



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**CONTROLE PID MULTIVARIÁVEL DESCENTRALIZADO:
SINTONIA E APLICAÇÃO PRÁTICA**

GUILHERME MEDEIROS BARÇANTE

FORTALEZA
DEZEMBRO 2011

Guilherme Medeiros Barçante

**CONTROLE PID MULTIVARIÁVEL DESCENTRALIZADO:
SINTONIA E APLICAÇÃO PRÁTICA**

Dissertação submetida à Coordenação do Curso de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Automação

Orientador: Prof. Dr. Otacílio M. Almeida

**FORTALEZA
DEZEMBRO 2011**

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à minha esposa Liliane,
aos meus filhos, Flávia e Felipe, e ao meu neto
Arthur.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pela vida e pela fé.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Otacílio da Mota Almeida, pelo incentivo na realização deste trabalho e pela paciência, confiança, compreensão e dedicação a mim conferidos.

À minha família pelo apoio, paciência e compreensão durante minhas ausências e tempo dedicado ao estudo.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Piauí que contribuiu com apoio financeiro necessário à realização deste trabalho científico.

Aos meus companheiros de mestrado, principalmente à Nádia Mendes dos Santos e Aurélio A. Adão, que colaboraram no desenvolvimento desta pesquisa.

A todas as pessoas que, por motivo de esquecimento, não foram citadas anteriormente.

RESUMO

Barçante, G. M. **CONTROLE PID MULTIVARIÁVEL DESCENTRALIZADO: SINTONIA E APLICAÇÃO PRÁTICA**. 2011. 88 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica)-Centro de Tecnologia, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Brasil, 2011.

Nesta dissertação de mestrado, desenvolvem-se projetos de controladores *PI* (Proporcional-Integral) e *PID* (Proporcional-Integral-Derivativo) para os casos *SISO* (*Simple-Input, Simple-Output*) e *MIMO* (*Multiples-Input, Multiples-Output*). A proposta do trabalho é combinar técnica do relé *SISO* e *PID SISO* baseado em especificações de margem de fase e margem de ganho para sintetizar um método de projeto de controladores *PID MIMO* multivariável com sintonia automática ou auto-sintonia. Uma ênfase especial é dada aos projetos de controladores *PID MIMO* através do método do relé como elemento de identificação frequencial das malhas a serem controladas. Dois métodos de projetos *MIMO* são abordados em profundidade e aplicados em sistemas simulados e em duas aplicações práticas a saber: um processo formado pelas malhas de uma incubadora neonatal e em um processo de tanques duplos acoplados. Todos estes processos apresentam fortes interações entre as malhas de controle. O primeiro método de projeto multivariável refere-se a um projeto sequencial no qual os controladores são projetados de forma sistemática e considerando, a cada passo, a interação entre as malhas. Esse método é eficiente e simples e apresenta vantagens tais como: *i*) é conceitualmente simples e mantém a estrutura descentralizada e sequencial com o projeto *SISO* das malhas de controle; *ii*) estabilidade e robustez são garantidos a cada passo do projeto; *iii*) desde que o método seja autoajustável, nenhum conhecimento do processo é requerido. O segundo método de projeto de controladores multivariáveis refere-se a uma generalização do método do Åström e Wittenmark, também conhecido como método do ponto crítico, para sistemas *MIMO*. Para se projetar controladores *PID* com essa abordagem, um entendimento do conceito de superfície crítica e locais característicos para os casos de processos *MIMO* deve ser bem estabelecido. Este método apresenta ainda muitos aspectos a serem pesquisados e propostas para solucionar vários aspectos teóricos e práticos devem ser lançados em breve. Aspectos práticos e teóricos do método *DRF* (*Decentralized Relay Feedback*) que utiliza não linearidades do tipo relé para processo *MIMO* são abordados através de novas soluções para os múltiplos ciclos limites.

Por fim, aplicações simuladas e experimentais parecem apontar para vantagens do projeto de controladores *PID* descentralizados através do método do ponto crítico, lembrando

que a escolha do melhor método de projeto sempre depende de vários aspectos tais como da robustez, estabilidade e complexidade. Esgotar este contexto não constitui a proposta deste trabalho.

Palavras-chave: controlador PID, controle monovariável e multivariável, identificação frequencial.

ABSTRACT

Medeiros, G. M. 2011. 88 f. **CONTROL PID MULTIVARIABLE DECENTRALIZED: TUNING AND PRACTICAL APPLICATION.** Dissertation (Master in Electrical Engineering)-Technological Center, Federal University of Ceará, Fortaleza, Brazil, 2011.

This dissertation develops *PI* controllers (Proportional-Integral) and *PID* (Proportional-Integral-Derivativo) projects for *SISO* (Simple Input Simple Output) and *MIMO* (Multiple Input Multiple Output). The objective of this study is to combine the techniques of *SISO* and *SISO PID* controllers based on specification of gain and phase margins to synthesize a new design method of multivariable *MIMO PID* controllers with self-tuning or automatic tuning. Special emphasis is given to projects *MIMO PID* controllers using the relay method as frequency identification of the loops to be controlled. Two *MIMO* design methods are discussed in this work. These methods are applied in simulation systems and two practical applications: a process formed by neonatal incubator loops and a process of double attached tanks. These processes have strong interaction between control loops. The first method of multivariable design is a sequential design which the controllers are designed systematically and considering the interaction between loops for each step. This method is efficient and simple and has advantages such as: i) decentralized structure and sequential *SISO* design of control loops, ii) stability and robustness is guaranteed every step of the project; iii) the method is self-adjusting, therefore process knowledge is not required. The second method of multivariable controller design refers to a generalization of the Åström and Wittemark method, also known as critical point method for *MIMO* systems. The concept of critical surface and local characteristics for the cases of *MIMO* processes must be well established to design *PID* controllers with this approach. Many theoretical and practical aspects still need to be investigated in this method. Practical and theoretical aspects of the *DRF* method (Decentralized Relay Feedback) using nonlinearities like relay *MIMO* process are addressed through new solutions for multiple limit cycles.

The present study showed that simulated and experimental applications seem to point to the advantages of decentralized *PID* controller design that utilizes the critical point method. The choice of the best method of project always depends on several aspects such as the robustness, stability and complexity, context and exhaust which are not the purpose of this study.

Keywords: *PID* controllers, monivariable and multivariable control, frequency identification.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	X
LISTA DE TABELAS.....	XI
LISTA DE ABREVIATURAS.....	XII
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 2 - AUTO-SINTONIA DE CONTROLADORES PID-SISO	8
2.1 - CONTROLADOR <i>PID</i>	8
2.1.1 - COMPOSIÇÃO FÍSICA DO CONTROLADOR <i>PID</i> DIGITAL.....	9
2.1.2 - AÇÕES BÁSICAS DO CONTROLADOR <i>PID</i>	10
2.1.3 - ESTRUTURAS DO CONTROLADOR <i>PID</i>	11
2.1.4 - MODIFICAÇÕES NO GANHO DERIVATIVO.....	12
2.1.5 - ALOCAÇÃO DO ZERO INTRODUZIDO PELO CONTROLADOR <i>PI+D</i>	13
2.1.6 - DISCRETIZAÇÃO DA ESTRUTURA <i>PI+D</i>	16
2.1.7 - A FORMA INCREMENTAL DO ALGORITMO PARA IMPLEMENTAÇÃO DA ESTRUTURA <i>PI+D</i>	17
2.2 - AUTOAJUSTE DO CONTROLADOR <i>PID</i> PELO MÉTODO DE ZIEGLER- NICHOLS E TYREUS-LUYBEN	19
2.3 - AUTOAJUSTE DO CONTROLADOR <i>PID</i> MONOVARIÁVEL ATRAVÉS DA ESPECIFICAÇÃO DE MARGENS DE FASE E DE GANHO	22
2.4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAÇÕES COM A INCUBADORA NEONATAL.....	25
CAPÍTULO 3 - AUTO SINTONIA DE CONTROLADORES <i>PID</i> – MIMO.....	32
3.1 - SISTEMAS MULTIVARIÁVEIS REPRESENTADOS POR FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIAS	34
3.1.1-CRITÉRIO DE NYQUIST GENERALIZADO E OS LUGARES CARACTERÍSTICOS PARA UMA MALHA MIMO.....	35
3.2 - SINTONIA DE CONTROLADORES <i>PID</i> MIMO – IDENTIFICAÇÃO SEQUENCIAL.....	39
3.3-RESULTADOS DE SIMULAÇÕES APLICADAS ÀS MALHAS DA INCUBADORA NEONATAL.	43
3.4-MÉTODO DO PONTO CRÍTICO OU MÉTODO DO ÅSTRÖM GENEALIZADOS PARA PROJETO DE CONTROLADORES <i>PID</i> MIMO DESCENTRALIZADOS.....	47
3.4.1 - EXEMPLO DE APLICAÇÃO NA INCUBADORA NEONATAL.....	50

3.4.2 - SINTONIA DE CONTROLADORES PID DESCENTRALIZADOS PELO MÉTODO BLT.....	53
3.4.3 - EXEMPLO DE SIMULAÇÕES PARA AS MALHAS DE TEMPERATURA E UMIDADE DA INCUBADORA.....	53
3.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS NA APLICAÇÃO AO TANQUE DUPLO ACOPLADO DO GPAR.....	54
CAPÍTULO 4 - CONCLUSÕES.....	59
REFERÊNCIAS.....	61
APÊNDICE A.....	68
APÊNDICE B.....	72

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Evolução do número de publicações PID nos últimos anos	3
Figura 2.1 Diagrama esquemático de um sistema controlado por computador	9
Figura 2.2 Estrutura do controle PID convencional	10
Figura 2.3 Diagrama de Nyquist com as ações do controlador PID	11
Figura 2.4 Estruturas do controlador PID.....	12
Figura 2.5 Estrutura para alocação do zero introduzido pelo PID.	14
Figura 2.6 Gráfico do lugar das raízes do sistema processo + PID, o processo é representado pelo par de pólos complexos conjugados.....	15
Figura 2.7 Ponto crítico no diagrama de Nyquist para o método de Ziegler Nichols com a ação do controlador PID.....	21
Figura 2.8 Lugar das raízes da equação (2.36), onde ω_n é frequência natural do sistema e ζ é o fator de amortecimento.....	25
Figura 2.9 Incubadora projetada.....	26
Figura 2.10 Diagrama de blocos da malha de umidade.....	27
Figura 2.11 Controle, saída e referência para sintonia Ziegler-Nichols	28
Figura 2.12 Controle, saída e referência para sintonia Tyreus-Luyben.....	29
Figura 2.13 Controle, saída e referência para malha de temperatura com estrutura PID com ponderação de referência	29
Figura 2.14 Controle, saída e referência para PIDSP com especificação de margens de fase e de ganho	30
Figura 2.15 Experimento com relé para sintonia controlador PID	31
Figura 2.16 Controle PID da malha de umidade da incubadora.....	31
Figura 3.1 Representação por função de transferência para um sistema MIMO 2x2	35
Figura 3.2 Processo MIMO em malha fechada.....	36
Figura 3.3 Deslocamento dos lugares característicos no diagrama de Nyquist através da modificação dos valores de K	38
Figura 3.4 Curva no plano $k_{c1} \times k_{c2}$ definida pelo conjunto de ganhos crítico K_c para um sistema TITO.....	38
Figura 3.5 Esquema de identificação DRF aplicado ao processo TITO da incubadora neonatal.	39
Figura 3.6 Sintonia seqüencial de um sistema TITO	40
Figura 3.7 Diagrama de blocos da incubadora.....	43
Figura 3.8 Controle PID MGMF com Relé	44
Figura 3.9 Resposta das malhas sob controle do relé	46
Figura 3.10 Saída, controle e referência das malhas de temperatura e de umidade	46
Figura 3.11 Resultado de simulação do método de Åström e Wittenmark para as malhas de temperatura e umidade da incubadora neonatal	51
Figura 3.12 Esquema de identificação DRF aplicado ao processo TITO de uma incubadora neonatal.....	52
Figura 3.13 Saída, controle e referência das malhas de temperatura pelo método BLT	54
Figura 3.14 Saída, controle e referência das malhas de umidade pelo método BLT.....	54
Figura 3.15 Fotografia do Sistema de Tanques duplo Acoplados.....	56
Figura 3.16 Saída da malha de um dos tanques sob o controle do relé	56
Figura 3.17 Saída (nível do líquido no tanque) sob o controle do conversor PID sequencial – Tanque 1.....	57
Figura 3.18 Saída (nível do líquido no tanque) sob o controle do conversor PID sequencial – Tanque 2.....	57
Figura 3.19 Aplicação do método BLT aos tanques duplos acoplados.....	58
Figura A.1 Realimentação do processo através do relé	68
Figura A.2 Ação do relé sem histere	69
Figura B.1 Diagrama de blocos Controlador+Processo.....	72
Figura B.2 Definições das frequências de cruzamento de ganho e de fase	73
Figura B.3 Ponto de operação definido pelos lugares geométricos da função relé e do processo.....	75

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela 2.1 Parâmetros PID – Ziegler-Nichols</i>	19
<i>Tabela 2.2 Parâmetros PID – Tyreus-Luyben</i>	20
<i>Tabela 2.3 Diferentes pontos para os quais o ponto crítico é levado usando as fórmulas de Ziegler-Nichols e Tyreus-Luyben</i>	21
<i>Tabela 2.4 Parâmetros do controlador PID Ziegler-Nichols</i>	27
<i>Tabela 2.5 Parâmetros do controlador PID Tyreus-Luyben</i>	27
<i>Tabela 2.6 Parâmetros do controlador PID-MFMG</i>	30
<i>Tabela 3.1 Pólos e zeros no projeto seqüencial de um sistema TITO</i>	41
<i>Tabela 3.2 Parâmetros obtidos através do relé para malhas de temperatura e umidade</i>	45
<i>Tabela 3.3 Parâmetro para malhas de temperatura e umidade</i>	45
<i>Tabela 3.4 Parâmetros do controlador PID pelo método BLT das malhas de temperatura e umidade</i>	50
<i>Tabela 3.5 Parâmetros do controlador PID pelo método BLT das malhas de temperatura e umidade</i>	53
<i>Tabela 3.6 Parâmetros do controlador PID após o terceiro passo de situação do algoritmo sequencial - figuras 3.16 e 3.1</i>	57
<i>Tabela 3.7 Parâmetros do controlador PID para o método BLT - figuras 3.18a e b</i>	58

LISTA DE ABREVIATURAS

A-D	<i>Analógico – Digital</i>
ARX	<i>Auto Regressive Exogenous</i>
ATV	<i>Auto Tune Variation</i>
BIBO	<i>Bounded Input Bounded Output</i>
BLT	<i>Biggest Log-Module Tuning</i>
D-A	<i>Digital – Analógico</i>
DRF	<i>Decentralized Relay Feedback</i>
FSF	<i>Frequency Sampler Filter</i>
GPAR-DEE	<i>Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica do Departamento de Engenharia Elétrica da UFC</i>
IFAC	<i>International Federation of Automatic Control</i>
IMC	<i>Internal Model Control</i>
MIMO	<i>Multi-Input, Multi-Output</i>
MF	<i>Margem de Fase</i>
MG	<i>Margem de Ganho</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
PI	<i>Proporcional e Integral</i>
PID	<i>Proporcional, Integral e Derivativo</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RGA	<i>Relative Gain Array</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
TCR	<i>Two Channel Relay</i>
TITO	<i>Two Input – Two Output</i>
UFC	<i>Universidade Federal do Ceará</i>

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

Controladores *PID* passaram por muitas mudanças tecnológicas que ocorreram desde o controle pneumático ao controle digital direto. As implementações *PID* atuais são, de fato, diferentes de sua estrutura analógica original de 70 anos atrás. As implementações atuais são digitais, o que facilita a inclusão de algoritmos para melhoria de desempenho tais como “*anti-windup*”, auto-sintonia, adaptativos, inteligentes, otimizados, entre outros. No entanto, sua ação básica continua a mesma (ÅSTRÖM *et al.*, 2001a). Exemplos de integração dos controladores *PID* com recentes tecnologias podem ser encontrados em LEE *et al.* (2001) que utilizam atuadores inteligentes e distribuídos para garantir bom desempenho ao controlador *PID*, em GERKSIE *et al.* (2006), ROMANENHO *et al.* (2007), SANCHEZ *et al.* (2011) que aplicam técnicas de tolerância a falhas e tecnologia de agentes para garantir o funcionamento dos controladores *PID* em ambientes industriais. Os avanços na área de computação e microprocessadores viabilizaram, para os controladores *PID*, a integração de recursos adicionais, como ajuste automático de parâmetros, escalonamento de ganho e adaptação às mudanças nos modelos dos processos. No ano de 2002, após pesquisar várias malhas em indústrias européias, DESBOROUGH & MILLER (2002) apresentou um relato de que nos processos industriais, mais de 97% dos controladores reguladores são do tipo *PID*. Entretanto, com pouco menos de 70 anos após a publicação da regra de sintonia de ZIEGLER-NICHOLS (1942) e com os inúmeros artigos publicados sobre os métodos de sintonia, era de se esperar que o uso de controladores *PID* já teria atendido a todas as expectativas. Infelizmente, de acordo com pesquisa recente este não é o caso, embora esteja faltando uma comprovação mais recente a ser realizada na indústria, pois conforme a figura 1.1, obtida após extensa pesquisa em periódicos indexados, *IEEEExplore* e *SciVerse*, houve um crescente número de publicações, que corresponde ao período de 2000 a 2010. Pesquisas anteriores podem ser encontradas na seguinte ordem cronológica:

i) Na indústria de papel e celulose em aproximadamente 2000 malhas BIALKOWSKI (1993):

- Apenas 20% das malhas funcionaram bem (ou seja, menor variância nas variáveis do processo do que no modo automático sobre o modo manual);

- 30% apresentam um fraco desempenho devido à pobre sintonia dos parâmetros do controlador;

- 30% apresentam fraco desempenho devido a problemas nos elementos finais de controle tais como as válvulas de controle que funcionam com zonas mortas e folgas;

- 20% apresentam fraco desempenho devido a problemas no projeto do sistema de processo e/ou controle.

ii) Processos industriais ENDER (1993):

- 30% das malhas operam no modo manual;
- 20% dos controladores utilizados funcionam com os parâmetros estabelecidos na fábrica;
- 30% apresentam fraco desempenho devido a problemas em sensores e válvulas de controle.

iii) Indústria de processo químico MCMILLAN (1994):

- Metade das válvulas de controle necessita de manutenção;
- A sintonia deficiente dos controladores deve-se a fatores relacionados a problemas nas válvulas de controle.

iv) Indústrias de manufaturas HERSH & JOHNSON (1997):

- Engenheiros e gestores citam que sintonizar os controladores *PID* não é uma tarefa simples.

v) Indústrias de refino, química, papel e celulose acima de 26.000 controladores DESBOROUGH & MILLER (2002):

- Apenas 32% das malhas foram classificadas como "excelente" ou "aceitável";
- 32% dos controladores foram classificados como deficiente ou pobremente sintonizados, apresentando respostas inaceitavelmente dos tipos lentas ou oscilatórias;
- 36% dos controladores estavam em malha aberta, o que implica que os controladores estavam no modo manual ou quase saturado;

Para os raros casos de dinâmica complexa ou tempo morto dominante, outros algoritmos são utilizados. Os controladores do tipo *MPC* (*Model Predictive Control*), por exemplo, são empregados mais como um otimizador dinâmico do que como um controlador regulador das malhas do processo (ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 2005).

