Dynamic System, Measurement and Control*, v. 115, p.381-391.
- MACIEJOWSKI J. M. (1998); *Multivariable Feedback Design*; Addison-Wesley Publishing Company.
- OGATA, K.; (2003). *Modern Control Engineering*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- PALMOR, Z. J., BLAU, M.; (1994). An Auto-tuner for Smith Real-time Compesator, *International Journal of Control*, v. 60, p. 117-135.
- PEARSON, R.K. “Selecting Nonlinear Model Structures for Computer Control”, *Journal of Process Control*, vol. 13, n. 1, p. 1-26, 2003.
- QIN, S. J.; BADGWELL, T. J.; (1997). An Overview of Model Predictive Control Technology, *Proceedings AIChE Symposium Series 316*. v. 93, p. 232-256.
- ____; (1998). An Overview of Nonlinear Model Predictive Control Applications, *International Symposium on Nonlinear Model Predictive Control Workshop - Assessment and Future Directions, Preprints*.
- ROSSITER, J. A. (2003). *Model Basic Predictive Control – A Practical Approach*, CRC Press
- SANTANA, E. S.; BIN, E.; AMARAL, W. C. (2008). Algoritmo Preditivo Baseado em Modelo Aplicado ao Controle de Velocidade de Motor de Indução. *Revista Controle & Automação* v. 19 pp 155-164.
- SHMIDT, R. N., MODARNESESZEDEH, M.; (1995). A Case for Adaptive Predictive Multiloop Controller, *Instrumentation & Control*, v. 68, n. 8, p. 59-63.

- SKOGESTAD, S., POSTHLETHWAITE, I.; (2006). *Multivariable Feedback Control – Analysis and Design*, John Wley & Sons.
- TAKATSU H., ITOH, T; (1999). Future Needs for Control Theory in Industry – Report of the Control technology Survey in Japanese Industry, *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, v. 37, n. 3, p. 298-305.
- TORRICO, BISMARCK CLAURE ; ROCA, LIDIA ; NORMEY-RICO, JULIO ELIAS ; GUZMAN, JOSE LUIS ; YEBRA, LUIS ; Robust Nonlinear Predictive Control Applied to a Solar Collector Field in a Solar Desalination Plant *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, p. 1430-1439, 2010
- WANG, Q. -G., HANG, C. -C., ZOU B.; (1997a)., Process Frequency Response Estimation from Rely Feedback, *Control Engineering Practice*, v. 5, p. 1293-1302.
- WOLLOVICH, W. A.,(1994) ; Automatic Control Systems, Saunders