Como exemplos de métodos de sintonia de controladores *PID* de grande sucesso no meio industrial, pode-se citar os métodos de ZIEGLER & NICHOLS (1942, 1943). Essas técnicas constituíram um marco no desenvolvimento de métodos sistemáticos de ajuste de controladores *PID*, a partir das quais ocorreu uma impulsão nas aplicações desses controladores em processos industriais. A partir desse marco, centenas de outras abordagens sistematizadas de projeto foram e continuam sendo propostas por pesquisadores e engenheiros, sempre buscando melhorar o desempenho de determinado aspecto operacional

(BENNETT, 2000; ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 1996, 2005; SHELON & DICKINSON, 2009; PADULA & VISIOLI, 2011).

De acordo com ÅSTRÖM & HÄGGLUND (2001), os controladores *PID* continuarão sendo uma das técnicas de controle mais utilizadas e isso justifica o ressurgimento do grande interesse pela técnica nas últimas décadas, conforme ilustra a figura 1.1 que apresenta o número crescente de artigos que envolvem esses controladores. Os dados foram obtidos a partir de pesquisa no *IEEEXplore* e *SciVerse*.

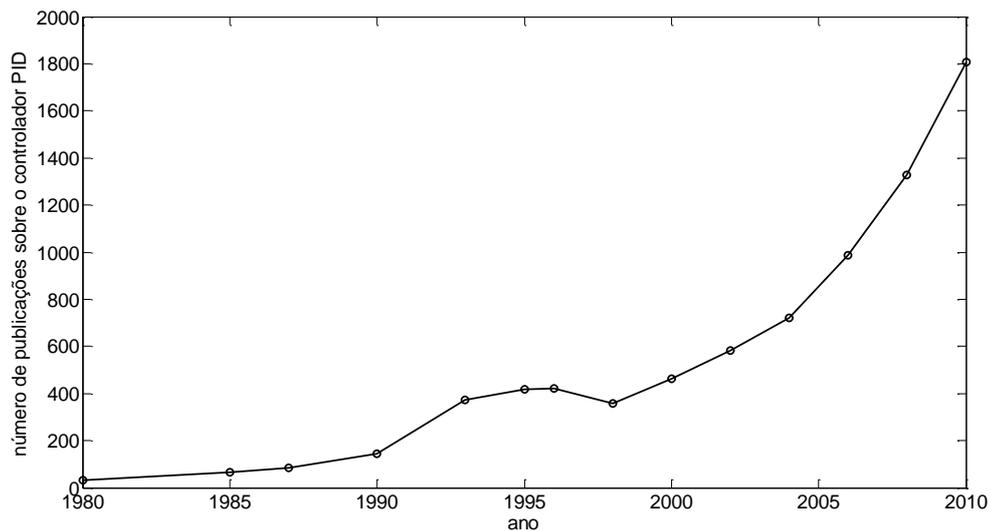


Figura 1.1 Evolução do número de publicações PID nos últimos anos.

A maioria dos processos industriais, operando em cadeias produtivas, utilizam mais de uma malha de controle e são, portanto, multivariáveis ou *MIMO* (“*Multi-Input, Multi-Output*”). Os processos *MIMO* são, em sua maioria, controlados por estruturas *PI* ou *PID* inadequadamente sintonizadas como se fossem processos *SISO* e não consideram as interações entre as malhas ou as consideram de forma inapropriada (SHINSKEY, 1988; CAMACHO & BORDONS, 1995; ÅSTRÖM *et al.*, 2001b; CAMPESTRINI *et al.*, 2009; VU & LEE, 2010).

Apesar do esforço empregado em pesquisa e desenvolvimento em sistemas de controle multivariáveis nas três últimas décadas, projetar adequadamente esses sistemas continua sendo um desafio imposto, em parte, pela natureza complexa das interações entre as malhas (NIEDERLINSKI, 1971; LUYBEN, 1986; SHIU & HWANG, 1998; DAI *et al.*, 2001; ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 2005; GUNDES & OZGULER, 2007; JUNG & CHANG, 2009; CAMPESTRINI *et al.*, 2009). As estruturas de controle *MIMO* podem ser divididas em duas grandes classes: *i*) estruturas descentralizadas (“*decentralized controllers*”), caracterizadas por

um controlador por malha e *ii*) estruturas multivariáveis completas (“*fullcross-coupled multivariable controllers*”). Estruturas descentralizadas continuam sendo as mais utilizadas em malhas industriais e grande esforço de pesquisa vem sendo despendido no aperfeiçoamento e desenvolvimento de novas concepções de controle, a despeito do avanço no desenvolvimento de estruturas completas. Uma das vantagens do uso de estruturas descentralizadas refere-se ao menor grau de dificuldade envolvido em sua análise e projeto. De fato, para as estruturas completas manterem a superioridade na relação custo/desempenho, há a necessidade de um bom conhecimento das equações matemáticas que governam o processo e maior esforço teórico e computacional é geralmente necessário, aumentando a complexidade de projeto (SKOGESTAD & POSTLETHWAITE, 2005; WANG, *et al.*, 1997; SEMINO & SCALI, 1998; JUNG & CHANG, 2009).

Em termos de número de parâmetros a serem sintonizados, para um processo com n entradas e n saídas ($n \times n$), $3n$ parâmetros são sintonizados no projeto *PID* descentralizado, enquanto que $3n^2$ necessitam de sintonia num projeto completo. Outra vantagem do controlador descentralizado é a simplicidade em manter as malhas de controle operacionais de forma que, no caso de falhas em sensores ou atuadores, o que lhes confere certo grau de tolerância a falhas. Portanto, controladores *PID* descentralizados são aplicados em larga escala em malhas de controle *MIMO* (BI *et al.*, 1997; SEMINO & SCALI, 1998; GUNDES & OZGULER, 2007; JUNG & CHANG, 2009).

Algumas propostas de controladores *PID* descentralizados tratam o processo *MIMO* como um bloco de n entradas e n saídas. Uma das primeiras propostas de projeto de controle *PID* descentralizado com essa abordagem deve-se a NIEDERLINSKI (1971) que desenvolveu um método heurístico baseado na generalização do método de sintonia de ZIEGLER & NICHOLS (1942) para o caso multivariável. Para implementar este método, é necessária a substituição dos controladores por uma matriz de ganhos e processar a identificação de n pontos críticos e frequências críticas do processo. Desde que, no caso *MIMO*, múltiplos pontos críticos possam ser estabelecidos, esse método tem uma desvantagem relacionada com a escolha do ponto crítico do processo a ser identificado (PALMOR *et al.*, 1995; CAMPESTRINE *et al.*, 2009). Nessa linha de pesquisa, devido à complexidade de projeto, somente com o trabalho de CAMPESTRINI (2010) este método foi matematicamente solucionado para casos particulares e assim começou a ter aceitações em aplicações industriais. LUYBEN (1986) propôs um método baseado no “*biggest closed-loop log modulus*” do processo em malha fechada ao qual denominou *BLT* (“*Biggest Log-Module Tuning*”). O método *BLT* requer a sintonia de um controlador *PID* descentralizado baseado no

método de ZIEGLER & NICHOLS (1942), desconsiderando as interações entre as malhas para, em seguida, realizar relaxamento através de fator que garanta a estabilidade do sistema. A estabilidade é analisada através do diagrama de Nyquist, polinômios característicos ou algum outro critério de distância. Este método tem grande aceitação em aplicações industriais (SEMINO & SCALI, 1998) devido à sua simplicidade de projeto.

Dos métodos de projeto de sistemas de controle multivariáveis descentralizados, o projeto sequencial corresponde a um dos procedimentos mais utilizados na prática (OGUNNAIKE & RAY, 1994; LUYBEN, 1997; SEBORG *et al.*, 2004; LUYBEN & TYREUS, 1999; SEFERLIS & GEORGIADIS, 2004). No algoritmo sequencial, o projeto multivariável (*MIMO*) é decomposto em uma sequência de projetos monovariáveis (*SISO*) de forma que apenas uma malha de controle *SISO* é sintonizada por vez. As vantagens dessa forma de projeto são: *i*) a dinâmica real das malhas do processo é identificada levando em conta as interações entre malhas; *ii*) cada passo do projeto envolve a síntese de apenas um controlador *SISO*; *iii*) em termos de identificação, apenas n funções de transferências são necessárias para identificar um processo $n \times n$; *iv*) é mais robusto em termos de tolerância a falhas (YU & CHANG 2005). Se a estabilidade é garantida durante o projeto sequencial das malhas de controle, o sistema se mantém estável mesmo com a perda de serviço de malhas de controle (LUYBEN & TYREUS; 1999); *v*) durante a partida (*startup*) do sistema, a estabilidade é garantida se as malhas de controle são postas em operação na ordem em que foram projetadas. Algumas desvantagens podem ser citadas: *i*) o controlador final pode depender da ordem em que as malhas foram projetadas; *ii*) desde que o projeto de uma malha subsequente possa influenciar no projeto da malha já projetada, é necessário o reprojeção das malhas até a convergência ser atingida; *iii*) a função de transferência entre entrada e saída em um passo sequencial pode conter zeros instáveis que não correspondem aos zeros de transmissão da função de transferência do processo. Uma forma de minimizar as deficiências (*i*) e (*ii*) é projetar malhas mais rápidas, desde que sejam menos sensíveis aos efeitos das malhas mais lentas. O problema (*iii*) pode afetar a ordem de projeto das malhas para garantir a estabilidade do sistema. Este problema também é minimizado se malhas mais rápidas são projetadas e postas em operação. O sucesso do projeto sequencial depende de como os problemas citados são tratados (LUYBEN, 1997; LUYBEN & TYREUS, 1999; MORARI & ZAFIRIOU, 1989; DESBOROUGH & MILLER, 2002).

Recentemente alguns trabalhos têm proposto métodos de auto-sintonia de controladores *PID* descentralizados baseados no projeto sequencial e que utilizam não-linearidades do tipo relé com o propósito de identificação de cada malha sequencial do processo (LUYBEN, 1997;

LUYBEN & TYREUS, 1999; MORARI & ZAFIRIOU, 1989; DESBOROUGH & MILLER, 2002). A utilização de não-linearidades do tipo relé na malha de realimentação é uma das técnicas de identificação mais empregadas na auto-sintonia de controladores *PID SISO* (MCMILLAN, 1994). O sucesso desse mecanismo de auto-sintonia deve-se à sua simplicidade, o que favorece o aprendizado por parte do operador do processo. Outra vantagem diz respeito à sua capacidade de identificação de sistemas não-lineares como, por exemplo, colunas de destilações.

Esta dissertação tem como objetivo o projeto e aplicação prática de métodos de sintonia de controladores *PID SISO* com estrutura fixa e autoajustável assim como a extensão das técnicas para o caso *MIMO* autoajustável através de projetos sequenciais e não sequenciais de controladores *PID MIMO*. Neste trabalho, um projeto de controlador *PID SISO* e dois projetos de controladores *PID MIMO* são estudados e implementados de forma simulada e experimental. No projeto *SISO* o controlador *PID* baseia-se na especificação de margem de ganho e margem de fase com a possibilidade de sintonia automática a partir de experimentos de identificação em frequência com uma não linearidade do tipo relé posicionada na malha de realimentação. No primeiro método de sintonia *PID MIMO*, utiliza-se o esquema do projeto sequencial com identificação através de diferentes tipos de relés na malha sendo que, para o projeto dos controladores *PID MIMO*, utilizou-se o conceito de margem de ganho e de fase. No segundo método de sintonia *PID MIMO*, a identificação das malhas é realizada através de um esquema denominado de *DRF (Decentralized Relay Feedback)* e os controladores são projetados a partir da alocação de autovalores para o sistema. Este último método requer somente alguns pontos da superfície de pontos críticos definida pela natureza multivariável do problema.

Para a aplicação prática dos métodos propostos, utilizaram-se dois processos *MIMO*. O primeiro consistiu em uma incubadora neonatal e o segundo um processo constituído de tanques duplos.

Uma incubadora neonatal é um tipo de processo concebido para reproduzir um ambiente fechado, controlado, que aquece o neonato, fazendo circular ar aquecido e umidificado. Os neonatos de baixo peso e com problemas de saúde devem ser mantidos em um ambiente termo neutro. O ambiente termoneutro é aquele no qual o recém nascido consome o mínimo de calorías e oxigênio, apresentando uma baixa taxa metabólica para manter sua temperatura corporal estável. A incubadora neonatal tem por finalidade, portanto, prover um ambiente termoneutro ao neonato através do controle das malhas de temperatura e

umidade. Nesta dissertação este processo é caracterizado como sendo um processo *TITO* (*Two Input – Two Output*) com uma malha de temperatura e outra de umidade.

Tanques duplos acoplados são processos muito utilizados na indústria química e petroquímica. O sistema é composto de dois tanques cilíndricos que se comunicam através de uma tubulação com fluxo controlado por válvulas. Através dessa comunicação os tanques apresentam forte interação entre as malhas constituídas de níveis como variável controlada e vazão como variável manipulada. Os níveis de líquido dos tanques são medidos através de sensores de pressão instalados na coluna de água. Duas bombas submersas têm seus fluxos controlados por conversores *PWM*. Dessa forma o sistema resultante é constituído de duas malhas, ou seja, é também um processo *TITO*.

Esta dissertação de mestrado está organizada em 4 capítulos. O capítulo 1 consiste nesta introdução; o capítulo 2 aborda a auto-sintonia de controladores *PID SISO* e suas aplicações simuladas e experimentais ao final do capítulo; o capítulo 3 é dedicado aos controladores *PID MIMO* e aos resultados obtidos em aplicações simuladas e experimentais ao final do capítulo. Acredita-se que dessa forma a dissertação se torne mais didática explorando as características dos métodos apresentados logo após o desenvolvimento dos mesmos. As conclusões sobre a dissertação são estabelecidas no capítulo 4.

CAPÍTULO 2 - AUTO-SINTONIA DE CONTROLADORES PID-SISO

2.1 - CONTROLADOR *PID*

Os métodos para sintonia de controladores *PID* começaram a surgir na década de 40 ocorrendo a partir de então uma explosão no número de abordagens propostas. Os dois primeiros métodos de sintonia *PID*, devidos a ZIEGLER & NICHOLS (1942, 1943), são baseados em abordagens heurísticas e experimentais. No primeiro, proposto em 1942, a sintonia do controlador é baseada no ganho crítico e frequência crítica do processo (“*Continuous Cycling Method*”). No segundo método, proposto em 1943, os parâmetros do controlador são determinados a partir da curva de reação do processo à entrada degrau (“*Process Reaction Curve Method*”). A partir da interpretação dos parâmetros ganho crítico e frequência crítica no domínio da frequência, muitos outros métodos de sintonia e auto-sintonia de controladores *PID* foram propostos. Desses métodos, vale destacar o método de que pode ser considerado um “divisor de água” para o controle de sintonia *PID* autoajustável. Esse método busca superar dificuldades relacionadas aos métodos originais de *Ziegler-Nichols*.

Um dos mais bem sucedidos métodos de autoajuste foi proposto por ÅSTRÖM & HÄGGLUND (1984). Esse método pode ser considerado um marco no desenvolvimento de abordagens *PID* autoajustáveis e surgiu da combinação do método frequencial de ZIEGLER & NICHOLS (1943) com a estimação em frequência da função de transferência do processo através de experimentações com uma não-linearidade do tipo relé na malha direta do processo. O método do relé e variações apresenta duas importantes características para o controle de processos industriais: i) é simples de projetar e implementar e, ii) economiza tempo de projeto, principalmente por não ser necessária a identificação explícita de modelo para o processo (ÅSTRÖM & WITTENMARK, 1995). Nesta mesma perspectiva de projeto, encontra-se o trabalho de ALMEIDA & AMARAL (1991) que propuseram extensões ao método de ÅSTRÖM & HÄGGLUND (1984) através da introdução de procedimento sistemático para utilização de outros pontos frequenciais, diferentes do ponto crítico, no projeto *PID*. HANG *et al.* (1991) propuseram refinamentos heurísticos nas fórmulas utilizadas no método de Ziegler-Nichols obtendo melhor desempenho do controlador *PID*. Duas grandezas foram introduzidas na heurística: o atraso de transporte normalizado e o ganho do processo normalizado. HANG *et al.* (1991) utilizaram também um fator de ponderação no termo proporcional para reduzir o sobre-sinal máximo na resposta do sistema.

ÅSTROM & HÄGGLUND (2005) e ALMEIDA & AMARAL (1991) propuseram métodos baseados no posicionamento de pólos dominantes do processo. HO *et al.* (1995, 1998), WANG *et al.* (1999) e WANG & SHAO (1999) propuseram métodos de projeto de controladores *PID* baseados em especificações de margem de fase e de ganho. Todos os métodos mencionados têm em comum a utilização do método do relé para a identificação em frequência do processo.

Num contexto autoajustável e, procurando conferir simplicidade de projeto aos controladores *PID*, mesmo em situações de difícil operação e sem necessidade de definir modelo explícito para o processo a ser controlado, vários métodos de autoajuste têm sido propostos (SCHEI, 1994; ÅSTRÖM & WITTENMARK, 1995; HO *et al.*, 1995; WANG *et al.*, 1999; COELHO *et al.* 1998; WANG & SHAO, 1999; SUNG & LEE, 2000; ALMEIDA *et al.*, 2001a, 2001b; HO *et al.*, 2001; YU & CHANG, 2005; CAMPESTRINI *et al.*, 2009; REIS *et al.*, 2009).

Neste capítulo, serão desenvolvidos três métodos de auto-sintonia de controladores *PID*. Dois destes métodos são baseados no método clássico de *Ziegler-Nicholse* são apresentados na seção 2.3. Na seção 2.4 desenvolve-se o método de sintonia através da especificação de margem de fase e ganho. Ao final do capítulo exemplos de simulação e aplicações práticas são apresentadas.

2.1.1 - COMPOSIÇÃO FÍSICA DO CONTROLADOR PID DIGITAL

Os componentes físicos envolvidos em um sistema controlado por computador são esquematizados na figura 2.1. A saída é convertida da forma analógica para a forma discreta ou digital por um amostrador e conversor Analógico-Digital (A-D) e na forma digital pelo conversor Digital-Analógico (D-A) e um segurador geralmente de ordem zero (ZOH – Zero Order Hold).

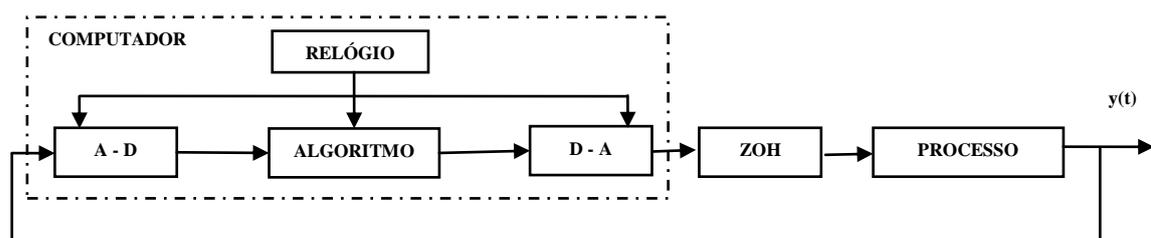


Figura 2.1 Diagrama esquemático de um sistema controlado por computador

A amostragem é periódica com período T . O computador processa o sinal amostrado e digitalizado nos instantes de amostragem t_k , como uma sequência de números e , de acordo com o algoritmo de controle utilizado, gera o sinal de controle. O sinal de controle gerado é convertido em um sinal analógico pelo conversor digital-analógico (D-A). O computador digital opera sequencialmente no tempo. A conversão D-A produz um sinal analógico que é aplicado à entrada do processo por meio de um segurador normalmente de ordem zero. Os algoritmos de controles programados no computador normalmente incluem o algoritmo *PID* discreto, o algoritmo de estimação de parâmetros e um algoritmo de ajuste de parâmetros do controlador *PID*.

2.1.2 - AÇÕES BÁSICAS DO CONTROLADOR PID

O algoritmo *PID* básico tem a seguinte forma:

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2.1)$$

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 ($I = K_p/T_i \int e(\tau) d\tau$) e o termo derivativo ($D = K_p T_d de(t)/d(t)$) conforme mostra a figura 2.2. Os parâmetros do controlador são: o ganho proporcional K_p , o tempo integral T_i e o termo derivativo T_d .

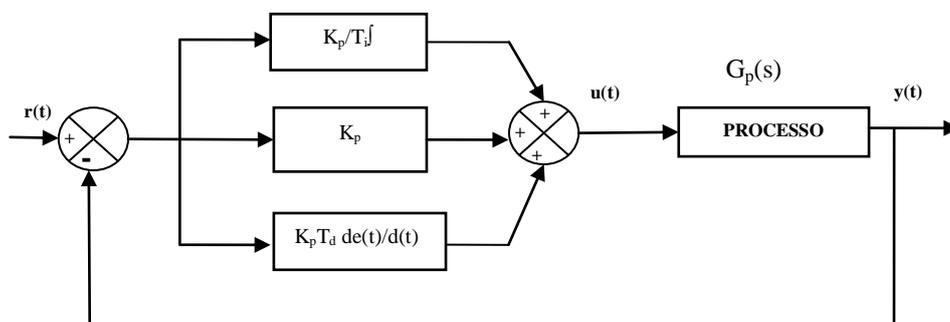


Figura 2.2 Estrutura do controle PID convencional

A função de transferência do controlador *PID* convencional é dada por:

$$G_c(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right] \quad (2.2)$$

No domínio da frequência, sendo as funções de transferência $G_c(s)$ do controlador e $G_p(s)$ do processo, tem-se a função de transferência da malha direta escrita como:

$$G(j\omega) = \left[K_p - \frac{K_p}{T_i} j\omega + K_p T_d j\omega \right] G_p(s) \quad (2.3)$$

As parcelas da equação (2.3) podem ser interpretadas em termos do diagrama de *Nyquist* de forma que o ganho proporcional age no sentido de modificar a função de transferência resultante no sentido radial, os ganhos integral e derivativo no sentido ortogonais de $\pm 90^\circ$ do ganho do processo, figura 2.3.

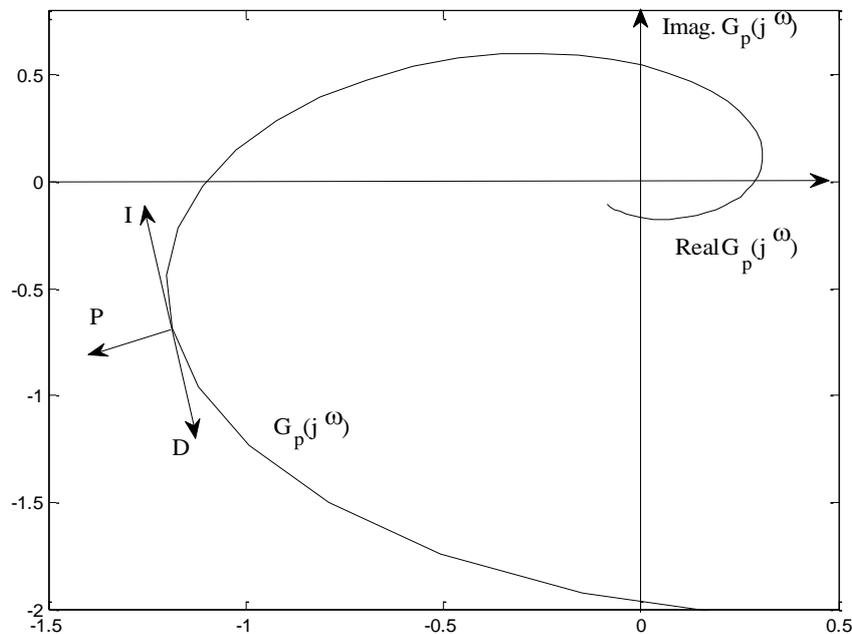


Figura 2.3 Diagrama de *Nyquist* com as ações do controlador *PID*

2.1.3 - ESTRUTURAS DO CONTROLADOR *PID*

Existem variações na implementação prática da lei de controle obtidas através de mudanças na estrutura do controlador *PID*. Estas variações na estrutura do *PID* se processam segundo a forma com que o sinal de erro $e(t)$ é introduzido nos módulos do controlador. Não é objeto desta dissertação discutir as várias estruturas possíveis para o controlador, somente as estruturas *PID* e *PI+D* serão objetos deste trabalho, conforme apresentados nas figuras 2.3a e b.

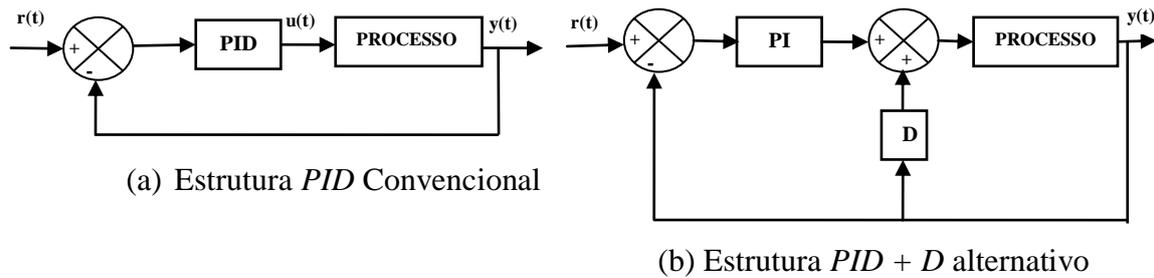


Figura 2.4 Estruturas do controlador *PID*

Na estrutura da figura 2.3a, a parte derivativa do controle pode causar ganhos elevados quando ocorrem mudanças bruscas no sinal de referência. Essa situação pode ser evitada aplicando-se a ação derivativa apenas na saída $y(t)$ do processo, como mostra a figura 2.3b. Essa estrutura *PID* é muito utilizada na literatura (ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 2005).

Com base no exposto acima, as modificações na estrutura do controlador são úteis no contexto deste trabalho, discutidas a seguir.

2.1.4 - MODIFICAÇÕES NO GANHO DERIVATIVO

As variações elevadas observadas na saída de controle da estrutura *PID* convencional deve-se, na maioria das vezes, à ação derivativa do controlador. Este comportamento é geralmente denominado “*kick* derivativo” e resulta da derivação de mudanças bruscas no sinal de referência, que são comuns na operação do sistema. Com o objetivo de evitar o “*kick* derivativo” e realizar uma filtragem dos ruídos provenientes dos sensores de medidas da saída do processo, a estrutura da figura 2.3b é utilizada, onde o fator derivativo tem como entrada somente o sinal de saída com a adição de um filtro de primeira ordem. Na estrutura *PID* modificada, o termo derivativo é dado pela equação (2.5), obtida pela eliminação de $r(t)$ da equação (2.4) e a introdução do filtro na equação (2.6):

$$D = K_p T_d \frac{de(t)}{dt} = K_p T_d \left[\frac{dr(t)}{dt} - \frac{dy(t)}{dt} \right] \quad (2.4)$$

$$D = -K_p T_d \frac{dy}{dt} \quad (2.5)$$

$$\frac{T_d}{\gamma} \cdot \frac{dD}{dt} + D = -K_p \cdot T_d \cdot \frac{dy}{dt} \quad (2.6)$$

Da equação (2.6) pode-se observar que a função de transferência para a ação derivativa é dada por:

$$\frac{D(s)}{Y(s)} = -\frac{K_p \cdot T_d \cdot s}{1 + \frac{T_d}{\gamma} \cdot s} \quad (2.7)$$

Da equação (2.7) observa-se a introdução de um filtro de primeira ordem com constante de tempo $\frac{T_d}{\gamma}$. O termo atua com ação derivativa para componentes de sinal de baixa frequência, enquanto que, em alta frequência, o ganho se torna limitado por γ . As amplificações de ruídos são, portanto, limitadas em função de γ .

O valor da constante γ do filtro é fixado frequentemente entre 3-10 e deve ser adotada de acordo com o ruído presente no sistema (ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 2005).

2.1.5 - ALOCAÇÃO DO ZERO INTRODUZIDO PELO CONTROLADOR $PI+D$

O controlador $PI+D$ introduz zeros na função de transferência de malha aberta do sistema (controlador + processo). Esse zero pode também ser responsável por valores elevados na variável de saída do controlador. Valores elevados de $u(t)$ podem ser regulados a partir de uma ponderação adequada do valor de referência. Conforme a figura 2.4 o parâmetro β é introduzido com este objetivo, ou seja, ponderar a referência e posicionar o zero introduzido pelo controlador. Considerando as observações acima representadas na estrutura $PI+D$, ilustrada na figura 2.4, o sinal de controle é dado por

$$u(t) = K_p \left[e_p(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de_d(t)}{dt} \right] \quad (2.8)$$

sendo:

$$\begin{aligned}
 e(t) &= r(t) - y(t) \\
 e_p(t) &= \beta r(t) - y(t) \\
 e_d(t) &= -y(t) \\
 \theta &\leq \beta \leq 1
 \end{aligned}$$

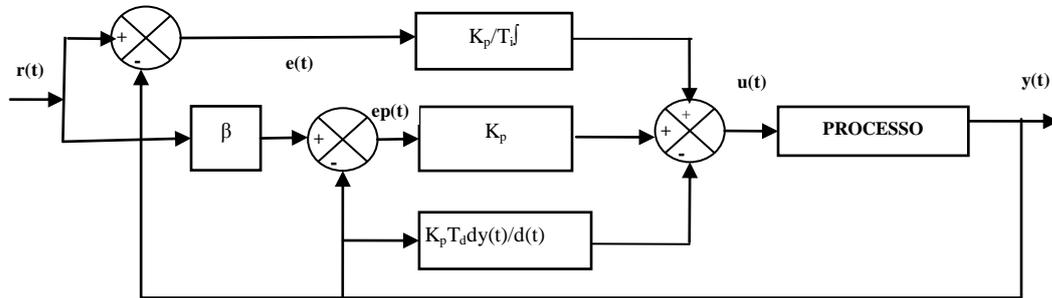


Figura 2.5 Estrutura para alocação do zero introduzido pelo *PID*

A função de transferência de malha aberta para o sistema é dada por:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = G(s) = K_p T_i \beta \left[\frac{s + \frac{1}{\beta T_i}}{T_i s} \right] G_p(s) \quad (2.9)$$

onde $G_p(s)$ é a função de transferência do processo.

Essa estrutura para o *PID* introduz, portanto, um zero em $s = \frac{-1}{\beta T_i}$ na função de transferência de malha aberta. Esse zero pode aumentar o sobressinal, pois está relacionado à ponderação de referência. O efeito do posicionamento do zero é apresentado em termos do lugar das raízes do sistema em malha fechada. Através do parâmetro β , o zero pode ser alocado adequadamente. A figura 2.6 mostra o lugar das raízes para o sistema da figura 2.5 em função do posicionamento do zero introduzido pelo *PID*. O processo está representado por um par de pólos complexos conjugados dominantes.

Da figura 2.6 pode-se ver que, à medida que o zero torna-se maior em módulo que a parte real do pólo dominante do processo em malha aberta, melhor será a resposta em frequência do sistema.

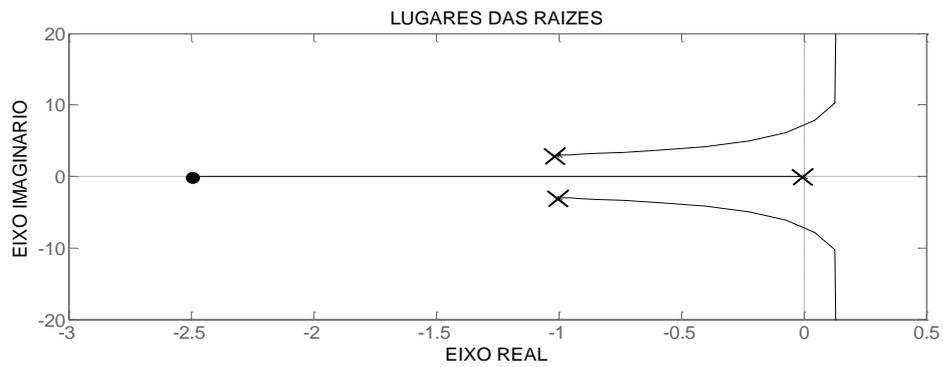
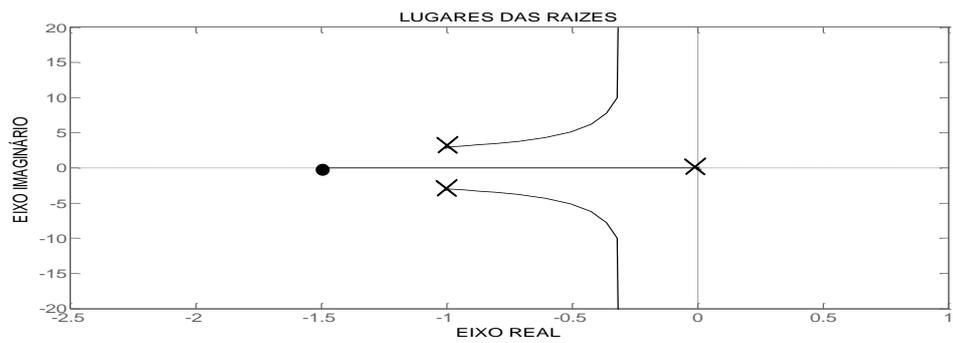
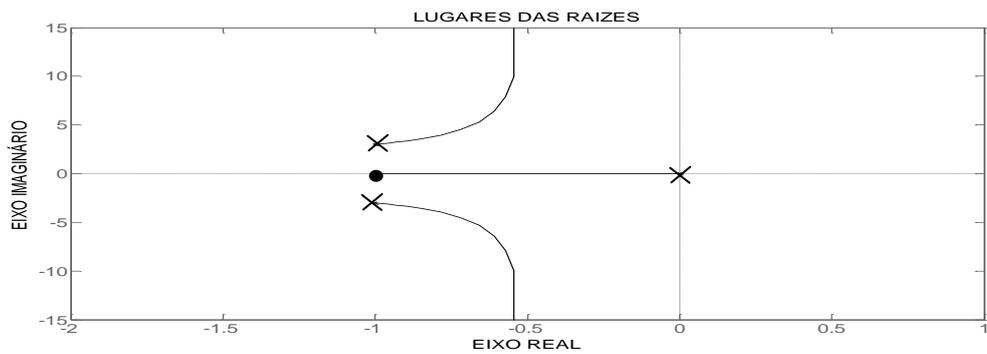
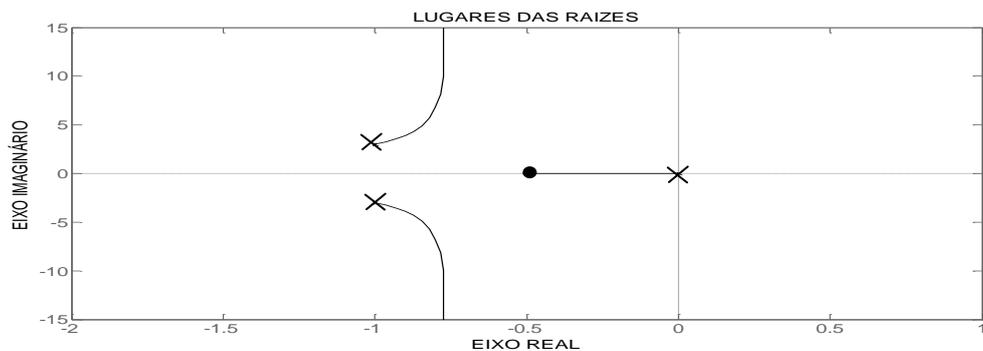
(a) Zero posicionado em $s=2,5\sigma$, $\sigma=-1$ (b) Zero posicionado em $s=1,5\sigma$, $\sigma=-1$ (c) Zero posicionado em $s=\sigma$, $\sigma=-1$ (d) Zero posicionado em $s=0,5\sigma$, $\sigma=-1$

Figura 2.6 – Gráfico do lugar das raízes do sistema processo + *PID*, o processo é representado pelo par de pólos complexos conjugados.

Se o pólo dominante do processo em malha aberta é conhecido, uma escolha comum para o valor de β pode ser feita através da equação (2.9) (ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 1984):

$$\beta = \frac{1}{3\sigma T_i} \quad (2.10)$$

σ é a parte real do pólo dominante do processo em malha aberta. O zero introduzido pelo controlador será, portanto, alocado em:

$$s = -3\sigma \quad (2.11)$$

Isso garante que o zero introduzido pelo controlador *PID* seja três vezes maior em módulo que a parte real do pólo dominante do processo em malha aberta.

2.1.6 – DISCRETIZAÇÃO DA ESTRUTURA *PI+D*

Para implementar o algoritmo *PID* em um computador digital, é necessário realizar uma discretização das partes proporcional, derivativa e integral da lei de controle.

O termo proporcional é dado por $P = K_p [\beta r(t_k) - y(t)]$ e sua implementação é feita substituindo as variáveis por sua versão discreta,

$$P(t_k) = K_p [\beta r(t_k) - y(t_k)] \quad (2.12)$$

onde t_k é o instante de amostragem.

Para os termos integral e derivativo utilizou-se a diferença *backward*.

Dessa forma, o termo integral é dado por:

$$I(t_k) = \frac{k_p}{T_i} \int_0^t e(s) ds \quad (2.13)$$

Utilizando-se o conceito de derivada, tem-se

$$\frac{dI}{dt} = \frac{k_p}{T_i} e(t) \quad (2.14)$$

aproximando a derivada por uma diferença *backward*, tem-se:

$$I(t_k) = I(t_{k-1}) + \frac{k_p T}{T_i} e(t_{k-1}) \quad (2.15)$$

O termo derivativo é implementado a partir da equação (2.6), em que foi considerada a estrutura *PI+D* com um filtro no módulo derivativo. Utilizando a aproximação por diferença *backward*, o termo derivativo pode ser escrito conforme equação (2.17).

$$\frac{T_d}{\gamma} \cdot \frac{dD}{dt} + D = -K_p T_d \frac{dy(t)}{dt} \quad (2.16)$$

Por essa aproximação, tem-se:

$$\left[\frac{T_d}{\gamma} \right] \cdot \frac{D(t_k) - D(t_{k-1})}{T} + D(t_k) = \frac{-K_p T_d [y(t_k) - y(t_{k-1})]}{T} \quad (2.17)$$

ou seja

$$D(t_k) = \frac{T_d}{T_d + \gamma T} D(t_{k-1}) - \frac{K_p T_d \gamma}{T_d + \gamma T} [y(t_k) - y(t_{k-1})] \quad (2.18)$$

A ação do controlador $PI+D$ pode ser, então, calculada pela adição das três ações P , I e D , ou seja $U(t_k) = P(t_k) + I(t_k) + D(t_k)$.

2.1.7 - A FORMA INCREMENTAL DO ALGORITMO PARA IMPLEMENTAÇÃO DA ESTRUTURA $PI+D$

Na implementação de um algoritmo conforme a seção anterior, resulta na forma posicional do controlador por fornecer a saída direta do controlador. Na implementação digital, uma forma incremental do algoritmo, por ser mais eficiente, é também usada. A forma incremental ou de velocidade elimina o problema relacionado à saturação do termo integral, obtida calculando-se o incremento da saída do controlador e adicionando-a à saída anterior para se obter a saída presente no instante T_k . A forma incremental pode ser obtida a partir da soma dos incrementos de cada parcela do controlador, conforme equação (2.19).

$$\Delta U(t_k) = u(t_k) - u(t_{k-1}) = \Delta P(t_k) + \Delta I(t_k) + \Delta D(t_k) \quad (2.19)$$

Os incrementos das partes proporcional e integral são calculados pelas equações (2.11) e (2.12).

$$\Delta P(t_k) = P(t_k) - P(t_{k-1}) = K_p [\beta r(t_k) - y(t_k) - \beta r(t_{k-1}) + y(t_{k-1})] \quad (2.20)$$

$$\Delta I(t_k) = I(t_k) - I(t_{k-1}) = \frac{K_p}{T_i} e(t_{k-1}) \quad (2.21)$$

O incremento do modelo derivativo é calculado a partir da equação (2.18) e expresso na equação (2.22).

$$\Delta D(t_k) = D(t_k) - D(t_{k-1}) \quad (2.22)$$

$$\Delta D(t_k) = \frac{b_i}{1-a_i} [y(t_k) - 2y(t_{k-1}) + y(t_{k-2})] \quad (2.23)$$

sendo:

$$a_i = \frac{T_d}{(T_d + \gamma T)}$$

$$b_i = -\frac{K_p T_d \gamma}{(T_d + \gamma T)}$$

com T sendo o período de amostragem.

Substituindo as equações (2.20), (2.21) e (2.23) na equação (2.19), obtém-se a equação (2.24).

$$u(t) - u(t_{k-1}) = k_p [\beta r(t_k) - y(t_k) - \beta r(t_{k-1}) + y(t_{k-1})] + \frac{k_p T}{T_i} r(t_{k-1}) + \frac{b_i}{1-a_i} [y(t_k) - 2y(t_{k-1}) + y(t_{k-2})] \quad (2.24)$$

Substituindo os valores de a e b diretamente na equação (2.24) resulta na equação (2.25).

$$u(t) - u(t_{k-1}) = k_p \beta r(t_k) + \left[\frac{K_p T}{T_i} - K_p \beta \right] r(t_{k-1}) + \left[-\frac{K_p T}{T_i} - K_p \right] y(t_k) + \left[\frac{2K_p T_d}{T} - \frac{K_p}{T_i} - K_p \right] y(t_{k-1}) + \left[\frac{K_p T_d}{T_i} \right] y(t_{k-2}) \quad (2.25)$$

ou seja:

$$u(t) = u(t_{k-1}) + h_o r(t_k) + h_1 r(t_{k-1}) - g_o y(t_k) - g_1 y(t_{k-1}) - g_2 y(t_{k-2}) \quad (2.26)$$

sendo:

$$h_o = k_p \beta$$

$$h_1 = \frac{k_p T}{T_i} - k_p \beta$$

$$g_0 = \frac{k_p T_d}{T} + k_p$$

$$g_1 = -\frac{2k_p T_d}{T} + \frac{k_p T}{T_i} + k_p$$

$$g_2 = -\frac{k_p T_d}{T}$$

A equação de controle em termos da transformada Z é dada pela equação (2.27), que mostra claramente a contribuição das duas entradas $R(z)$ e $Y(z)$, sendo a parcela relativa à $R(z)$ influenciada pela ponderação de referência β e a parcela referente à $Y(z)$ pelo projeto do filtro de primeira ordem deste módulo.

$$U(z) = \frac{h_0 h_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} R(z) - \frac{g_0 + g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} Y(z) \quad (2.27)$$

2.2 - AUTOAJUSTE DO CONTROLADOR PID PELO MÉTODO DE ZIEGLER-NICHOLS E TYREUS-LUYBEN

Os métodos de *Ziegler-Nichols* e *Tyreus-Luyben* requerem o conhecimento de dados do ganho e frequência do ponto de cruzamento de fase do processo por muitos autores denominado de ponto crítico. Uma vez que este ponto é conhecido através de uma experimentação com o relé sem histerese, conforme apêndice A, os parâmetros do controlador são determinados através das tabelas 2.1 e 2.2 (ÅSTRÖM & HÄGGLUND, 2005).

Tabela 2.1 Parâmetros *PID* – *Ziegler-Nichols*

Tipo de Controlador	K	T_i	T_d
P	$0.5K_c$	-	-
PI	$0.4 K_c$	$0.8T_c$	-
PID	$0.6 K_c$	$0.5T_c$	$0.125 T_c$

Tabela 2.2 Parâmetros *PID* – *Tyreus-Luyben*

Tipo de Controlador	K	T_i	T_d
PI	$K_c/3.2$	$2.2T_c$	-
PID	$K_c/2.2$	$2.2T_c$	$T_c/6.3$

Os procedimentos para o cálculo dos controladores propostos por *Ziegler-Nichols* e *Tyreus-Luyben*, podem ser interpretados como métodos pelos quais um ponto do diagrama de *Nyquist* é posicionado (ÅSTRÖM & HAGGLUND, 1995) através de um controlador *PI* ou *PID*, sendo possível mover um dado ponto do diagrama de *Nyquist* para uma posição arbitrária no plano complexo.

Um controlador *PI* sintonizado através de *Ziegler-Nichols*, por exemplo, tem $K = 0.4K_c$ e $\omega_c T_i = (2\pi/T_c)0.8T_c = 5.02$. Então, a função de transferência do controlador *PI*, na frequência crítica é dada por

$$G(j\omega) = K\left(1 + \frac{1}{j\omega_c T_i}\right) = 0.4K_c(1 - j/5.02) \quad (2.28)$$

$$G(j\omega) = 0.4K_c(0.4 - 0.08j) \quad (2.29)$$

a qual resulta na função de malha

$$G(j\omega_c) = G_c(j\omega_c)G_p(j\omega_c) \quad (2.30)$$

já que $K_c G(j\omega_c) = -1$.

Isto é, o ponto crítico é movido para $-0.4 + 0.08j$.

Da mesma forma, para um controlador *PID*,

$$C(j\omega_c) = K\left(1 + \frac{1}{j\omega_c T_i} + j\omega_c T_d\right) = 0.6K_c\left(1 - \frac{j}{3.14} + 0.78j\right) \quad (2.31)$$

Ou seja

$$C(j\omega_c) = K_c(0.6 + 0.28j) \quad (2.32)$$

e a função de malha é dada por

$$L(j\omega_c) = C(j\omega_c)G(j\omega_c) = -0.6 - 0.28j \quad (2.33)$$

A Tabela 2.3 mostra os pontos para os quais os procedimentos de *Ziegler-Nichols* e *Tyres-Luyben* deslocam o ponto de cruzamento de fase do processo monovariável. Nota-se que controladores do tipo *PI* deslocam o ponto para o 2º quadrante do plano complexo enquanto controladores *PID* deslocam o ponto para o 3º quadrante.

Tabela 2.3 Diferentes pontos para os quais o ponto crítico é levado usando as fórmulas de *Ziegler-Nichols* e *Tyres-Luyben*

Ziegler-Nichols	<i>PI</i>	$-0.4 + 0.08j$
	<i>PID</i>	$-0.6 - 0.28j$
Tyres-Luyben	<i>PI</i>	$-0.31 + 0.023j$
	<i>PID</i>	$-0.45 - 0.42j$

A Figura 2.7 mostra o movimento do ponto crítico no diagrama de *Nyquist* para o método de *Ziegler-Nichols* com a ação do controlador *PID*.

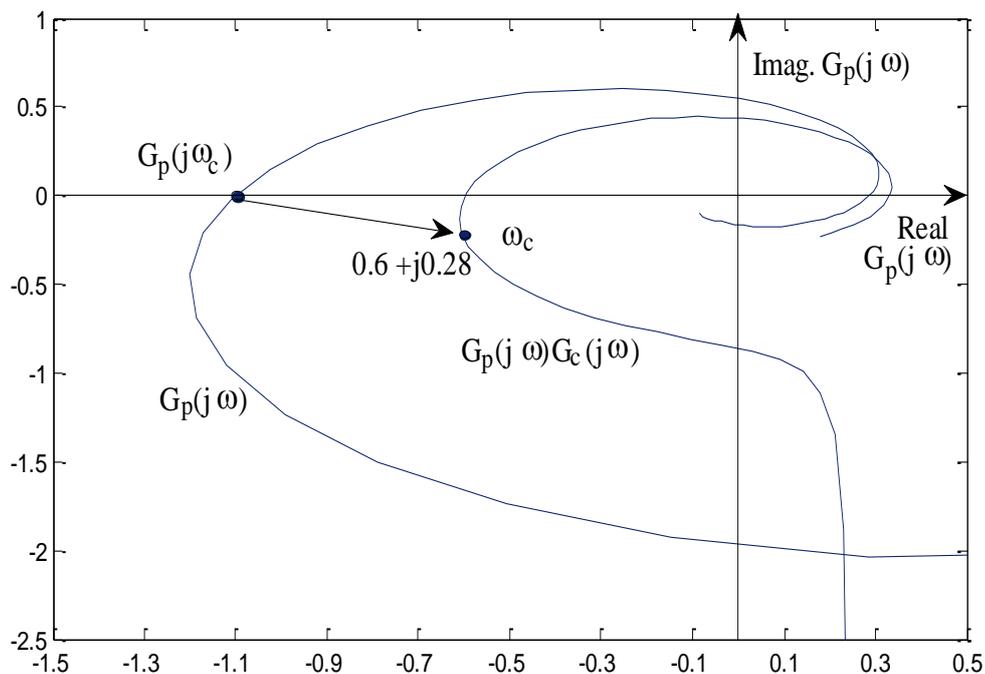


Figura 2.7 Ponto crítico no diagrama de *Nyquist* para o método de *Ziegler Nichols* com a ação do controlador *PID*

2.3 - AUTOAJUSTE DO CONTROLADOR *PID* MONOVARIÁVEL ATRAVÉS DA ESPECIFICAÇÃO DE MARGENS DE FASE E DE GANHO

Considerando que a especificação de fase e ganho do processo não são parâmetros do cotidiano do engenheiro de controle, desenvolve-se, neste item, segundo WANG *et al.* (1999), um método de autoajuste baseado em margem de fase e margem de ganho.

Métodos de projeto de controladores *PID* convencionais com especificações em termos da margem de fase, *MF*, e margem de ganho, *MG*, não são recentes (OGATA, 1995). No entanto, as soluções encontradas são através de métodos numéricos ou gráficos do tipo tentativa e erro. Neste projeto, para superar estas dificuldades, são utilizadas aproximações matemáticas das equações de projeto, simplificando o procedimento de sintonia do controlador. Esse procedimento é conveniente num contexto de controle adaptativo ou autoajustável, onde os parâmetros do controlador devem ser sintonizados em tempo real. Métodos eficientes de auto-sintonia de controladores *PID*, baseados nestas medidas, podem ser encontrados em YAMAMOTO *et al.* (1994), ÅSTRÖM & HÄGGLUND (1984), HO *et al.* (1995), WANG *et al.* (1999), WANG & SHAO (1999), ALMEIDA (2002). Seja um modelo de segunda ordem dado pela equação (2.34), considerado suficiente para representação da maioria dos processos práticos encontrados em sistemas de controle,

$$\hat{G}_p(s) = \frac{e^{-sL}}{as^2 + bs + c} \quad (2.34)$$

onde os parâmetros a , b , c e L são determinados através do método do relé, apresentado no apêndice A, proporcionando característica autoajustável ao controlador. Conforme os valores determinados para os parâmetros a , b e c , o modelo pode apresentar pólos reais ou complexos em sua dinâmica adequando-se à representação de processos cujas respostas são exponenciais ou oscilatórias.

Seja a função de transferência do controlador *PID* na sua forma padrão

$$G_c(s) = k \left(\frac{As^2 + Bs + C}{s} \right) \quad (2.35)$$

onde $A=K_d/k$, $B=K_i/k$, $C=K_p/k$ e (K_c, K_i, K_d) são os ganhos do controlador *PID*.

Se os zeros do controlador são definidos de forma a cancelar os pólos do modelo, tais que $A=a$, $B=b$ e $C=c$, a função de transferência de malha aberta do sistema é dada por

$$\hat{G}_p(s)G_c(s) = \frac{ke^{-sL}}{s} \quad (2.36)$$

sendo k derivado dos valores de margem de ganho (A_m) e margem de fase (Φ_m) do sistema. Considerando as equações para o sistema, nas frequências de cruzamento de ganho (ω_g) e cruzamento de fase (ω_p) (ÅSTRÖN & WITTENMARK, 2006), as seguintes equações podem ser estabelecidas:

$$\arg[\hat{G}_p(j\omega_g)G_c(j\omega_g)] = -\pi \quad (2.37)$$

$$A_m |\hat{G}_p(j\omega_g)G_c(j\omega_g)| = 1 \quad (2.38)$$

$$|\hat{G}_p(j\omega_p)G_c(j\omega_p)| = 1 \quad (2.39)$$

$$\Phi_m = \pi + \arg[\hat{G}_p(j\omega_p)G_c(j\omega_p)] \quad (2.40)$$

Sendo A_m a margem de ganho e Φ_m a margem de fase do processo.

Inserindo a equação (2.36) nas equações (2.37)-(2.40), tem-se

$$\omega_g L = \frac{\pi}{2}, \quad A_m = \frac{\omega_g}{k} \quad (2.41)$$

$$k = \omega_p, \quad \Phi_m = \frac{\pi}{2} - \omega_p L \quad (2.42)$$

Das equações (2.41) e (2.42), tem-se

$$A_m \omega_p = \omega_g \quad (2.43)$$

Combinando as equações (2.41)-(2.43), resulta em uma equação que relacione a margem de ganho com a margem de fase dando:

$$\Phi_m = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{A_m} \right) \quad (2.44)$$

das equações (2.35), (2.41) e (2.42), tem-se que os ganhos do controlador *PID* são dados por

$$\begin{bmatrix} K_c \\ K_i \\ K_d \end{bmatrix} = \frac{\pi}{2A_m L} \begin{bmatrix} b \\ c \\ a \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

a partir da equação (2.36) tem-se:

$$G_p(j\omega_c) = \frac{e^{-j\omega_c L}}{a(j\omega_c)^2 + bj\omega_c + c} \quad (2.46)$$

Sabendo-se que $c=1/K_p$ e separando parte real e imaginária, $G(j\omega_c)$ pode ser estimado pelo método do relé, obtêm-se os parâmetros a , b e c dados por:

$$c = \frac{1}{K_p}; \quad a = \left[c - \text{real}\left(e^{-j\omega_c L} / G(j\omega_c)\right) \right] / \omega_c^2; \quad b = \text{imag}\left(e^{-j\omega_c L} / G(j\omega_c)\right) / \omega_c$$

sendo L é o atraso de transporte do processo, K_p é o ganho do processo e ω_c é a frequência de cruzamento.

Em projetos de controladores *PID* industriais, os valores típicos da margem de ganho estão no intervalo de 2 a 5 e a margem de fase entre 30° e 60°. Devido à relação entre A_m e Φ_m dado pela equação (2.44) A_m no intervalo de 2 a 3 implica Φ_m no intervalo de 45° a 72° e portanto aumentando a margem de ganho, também aumenta-se a margem de fase do sistema.

Desde que a função de transferência de malha direta do sistema seja dada pela equação (2.36), os pólos de malha fechada são posicionados conforme o lugar das raízes apresentado na figura 2.8 para diferentes valores do ganho k .

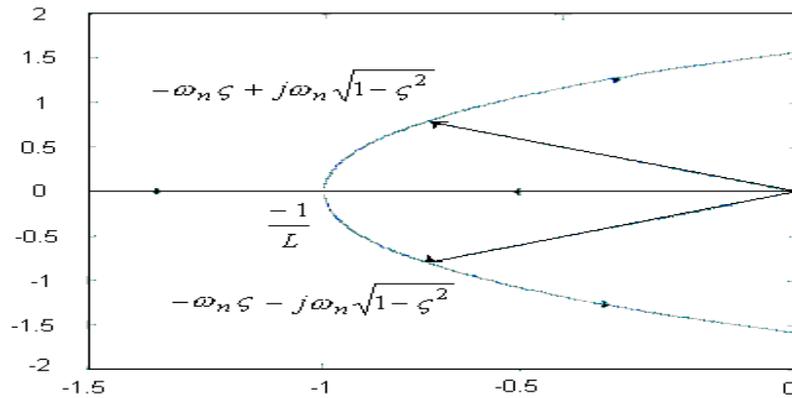


Figura 2.8 Lugar das raízes da equação (2.36), onde ω_n é frequência natural do sistema e ζ é o fator de amortecimento.

Como o método baseia-se no cancelamento entre pólos e zeros, cuja função de transferência resultante é dada pela equação (2.36), podem ocorrer situações em que o cancelamento exato não seja possível; por exemplo, se o processo é de ordem elevada e apresenta comportamento oscilatório, obter o cancelamento perfeito não é tarefa simples. Para minimizar esses efeitos, é conveniente evitar valores de k que resultem em pólos complexos de malha fechada reforçando as oscilações no sistema. Por outro lado, para processos não-oscilatórios ou fracamente oscilatórios, dinâmicas não canceladas não provocam restrições sérias no cancelamento dos pólos. Detalhes adicionais sobre como realizar o cancelamento entre pólos e zeros em sistemas oscilatórios podem ser encontrados em WANG *et al.* (1999).

2.4 - RESULTADOS DE SIMULAÇÕES E EXPERIMENTAÇÕES COM A INCUBADORA NEONATAL

Nesta seção, são apresentados os resultados das simulações das malhas de temperatura e umidade, utilizando os métodos de *Ziegler-Nichols* e *Tyreus-Luyben*, e também o experimento da malha de umidade. Para tanto, trabalhou-se com a incubadora neonatal desenvolvida no Laboratório de Automação e Controle do GPAR-DEE,

Uma incubadora neonatal constitui um dos mais importantes processos da engenharia biomédica. Em 1900, o francês Pierre Constant Budin foi, talvez, o primeiro neonatologista a registrar a importância deste processo para sobrevivência em pacientes neonatos. Ele observou que 10% desses pacientes sobreviveriam, se fossem mantidos a uma temperatura entre $32,5^{\circ}\text{C}$ e $33,5^{\circ}\text{C}$, e que 77% sobreviveriam caso a temperatura fosse mantida entre 36°C e 37°C , comprovando a importância da função principal da incubadora, que é sustentar um ambiente

termicamente adequado ao recém-nascido, isto é, que não promova a perda de calor do mesmo.

Escolheu-se a malha de umidade da incubadora para a realização dos experimentos práticos. O sistema de umidificação da incubadora consiste em um umidificador ultra-sônico com ionizador de ambientes. O umidificador ultra-sônico utiliza um oscilador de alta frequência para quebrar a água em minúsculas partículas. O sistema de ventilação lança essas partículas no ambiente onde evapora para oferecer a umidade necessária. A ionização do ambiente é feita por um dispositivo interno que ioniza o ar injetado pelo aparelho, auxiliando na purificação e descontaminação do mesmo. Suas principais características técnicas são: frequência do cristal piezoelétrico de 1,7 MHz, potência elétrica de 45 W, alimentação de 220V de tensão alternada e volume do reservatório de água de 3L. A figura 2.9 mostra a foto do umidificador posicionado na parte inferior da incubadora.



Figura 2.9 Incubadora projetada.

A malha de controle de umidade é composta do sensor de umidade SHT75 como unidade de medida e um sistema de posicionamento com servo-motor para controlar a injeção

de umidade no capacete da incubadora. A figura 2.10 ilustra o diagrama de blocos da malha de umidade.

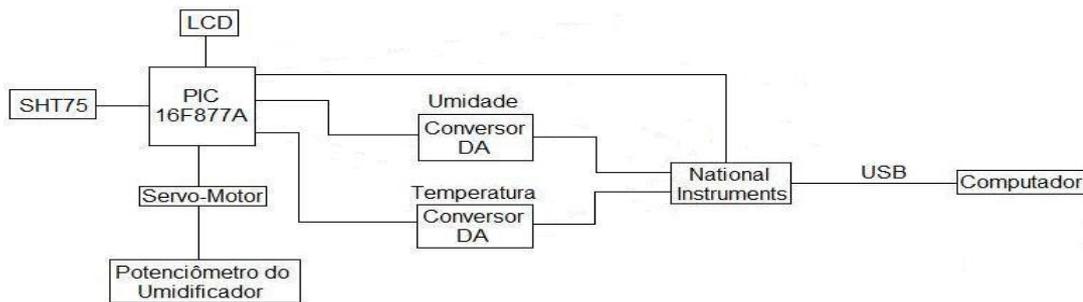


Figura 2.10 Diagrama de blocos da malha de umidade.

Tomou-se como base as seguintes funções de transferência, obtidas em BRITO (2010), para chegar-se aos parâmetros para o controlador *PID*, apresentados nas tabelas 2.4 e 2.5:

$$\text{Malha de temperatura: } G(s) = \frac{2,89}{550s+1} e^{55s} \quad (2.47)$$

$$\text{Malha de umidade: } G(s) = \frac{22,2}{180s+1} e^{-16s} \quad (2.48)$$

No procedimento de projeto o método do relé é aplicado a essas funções de transferência para obter-se os parâmetros de ganho crítico e frequência crítica. Parâmetros esses necessários para o desenvolvimento do método.

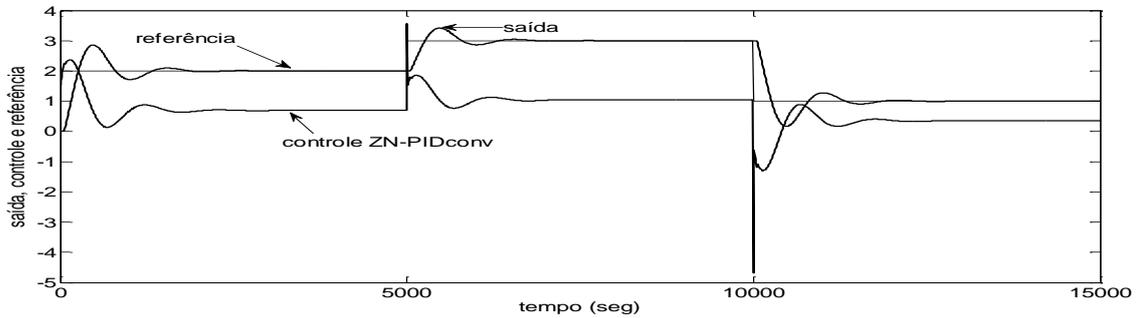
Tabela 2.4 Parâmetros do controlador *PID Ziegler-Nichols*

Ziegler-Nichols	K	T_i	T_d
temperatura	2,8342	110,3676	27,5000
umidade	0,3878	39,7368	9,9342

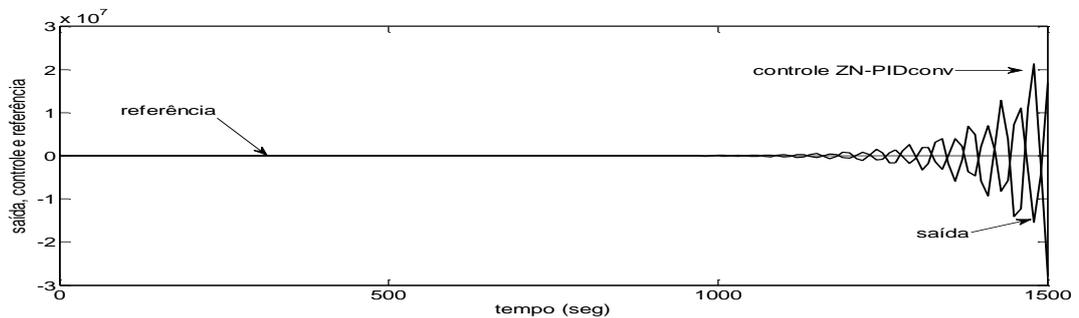
Tabela 2.5 Parâmetros do controlador *PID Tyreus-Luyben*

Tyreus-Luyben	K	T_i	T_d
temperatura	2,1472	485,6176	35,0373
umidade	12,6149	174,8421	12,6149

As figuras 2.11 e 2.12 apresentam os resultados simulados obtidos quando o controlador *PID* é sintonizado pelos métodos de *Ziegler-Nichols* e *Tyres-Luyben* para controlar as malhas de temperatura e umidade da incubadora. Pode-se observar que, com as sintonias obtidas, não é possível o controle da malha de umidade.

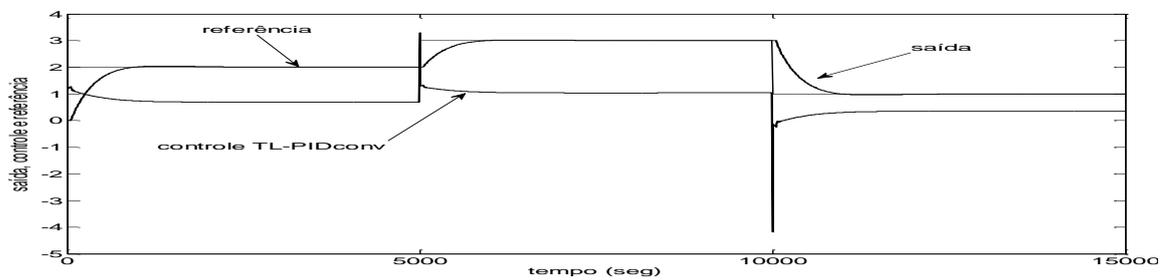


(a) Malha de temperatura

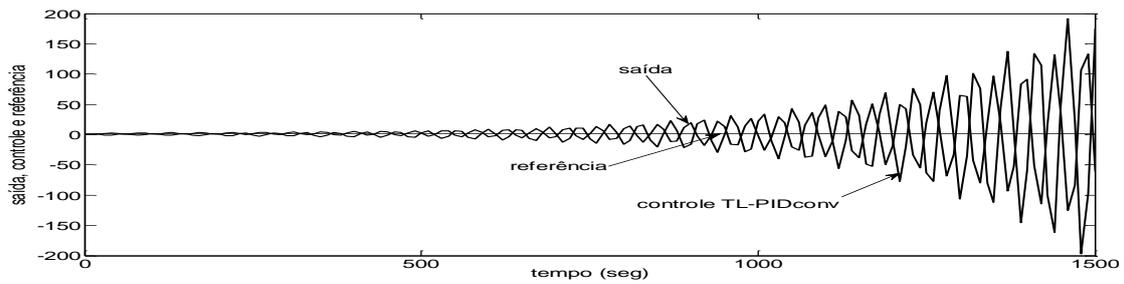


(b) Malha de umidade

Figura 2.11 Controle, saída e referência para sintonia *Ziegler-Nichols*



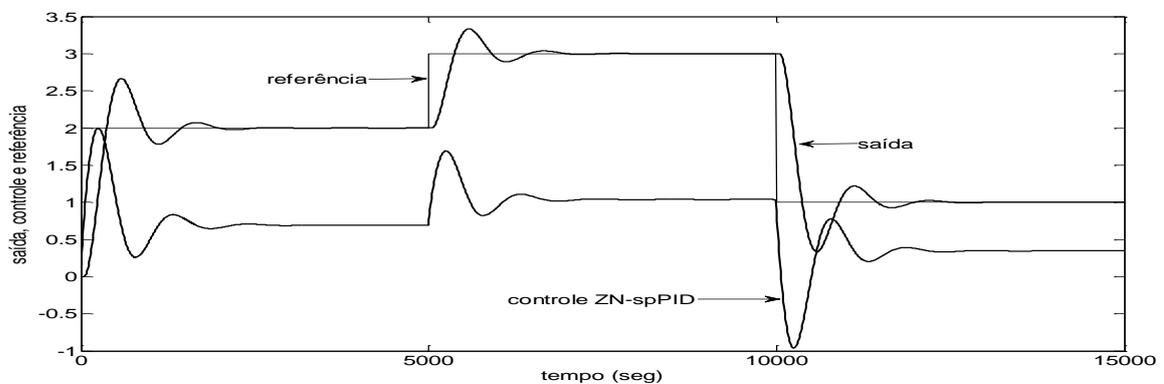
(a) Malha de Temperatura



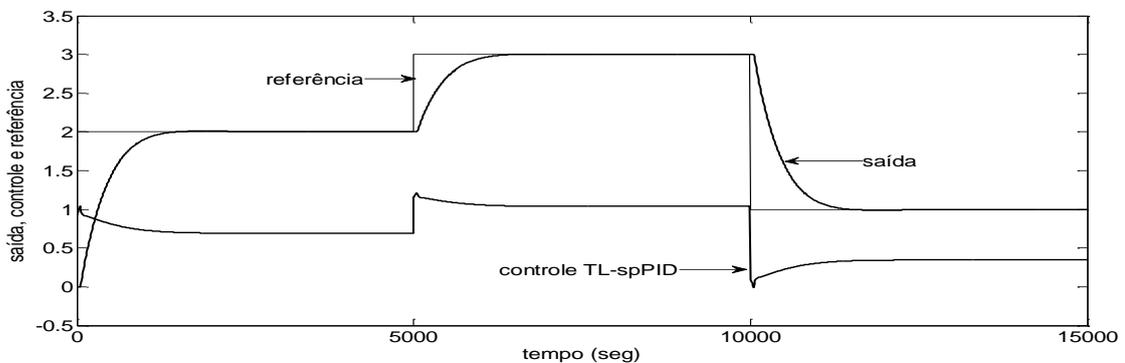
(a) Malha de Umidade

Figura 2.12 Controle, saída e referência para sintonia *Tyreus-Luyben*

Com o objetivo de demonstrar o efeito do filtro no módulo derivativo, equação (2.18), para evitar o fenômeno do “kick derivativo”, conforme descrito na seção 2.1.4, implementou-se a estrutura *PID* dada pela equação (2.25). Observa-se, portanto, a eliminação do efeito “kick derivativo”.



(a) Ziegler-Nichols



(b) Tyreus-Luyben

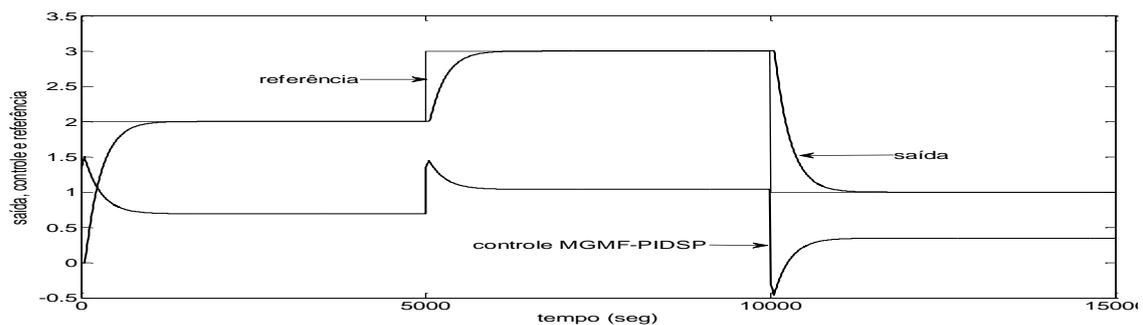
Figura 2.13 Controle, saída e referência para malha de temperatura com estrutura *PID* com ponderação de referência.

Fazendo-se uma avaliação das propostas apresentadas nas figuras 2.11 e 2.12, observa-se que o método de *Ziegler-Nichols* e *Tyres-Luyben* não resulta em parâmetros adequados para sintonizar a malha de umidade da incubadora. O método de auto-sintonia a partir da margem de ganho e fase, figura 2.14, apresenta um desempenho estável para as especificações de margem de ganho $A_m = 2$ e margem de fase $\Phi_m = 60^\circ$ para ambas as malhas de temperatura e umidade. Observa-se, também, da figura 2.14 a ausência do “kick derivativo” devido à implementação com o filtro derivativo e ponderação de referência. Os parâmetros do *PID* para as malhas são dados na tabela 2.6.

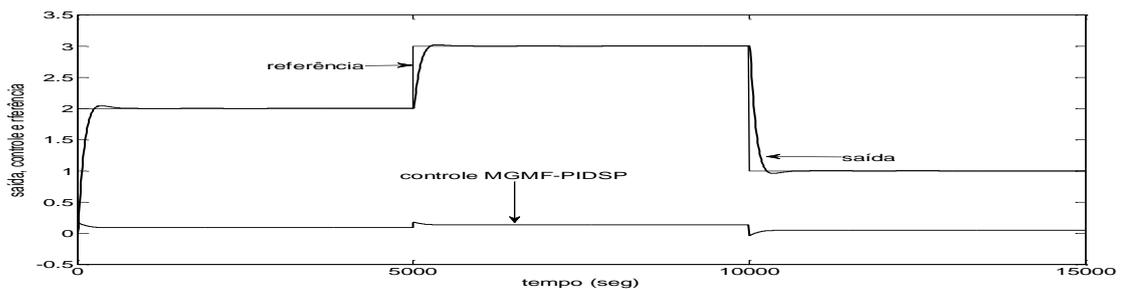
Tabela 2.6 Parâmetros do controlador *PID-MFMG*

Margens de fase e de ganho	K	T_i	T_d
temperatura	0,8245	458,0555	8,8587
umidade	0,1010	128,5837	6,9158

A figura 2.14 apresenta a implementação do método de auto-sintonia por especificação de margem de fase e de ganho quando a estruturação de ponderação de *set-point* é utilizada para uma ponderação $\beta > 0,8$.



(a) Temperatura



(b) Umidade

Figura 2.14 Controle, saída e referência para o *PID* com especificação de margens de fase e de ganho.

Para o experimento com a malha de umidade, usou-se o relé para a sintonia do controlador *PID*, conforme figura 2.15. Neste experimento, as informações da função de transferência do processo são obtidas através de ensaios com o relé. Em seguida, o método de sintonia *PID*, através da especificação de margem de fase e ganho, é utilizado para o cálculo dos parâmetros do controlador.

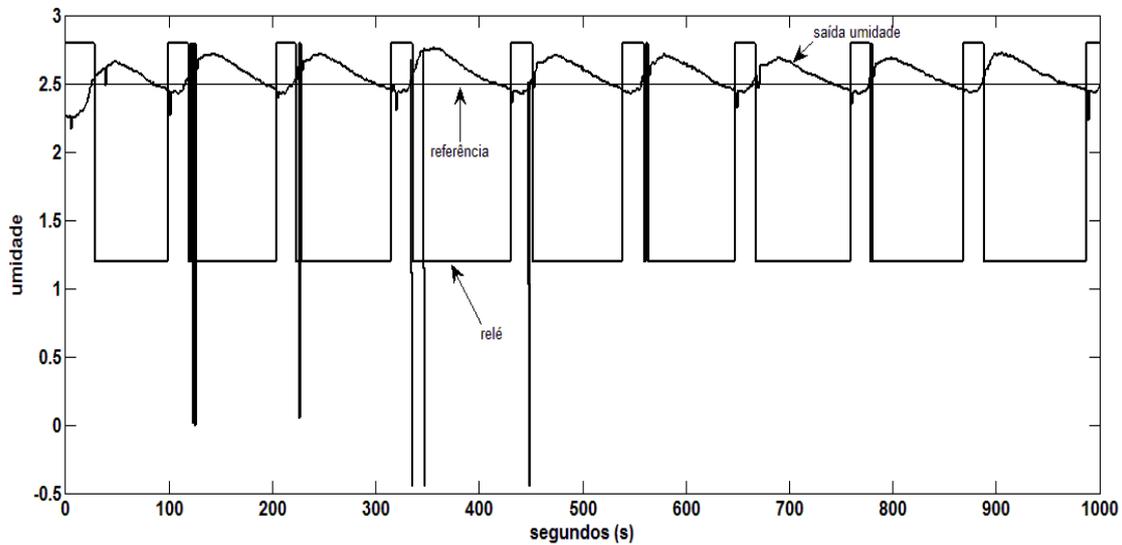


Figura 2.15 Experimento com relé para sintonia do controlador *PID*.

Os parâmetros da malha de umidade identificados a partir do experimento com o relé para $\varepsilon=0,01$ e $d=0,8$; são dados por: $\omega_c=0,06\text{rd/s}$ e $G(j0,06)=0,1766$. Considerando as especificações para $A_m=2$ e $\phi_m=60^\circ$, resulta em um controlador *PID* cujos ganhos são: $K_c=5,37$, $T_i=410,81$ e $T_d=25,03$.

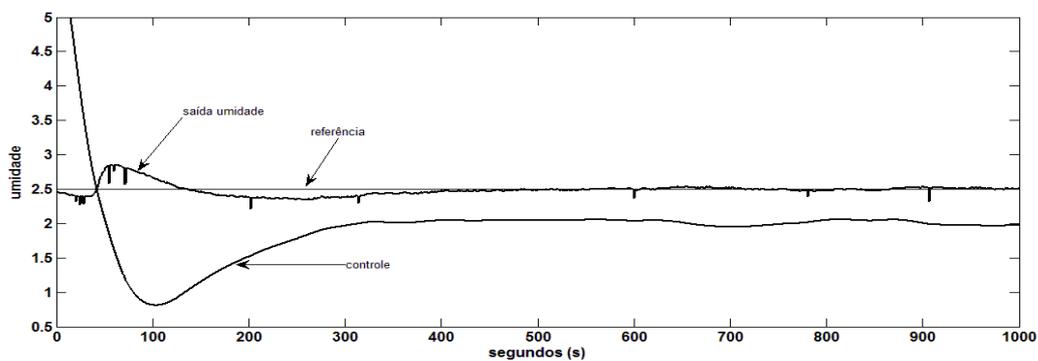


Figura 2.16 Controle, saída e referência *PID* da malha de umidade da incubadora.

CAPÍTULO 3 – AUTO-SINTONIA DE CONTROLADORES PID – MIMO

A forma sequencial de projetar malhas de controle também tem boa aceitação em sistemas de controle multivariáveis descentralizados (O'REILLY & LEITHEAD, 1991; CHIU & ARKUN, 1992; LOH *et al.*, 1993; HOVD & SKOGESTAD, 1994; SHEN & YU, 1994; SHIU & HWANG, 1998; CAMPESTRINI *et al.*, 2009). No algoritmo sequencial, o projeto *MIMO* é decomposto em uma sequência de projetos *SISO* de forma que apenas uma malha de controle *SISO* é sintonizada por vez. Pode-se citar como vantagens desta forma de projeto: *i*) a dinâmica real das malhas do processo é identificada levando em conta as interações entre as mesmas; *ii*) cada passo do projeto envolve a síntese de apenas um controlador *SISO* por vez; *iii*) em termos de identificação apenas n funções de transferências são necessárias para um processo $n \times n$; *iv*) é mais robusto em termos de tolerância a falhas. Se a estabilidade é garantida durante o projeto sequencial das malhas de controle, o sistema se mantém estável mesmo com a perda de uma das malhas de controle; *v*) durante a partida (“*startup*”) do sistema, a estabilidade é garantida se as malhas de controle iniciam a operação na ordem em que foram projetadas. Algumas desvantagens podem ser citadas, como: *i*) a colocação em funcionamento do controlador final pode depender da ordem em que as malhas foram projetadas; *ii*) desde que o projeto de uma malha subsequente possa influenciar no projeto da malha já projetada, é necessário o reprojeção das malhas até a convergência ser atingida; *iii*) a função de transferência entre entrada e saída, em um passo sequencial, pode conter zeros instáveis que não correspondem aos zeros de transmissão da função de transferência do processo. Uma forma de minimizar as deficiências (*i*) e (*ii*) é projetar malhas mais rápidas primeiro, desde que sejam menos sensíveis aos efeitos das malhas mais lentas. Para tratar o problema (*iii*), pode-se alterar a ordem de projeto das malhas para garantir a estabilidade do sistema. Este problema também é minimizado se malhas mais rápidas são projetadas e postas em operação primeiro. O sucesso do projeto sequencial depende de como os problemas acima citados são considerados (CHIU & ARKUN, 1992; HOVD & SKOGESTAD, 1994; SHEN & YU, 1994; SEMINO & SCALI, 1998; SHIU & HWANG, 1998).

Recentemente alguns trabalhos têm proposto métodos de auto-sintonia de controladores *PID* descentralizados baseados no projeto sequencial e que utilizam não-linearidades do tipo relé com o propósito de identificação de cada malha sequencial do processo (LOH *et al.*, 1993; SHEN & YU, 1994; SEMINO & SCALI, 1998; SHIU & HWANG, 1998; WANG *et al.*, 1999; CAMPESTRINI *et al.*, 2009). O sucesso desse

mecanismo de auto-sintonia deve-se à sua simplicidade o que favorece o aprendizado por parte do operador do processo. Outra vantagem diz respeito à sua capacidade de identificação de sistemas não-lineares como, por exemplo, colunas de destilação (LUYBEN, 1987; CHENG & YU, 1999). LOH *et al.* (1993) propõem um procedimento baseado na combinação do projeto sequencial com a identificação *SISO* através do método do relé conforme proposta de HANG *et al.* (1991) para a sintonia de controladores *PI/PID* descentralizados. No trabalho proposto por SHEN & YU (1994), o método do relé na estrutura proposta por ÅSTRÖM & HÄGGLUND (2005) é aplicado no projeto sequencial de controladores *PID* multivariáveis descentralizados. Em SEMINO & SCALI (1998) é proposta a extensão para o caso *MIMO* do método de identificação com o relé denominado *ATV* e proposto por LI *et al.* (1991). Uma técnica de sintonia *PID MIMO* descentralizado baseada na identificação com o relé e na integral do erro quadrático foi proposta por SHIU & HWANG (1998).

E mais recentemente, citam-se os trabalhos de que propuseram métodos de sintonia de controladores *PIDs* multivariáveis baseados em modelos.

Segundo CAMPESTRINI (2010), um dos métodos mais simples de sintonia de controladores *PID* consiste em identificar algumas grandezas as que se relacionam com características do processo a controlar e, em seguida, aplicar fórmulas para os parâmetros dos controladores baseadas nessas grandezas. Essas grandezas são o ganho e o período críticos do processo, os quais se relacionam diretamente com o limite de estabilidade do sistema. Uma característica bastante interessante desse método é que o mesmo pode ser implementado em um contexto de controle autoajustável, através de um método de sintonia multivariável para controladores *PID* descentralizados, baseado nas grandezas críticas do processo. Este constitui uma extensão do método do ponto crítico dos sistemas monovariáveis aos sistemas multivariáveis através da análise multivariável do problema.

Neste capítulo duas abordagens de projetos de controladores *PID MIMO* descentralizados são propostos como uma extensão do caso *SISO*, apresentado na seção 3.1, que aborda a questão do projeto por especificação de margem de fase e de ganho. No primeiro projeto uma generalização do método do ponto crítico, determinado com experimento por meio do relé, é utilizada para determinar a superfície de lugares característicos e o projeto do controlador é realizado para atender especificações de fase e ganho. No segundo método, apresentado na seção 3.2, a nova proposta associa a especificação de margem de fase e de

ganho ao projeto sequencial de sintonia *PID*. A técnica do relé para a identificação de um modelo para a malha resultante é aplicada a cada passo sequencial. Aplicações de simulação e experimentações práticas são apresentadas ao final do capítulo, comparações com o método *BLT* são também realizadas.

3.1 - SISTEMAS MULTIVARIÁVEIS REPRESENTADOS POR FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIAS

Os sistemas multivariáveis (*MIMO – Multiple-Input Multiple-Output*) podem ser representados através de uma matriz de funções de transferências. Nessa representação, um sistema multivariável com j entradas u_1, u_2, \dots, u_j e i saídas y_1, y_2, \dots, y_i que definem os vetores y de saídas e u de entradas, são dados por (FRANKLIN et al., 2003; SKOGESTAD & POSTLETHWAITE, 2005):

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_i \end{bmatrix} \text{ e } u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_j \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Na forma matricial, considerando um sistema linear, controlável e observável a matriz de transferência é dada por:

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \\ \vdots \\ Y_i(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) & \cdots & G_{1j}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) & \cdots & G_{2j}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{i1}(s) & G_{i2}(s) & \cdots & G_{ij}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \\ \vdots \\ U_j(s) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

A equação (3.2) fornece como resultado uma matriz de transferência $G(s)$ de ordem ixj 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 . A figura 3.1 apresenta o diagrama de blocos para esta representação de um sistema $2x2$. $G_{21}(s)$ e $G_{12}(s)$ representam as interações entre as malhas do sistema.

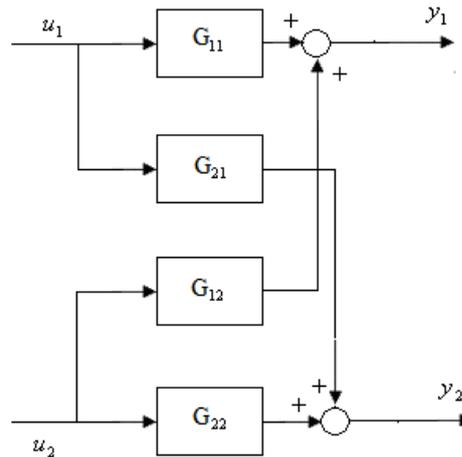


Figura 3.1 Representação por função de transferência para um sistema *MIMO* 2x2.

Um sistema multivariável com matriz de transferência racional e própria e limitados na entrada e saída (*BIBO – Bounded Input Bounded Output*).

3.1.1-CRITÉRIO DE NYQUIST GENERALIZADO E OS LUGARES CARACTERÍSTICOS PARA UMA MALHA MIMO.

O Diagrama de Nyquist para sistemas monovariáveis é uma das ferramentas, no domínio da frequência, mais utilizada para o estudo da estabilidade em malha fechada. Informações tais como ganho crítico, frequência crítica, margem de ganho, margem de fase e robustez podem ser estudadas e caracterizadas através do diagrama. Através da definição do critério de Nyquist generalizado, pode-se estender estes estudos para os sistemas multivariáveis (MACIEJOWSKI, 1989).

Considerando que a matriz de transferência do processo $G(s)$, conforme definido na equação (3.2), seja quadrada e que não existem modos não-controláveis e não-observáveis, o critério de Nyquist pode ser facilmente definido. Para isso, supõe-se também que o sistema possua na malha direta uma matriz de ganho diagonal tal qual dado na equação (3.3).

$$K = \begin{bmatrix} K_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & K_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & K_m \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

e representado pela figura 3.2

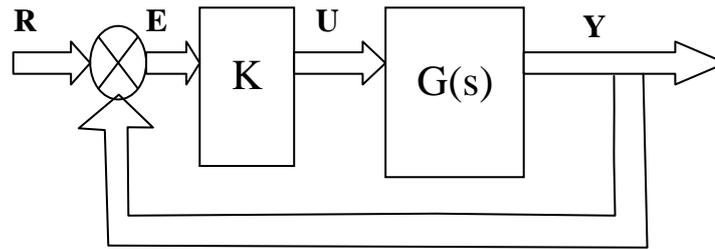


Figura 3.2 Processo *MIMO* em malha fechada

Todas as variáveis da figura 3.2 são vetores ou matrizes, de onde se pode escrever que

$$Y(s) = G(s)U(s) = G(s)[K(R(s) - Y(s))] \quad (3.4)$$

$$Y(s) = [I + G(s)K]^{-1}G(s)KR(s)$$

Sendo

$$[I + G(s)K]^{-1}G(s)K = T(s) \quad (3.5)$$

Por definição:

$$[I + G(s)K]^{-1} = \frac{1}{|I + G(s)K|} \text{cof}^T[I + G(s)K] \quad (3.6)$$

Sendo $\text{cof}^T(\cdot)$ definido como a matriz transposta de cofatores.

Se $|I + G(s)K|$ tem P_p pólos e P_z zeros no semi-plano direito então, de forma semelhante ao caso monovariável, para que exista estabilidade em malha fechada, P_z deve ser zero e os pólos de $|I + G(s)K|$ são os pólos de $G(s)$.

Sabe-se que:

$$|I + G(s)K| = \prod_i [1 + \lambda_i(s)] \quad (3.7)$$

sendo $\lambda_i(s)$ os autovalores de $G(s)K$.

Dessa forma, o gráfico de $\lambda_i(s)$ quando s percorre o contorno de Nyquist é um dos lugares característicos de $G(s)K$. Os gráficos dos lugares característicos correspondem ao diagrama de Nyquist do processo multivariável quando $-\alpha < \omega < \alpha$.

A estabilidade de um sistema multivariável em malha fechada pode ser determinado a partir da quantidade de vezes que a origem é envolvida pelos gráficos de $1 + \lambda_i(s)$. Ou de

forma equivalente a partir da quantidade de vezes que o ponto -1 é envolvido pelos lugares característicos.

Teorema 1: Se $G(s)$ for controlável e observável e apresenta P_p pólos instável, então o sistema em malha fechada da figura 3.3 é estável, se e somente se, os lugares geométricos de $KG(s)$ envolverem o ponto -1 P_p vezes no sentido anti-horário (MACIEJOWSKI, 1989).

Considerando como exemplo um sistema 2×2 (*TITO*) que modela o comportamento da incubadora neonatal descrito pela equação (3.11), a função de malha considerando um controlador proporcional K , é dada por $KG(s)$. O diagrama de Nyquist desse processo é composto por dois lugares geométricos, conforme figura 3.3. Para cada valor de K os lugares geométricos mudam em conformidade. Os lugares geométricos são obtidos através da solução da equação característica do sistema, ou seja,

$$|G(s)K - \lambda I| = 0 \quad (3.8)$$

A solução dessa equação é dada por:

$$(g_{11}(j\omega)k_1 - \lambda)(g_{22}(j\omega) - \lambda) - g_{12}(j\omega)k_1g_{21}(j\omega)k_1 = 0 \quad (3.9)$$

Resolvendo essa equação para λ ,

$$\begin{aligned} \lambda_{1,2}(j\omega) = & \frac{1}{2}g_{11}(j\omega)k_1 + \frac{1}{2}g_{22}(j\omega)k_2 \pm \frac{1}{2}[g_{11}^2(j\omega)k_1^2 \\ & - 2g_{11}(j\omega)k_1g_{22}(j\omega)k_2 + g_{22}^2(j\omega)k_2^2 \\ & + 4g_{12}(j\omega)k_1g_{21}(j\omega)k_2]^{1/2} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Da figura 3.3, observa-se que à medida que o valor de K é modificado para $K' = \alpha K$ os lugares geométricos mantêm a mesma forma podendo, no entanto, serem levados para a instabilidade de forma semelhante ao que acontece no caso monovariável. Este comportamento do sistema *MIMO* leva à definição do limiar da estabilidade.

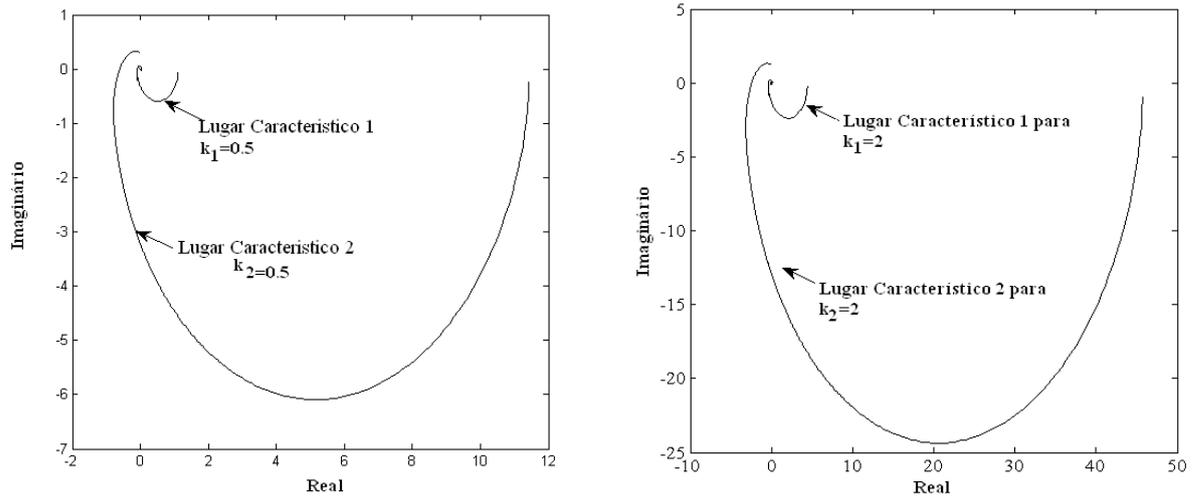


Figura 3.3 Deslocamento dos lugares característicos no diagrama de Nyquist através da modificação dos valores de K .

O limiar de estabilidade de um sistema *MIMO* é atingido quando pelo menos um dos lugares característicos do sistema intercepta o diagrama de *Nyquist* no ponto $-1+j0$. Quando isso acontece o sistema em malha fechada apresenta oscilações sustentadas que são caracterizadas por uma matriz de ganhos críticos K_c e frequências críticas ω_c .

Deve ser observado que para o caso monovariável existe somente um ponto crítico, enquanto para o caso multivariável um número infinito de pontos críticos pode ser obtido e são caracterizados por uma superfície de $m-1$ dimensão. Para um sistema *TITO*, por exemplo, uma curva de ganhos críticos pode ser obtida, conforme apresentado na figura 3.4.

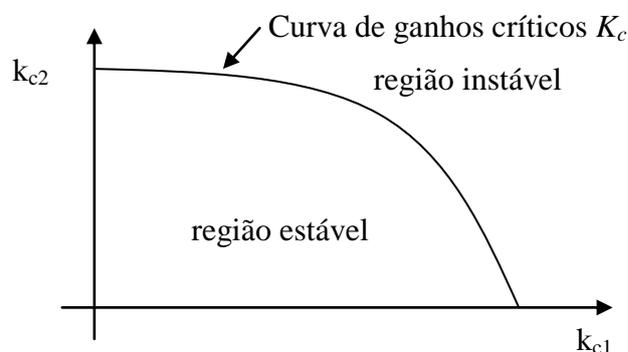


Figura 3.4 Curva no plano $k_{c1} \times k_{c2}$ definida pelo conjunto de ganhos crítico K_c para um sistema *TITO*.

Para identificar as malhas de um sistema *MIMO* no domínio da frequência experimentos podem-se utilizar experimentos com o relé descentralizado (*DRF*). Com o *DRF*

pontos da curva de ganhos críticos podem ser identificados para cada lugar característico. Como existem infinitos pontos críticos em um sistema *MIMO* o mais adequado ponto a ser utilizado para o propósito de projeto de controladores *PI* ou *PID* constitui um problema teórico e prático em aberto (CAMPESTRINE, 2010). Esse método de identificação através do experimento *DRF* é adequado para ser usado com o método do Åström e Wittenmark e sucessores. Esses métodos serão discutidos na seção 3. A figura 3.5 apresenta o esquema de identificação *DRF* aplicado ao processo *TITO* da incubadora neonatal.

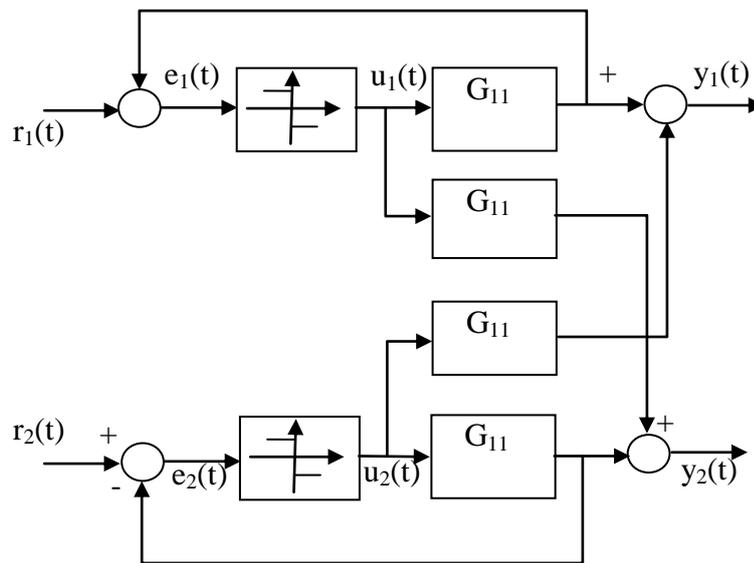


Figura 3.5 Esquema de identificação *DRF* aplicado ao processo *TITO* da incubadora neonatal

3.2 - SINTONIA DE CONTROLADORES *PID MIMO* – IDENTIFICAÇÃO SEQUENCIAL

Quando a técnica de identificação por meio do relé é aplicada ao caso *MIMO*, existe a possibilidade de três esquemas: *i*) experimentos *SISO* independentes (“*independent single relay*”), nesse caso, os experimentos são realizados sem levar em consideração as interações entre as malhas de controle, ou seja, uma malha é submetida à experimentação enquanto as outras funcionam em malha aberta; *ii*) experimentos sequenciais (“*sequential relay feedback*”), nesse caso, os experimentos seguem o esquema sequencial de projeto de forma que as interações entre as malhas são consideradas e, a cada experimento o projeto de um controlador para a malha submetida é realizado; *iii*) experimentos descentralizados *DRF* que, como apresentado na seção 3.1, todas as malhas são submetidas a experimentos com relés simultaneamente e, portanto, é necessário um critério extra para identificar o verdadeiro ponto

de operação do sistema já que, devido à característica multivariável do sistema, vários pontos de operações podem surgir (PALMOR *et al.*, 1995).

O controlador *PID* descentralizado proposto, utiliza na identificação do processo um esquema sequencial de experimentações com o relé conforme a figura 3.6. Embora um sistema com duas entradas e duas saídas (*TITO*) seja utilizado como exemplo, a extensão para o caso $n \times n$ é direta. No caso *TITO*, supõe-se conhecida a associação dos pares entradas e saídas (y_1-u_1 , y_2-u_2) através de índices como o de *Nierderlinski* ou *RGA* (“*Relative Gain Array*”) (NIERDERLINSKI, 1971). A função de transferência do processo é dada por ($G(s)=g_{i,j}(s)$), $i=1,2$ e $j=1,2$) e, para o controlador descentralizado, tem-se ($G_c(s)=diag(g_{ci}(s))$, $i=1,2$). O procedimento de identificação e sintonia pode ser resumido em três passos: *i*) inicialmente, um relé é posicionado na malha 1 (entre u_1 e y_1), com $u_2=$ constante, conforme figura 3.6a, identifica-se a função de transferência entre u_1-y_1 e sintoniza-se o controlador g_{c1} ; *ii*) com g_{c1} sintonizado no passo anterior e, controlando a malha 1, posiciona-se o relé na malha 2 (entre u_2-y_2), figura 3.6b, identifica-se a função de transferência entre u_2-y_2 e sintoniza-se o controlador g_{c2} ; *iii*) os passos (*ii*) e (*iii*) são repetidos até a convergência dos parâmetros do controlador ser atingida, figura 3.6c.

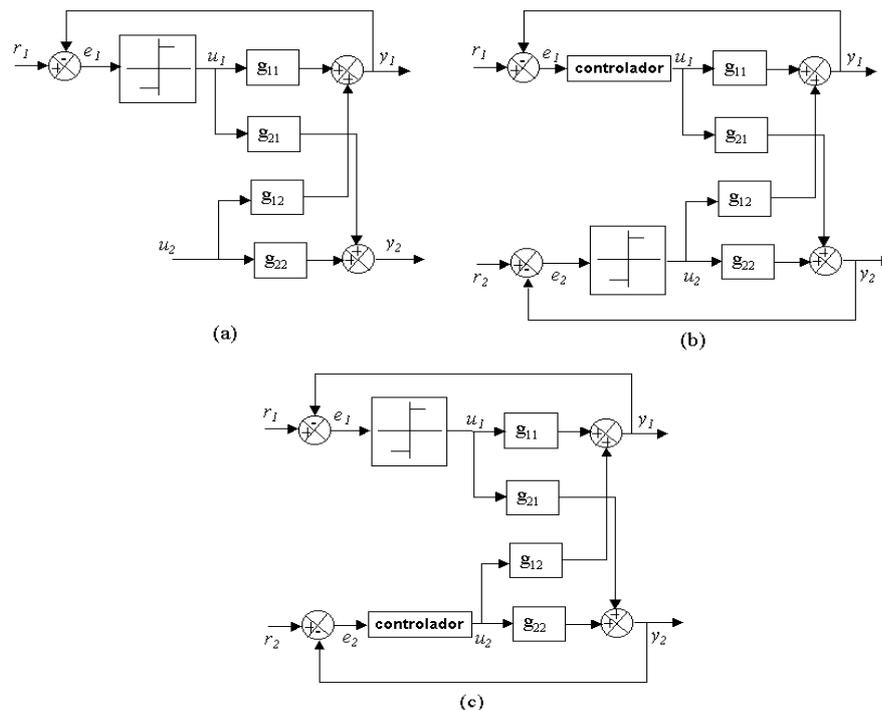


Figura 3.6 Sintonia sequencial de um sistema *TITO*.

No projeto sequencial descentralizado da figura 3.6 pode-se obter as seguintes equações:

$$g_{11,OL}(s) = \left(\frac{y_1}{u_1} \right)_{OL} \quad (3.11)$$

$$g_{11,CL}(s) = \left(\frac{y_1}{u_1} \right)_{CL} = g_{11}[1 - \kappa h_2] \quad (3.12)$$

$$g_{22,CL}(s) = \left(\frac{y_2}{u_2} \right)_{CL} = g_{22}[1 - \kappa h_1] \quad (3.13)$$

$$\kappa = \frac{g_{12}g_{21}}{g_{11}g_{22}}; \quad h_2 = g_{22}g_{c2}(1 - g_{22}g_{c2})^{-1}; \quad h_1 = g_{11}g_{c1}(1 - g_{11}g_{c1})^{-1}$$

onde $g_{11,OL}$ é a função de transferência entre u_1 e y_1 com o malha 2 aberta, $g_{11,CL}$ é a função de transferência entre u_1 e y_1 com o malha 2 fechada e $g_{22,CL}$ é a função de transferência entre u_1 e y_1 com o malha 1 fechada.

As raízes das equações características de malha fechada do sistema ($\det[\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{G}_c] = 0$) são determinadas através das equações (LUYBEN, 1990)

$$1 + g_{11}(1 - \kappa h_2)g_{c1} = 0 \quad \text{ou} \quad 1 + g_{22}(1 - \kappa h_1)g_{c2} = 0 \quad (3.14)$$

A configuração de pólos e zeros da função de transferência *SISO*, obtida a cada passo do projeto sequencial, deve ser considerada na sintonia do controlador. A tabela 3.1 apresenta a configuração obtida a cada passo do projeto sequencial.

Tabela 3.1. Pólos e zeros no projeto sequencial de um sistema *TITO*.

	pólos de	zeros de
passo 1	g_{11}	g_{11}
passo 2	$g_{22}, g_{12}, g_{21}, h_1$	$1 - \kappa h_1$
passo 3	$g_{11}, g_{12}, g_{21}, h_2$	$1 - \kappa h_2$

Mesmo que uma função de transferência *SISO* seja obtida a cada passo do projeto sequencial, a matriz função de transferência obtida pode possuir componentes cujos comportamentos podem diferenciar de um sistema de primeira ordem com atraso de transporte, ou seja, a função de transferência $g_{ii,CL}$ geralmente possui pólos subamortecidos (complexos conjugados).

Para propósito de identificação de $g_{ii,CL}$ e $g_{ii,OL}$, no projeto sequencial o modelo sugerido na seção 2.6 capaz de representar uma combinação de sistema subamortecido e sobre-amortecido, é utilizado. O modelo de segunda ordem com atraso de transporte para cada passo sequencial é dado por

$$g_{ii,CL,j}(s) = \frac{e^{-sL_j}}{a_j s^2 + b_j s + c_j}, \quad j = 1, \dots, n_p \quad (3.15)$$

onde a_j , b_j , c_j e L_j devem ser identificados e o índice j é o número do passo no projeto sequencial. Dependendo dos valores de a_j , b_j e c_j , o modelo pode conter pólos reais ou complexos. Esses modelos são capazes de representar os comportamentos exibidos pelas equações (3.11), (3.12) e (3.13).

No esquema apresentado, apenas um experimento com o relé por malha é necessário para identificar um modelo dado pela equação (3.15). Um relé padrão (sem histerese) é capaz de estabelecer um ciclo limite se a função de transferência de malha, em cada passo do projeto sequencial, apresentar atraso de pelo menos π radianos. As oscilações obtidas na saída do processo são utilizadas para calcular o ganho crítico $K_{u,j}$ e o período crítico $T_{u,j}$ na frequência de cruzamento de fase. O atraso de transporte L_j pode ser estimado do teste com o relé medindo-se o tempo entre a mudança na sua condição de entrada e o tempo necessário para a saída do relé mudar. Para garantir uma estimativa robusta dos parâmetros, é aconselhável calcular valores médios considerando-se vários ciclos de oscilação. O ganho estático de malha $k_{p,j}$ pode ser determinado através da equação (3.15) quando aplicado ao valor de regime. Com essas informações, os parâmetros do modelo da equação (3.16) podem ser obtidos como

$$c_i = 1/k_{p,j} \quad (3.16)$$

$$a_j = \frac{c_j - \text{real}[e^{-jw_{u,j}L_j} / G_j(jw_{u,j})]}{w_{u,j}^2} \quad (3.17)$$

$$b_j = \frac{\text{imag}[e^{-jw_{u,j}L_j} / G_j(jw_{u,j})]}{w_{u,j}} \quad (3.18)$$

Observar que, por questão de simplificação, os índices relativos às malhas foram suprimidos.

3.3-RESULTADOS DE SIMULAÇÕES APLICADAS ÀS MALHAS DA INCUBADORA NEONATAL.

Nesta seção, são apresentados os resultados das simulações do controle das malhas de temperatura e umidade da incubadora neonatal. A matriz função de transferência da incubadora neonatal é dada pela equação (3.19) (BRITO, 2010).

$$G_s = \begin{pmatrix} \frac{2.89e^{-55s}}{550s+1} & \frac{-3.1e^{-51s}}{260s+1} \\ \frac{-4.22e^{-91s}}{546s+1} & \frac{22.22e^{-16s}}{180s+1} \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

Reorganizando a equação (3.19) na forma de diagrama de blocos, obtém-se a figura 3.7.

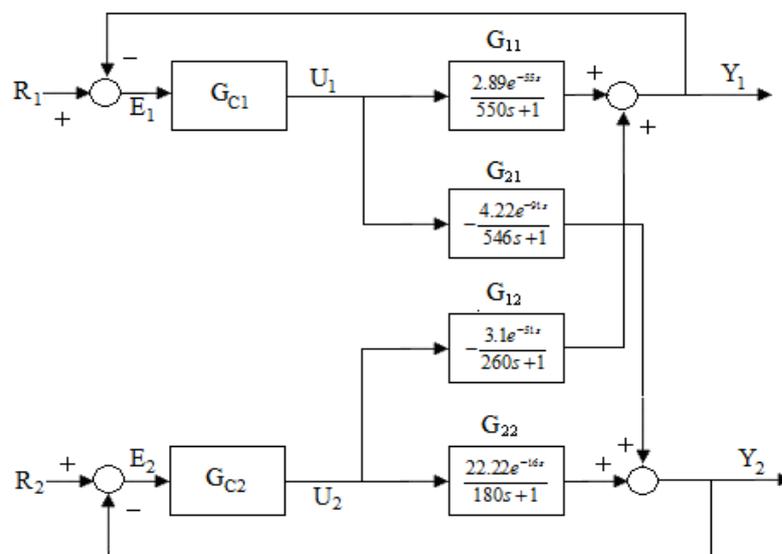


Figura 3.7 – Diagrama de blocos da incubadora.

As variáveis controladas Y_1 e Y_2 são as variáveis de saída do sistema e representam a temperatura e a umidade relativa do ar no interior da incubadora, respectivamente. As variáveis manipuladas U_1 e U_2 são os sinais de comando provenientes dos controladores descentralizados G_{C1} e G_{C2} , respectivamente. O objetivo do sistema de controle *PI TITO* implementado é manter a temperatura e a umidade relativa do ar nas referências R_1 e R_2 desejadas mantendo os requisitos de estabilidade e robustez do sistema.

Os resultados obtidos na simulação da implementação do método de sintonia sequencial com identificação através do relé, são apresentados nas figuras:

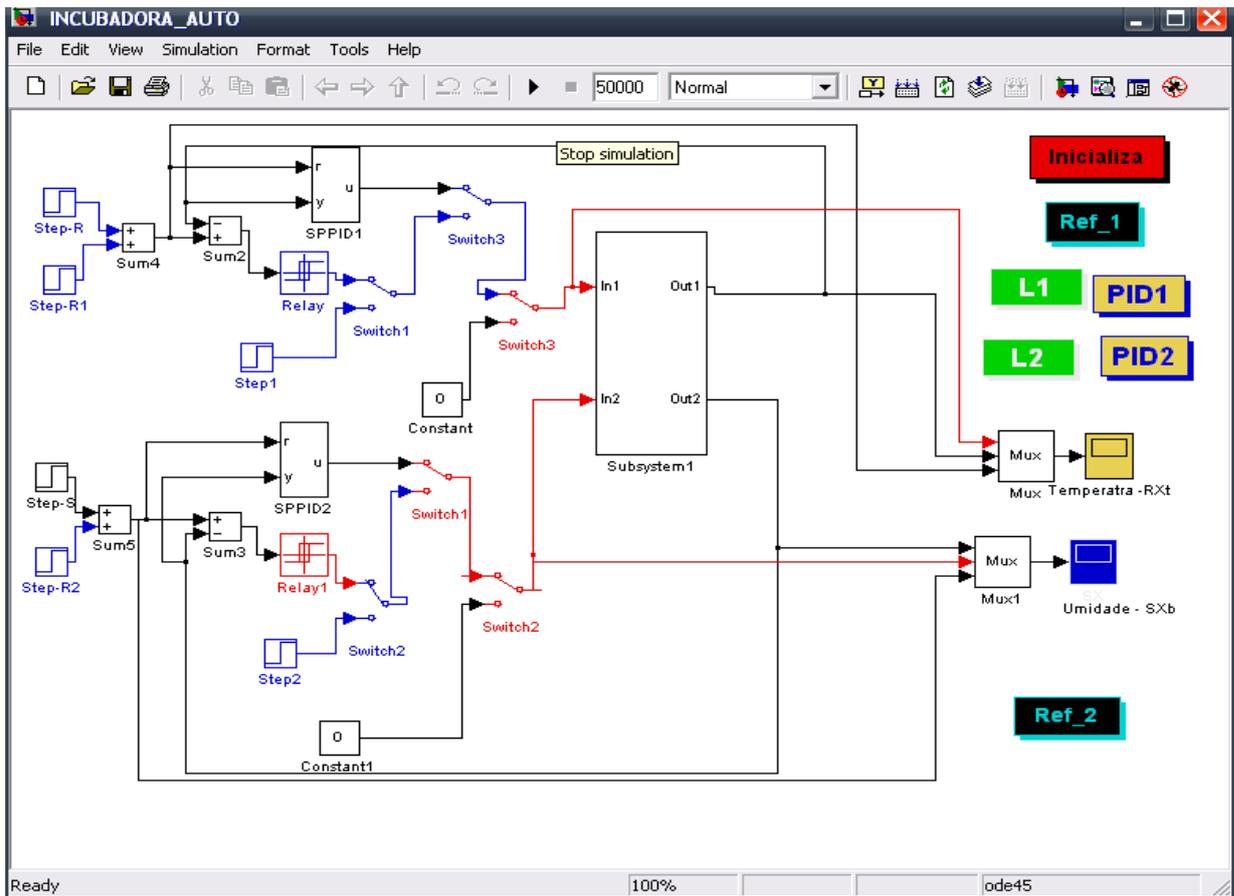


Figura 3.8 Controle *PID MGMF* com Relé

Observa-se da figura 3.8 que, para aplicar o método de auto-sintonia baseada na especificação de margem de ganho e de fase, mais um experimento de resposta ao degrau é necessário por malha. A estrutura do controlador *PID* com ponderação de *set-point*.

Para as malhas multivariáveis de temperatura e umidade, foram obtidos os seguintes valores de ganhos críticos e frequências críticas a partir da experimentação com o relé:

Tabela 3.2 Parâmetros obtidos através do relé para malhas de temperatura e umidade.

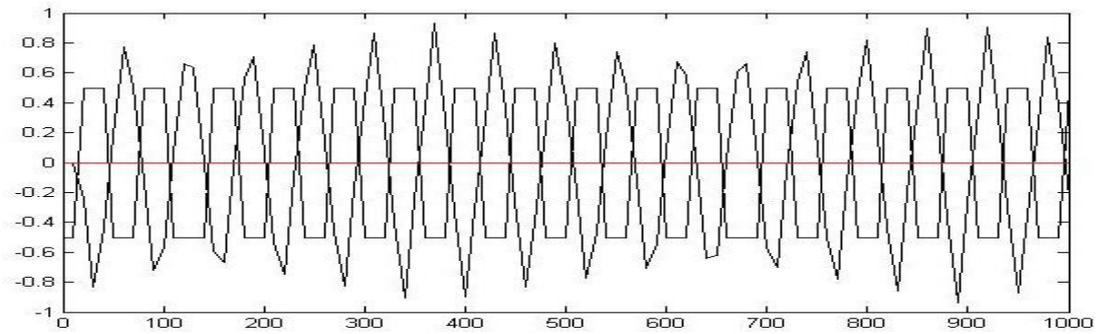
Malhas	Ganho crítico (g_c)	Frequência crítica (ω_c)
Temperatura	- 0,2826	0,0278 rd/s
Umidade	- 1,099	0,1023 rd/s

Os parâmetros obtidos para o controlador *PID* descentralizado após o segundo passo de interações são apresentados na tabela 3.3.

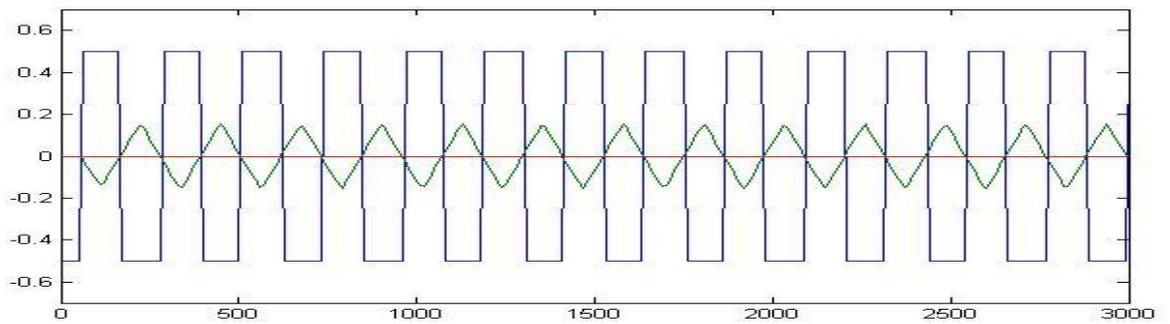
Tabela 3.3 Parâmetros para malhas de temperatura e umidade

Passo 1	Passo 2
Malha Temperatura $P1=2.4736$ $I1=7.0693e-004$ $D1=15.9008$	Malha Temperatura $P1=2.4736$ $I1=7.0693e-004$ $D1=16.4665$
Malha Umidade $P2=0.1148$ $I2=7.8548e-004$ $D2=0.7488$	Malha Umidade $P2=0.1146$ $I2=7.8548e-004$ $D2=0.7528$

As figuras 3.9a e b apresentam as respostas das malhas de temperatura e umidade sob controle do relé para o propósito de identificação. Dessas figuras, foram obtidos os valores da tabela 3.3.

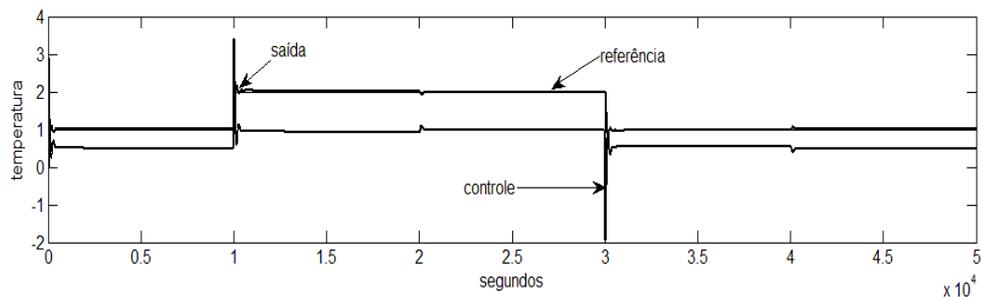


(a) Malha de temperatura

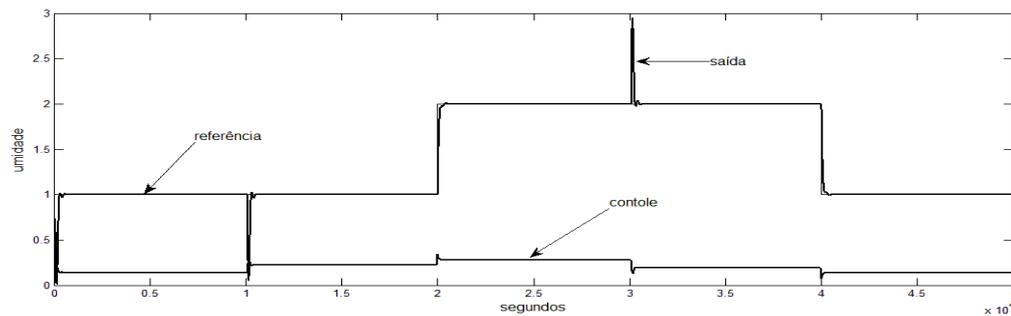


(b) Malha de umidade

Figura 3.9 Resposta das malhas sob controle do relé.



(a) Malha de temperatura



(b) Malha de umidade

Figura 3.10 Saída, controle e referência das malhas de temperatura e de umidade.

As figuras 3.10a e b apresentam as saídas de controle e referência para as malhas de temperatura e umidade, respectivamente. Essas saídas foram obtidas com a aplicação do controlador *PID* descentralizado sintonizado pelos parâmetros da tabela 3.3.

3.4-MÉTODO DO PONTO CRÍTICO OU MÉTODO DO ÅSTRÖM GENEALIZADOS PARA PROJETO DE CONTROLADORES PID MIMO DESCENTRALIZADOS.

Os métodos de *Ziegler-Nichols* para os projetos de controladores *PI* e *PID* monovariáveis são caracterizados por mover o ponto crítico para os pontos do diagrama de *Nyquist* dados por $-0.4+0.08j$ e $-0.6-0.28j$ respectivamente. O método do *Åström e Wittenmark*, por sua vez, retira a restrição do método de *Ziegler-Nichols* quando possibilita mover o ponto crítico do sistema para qualquer ponto do diagrama de *Nyquist* no terceiro quadrante.

Para processos multivariáveis quadrados $m \times m$ as grandezas críticas podem ser definidas de forma similar às definições monovariáveis e estes métodos de projeto *PID* multivariável podem também ser aplicados com sucesso. A partir da definição de que em um sistema *MIMO* o limiar da estabilidade é atingido quando pelo menos um lugar característico do processo intercepta o ponto $-1+j0$ (MACIEJOWSKI, 1989). Como já observado, se existir um vetor de ganhos com o qual todos os lugares característicos de forma individual cruzem o ponto $-1+j0$, o sistema apresenta diferentes pontos críticos em diferentes frequências. Para um processo *TITO*, por exemplo, tem-se

$$L(j\omega) = G(j\omega)K = \begin{bmatrix} g_{11}(j\omega) & g_{12}(j\omega) \\ g_{21}(j\omega) & g_{22}(j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

De acordo com teorema 1, um sistema *BIBO* é estável se, e somente se, nenhum dos lugares característicos definidos pelos autovalores de $L(j\omega)$ envolver o ponto $-1+j0$. O limiar da estabilidade é atingido se existir um valor da matriz $K=K_c$ para o qual $\lambda_1(j\omega_c)=\lambda_2(j\omega_c)=-1$ ou $\lambda_1(j\omega_c)=-1$ ou $\lambda_2(j\omega_c)=-1$.

Considerando o controlador K como possuindo estrutura *PI* ou *PID* representados pela matriz P para diferenciar do controlador proporcional, tem-se:

$$L(j\omega) = G(j\omega)P(j\omega) = \begin{bmatrix} g_{11}(j\omega) & g_{12}(j\omega) \\ g_{21}(j\omega) & g_{22}(j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 & 0 \\ 0 & p_2 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Para cada frequência os lugares característicos da função de malha no plano complexo têm posições definidas por:

$$\begin{aligned} \lambda_{1,2}(j\omega) = & \frac{1}{2}g_{11}(j\omega)p_1(j\omega) + \frac{1}{2}g_{22}(j\omega)p_2(j\omega) \pm \frac{1}{2}[g_{11}^2(j\omega)p_1^2(j\omega) \\ & - 2g_{11}(j\omega)p_1(j\omega)g_{22}(j\omega)p_2(j\omega) + g_{22}^2(j\omega)p_2^2(j\omega) \\ & + 4g_{12}(j\omega)p_1(j\omega)g_{21}(j\omega)p_2(j\omega)]^{1/2} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Com o controlador *PI* ou *PID* os dois lugares característicos podem ser deslocados na superfície de *Nyquist* utilizando o método de *Ziegler-Nichols* ou o método do *Åström e Wittenmark* ou um outro projeto de controlador *PI* ou *PID*. Nesta dissertação será implementado o método que desloca somente um lugar característico. Será deslocado somente aquele lugar característico que possui a pior estabilidade relativa ou que cause a instabilidade do sistema. O método *DRF* (*Decentralized Relay Feedback*) constitui um método adequado para a identificação em frequência necessária para a implementação *MIMO* destes métodos de sintonia *PID*.

A partir da equação (3.10), omitindo-se os termos em $(j\omega)$ para simplificar a notação tem-se:

$$2\lambda - g_{11}p_1 - g_{22}p_2 = \pm[g_{11}^2p_1^2 - 2g_{11}p_1g_{22}p_2 + g_{22}^2p_2^2 + 4g_{12}p_1g_{21}p_2]^{1/2} \quad (3.23)$$

Elevando-se os dois lados desta equação ao quadrado e manipulando-se o resultado tem-se:

$$-\lambda^2 + (g_{11}p_1 + g_{22}p_2)\lambda + (g_{12}g_{21} - g_{11}g_{22})p_1p_2 = 0 \quad (3.24)$$

A equação (3.23) resulta em uma equação e duas incógnitas p_1 e p_2 a serem determinadas.

Considerando que a frequência é a mesma em todas as malhas sob um ensaio *DRF*, pode-se utilizar como regra de ajuste que os tempos integrais das malhas são iguais $T_{i1}=T_{i2}$. É comum também a escolha de uma relação entre os ganhos proporcionais do controlador tais como:

$$\alpha = \frac{g_{11}(0)}{g_{22}(0)} \quad (3.25)$$

Essa relação pode ser sintonizada de acordo com a importância relativa das malhas do sistema. Dessa forma resulta que:

$$P_2 = \alpha P_1 \quad (3.26)$$

Substituindo-se estas relações em (3.23) e manipulando-se as equações resulta em

$$\alpha(g_{12}g_{21} - g_{11}g_{22})p_1^2 + (\lambda g_{11} + \lambda \alpha g_{22})p_1 - \lambda^2 = 0 \quad (3.27)$$

A solução de (3.23) resulta dois valores para p_1 . Desses valores deve-se escolher aquele cuja parte real tiver o mesmo sinal de $g_{11}(0)$.

Para um controlador *PI*

$$p_i = k_{pi} - \frac{k_{i1}}{\omega} j \quad (3.28)$$

Os ganhos do controlador *PI* são dados por:

$$k_{p1} = \text{parte_real}(p_1) \quad (3.29)$$

$$k_{i1} = - \text{parte_imaginária}(p_1) \omega_c \quad (3.30)$$

$$k_{p2} = \alpha k_{p1} \quad (3.31)$$

$$k_{i2} = \alpha k_{i1} \quad (3.32)$$

Para o controlador *PID*

$$p_i = k_{pi} \left(1 + -\frac{1}{T_{ii}\omega j} + T_{dij} \right) \quad (3.33)$$

Supondo-se $p_i = c + dj$ e fixando $T_{di} = T_{ii}/4$, obtem-se:

$$k_{p1} = c \quad (3.34)$$

$$k_{p1}(T_{i1}\omega)^2 - 4dT_{i1}\omega - 4k_{p1} = 0 \quad (3.35)$$

Dessa forma, obtêm-se duas soluções para $T_{il}\omega$. A escolha da solução para $T_{il}\omega > 0$ é a mais adequada e através das relações $k_{i1} = k_{p1}/T_{i1}$ e $k_{d1} = k_{p1}T_{i1}/4$ determina-se os ganhos do controlador.

O controlador descentralizado sequencial *PID MIMO* é sintonizado com base nas margens de ganho e de fase para o processo *MIMO* e oferece vantagens, tais como: *i)* é conceitualmente simples e, através do projeto sequencial, pode ser analisado a partir de estruturas *SISO*; *ii)* se a estabilidade do sistema é assegurada em todos os estágios do projeto sequencial, a estabilidade geral é garantida; *iii)* por se tratar de um método autoajustável, nenhum conhecimento da estrutura do processo é necessário; *iv)* de acordo com os experimentos realizados nos tanques duplos acoplados, o método proposto apresenta melhor desempenho do que técnica *BLT* consagrada em aplicações industriais; *v)* os modelos considerados são de segunda ordem com atraso de transporte os quais se mostraram apropriados para as possíveis dinâmicas encontradas durante o projeto das malhas *SISO* no algoritmo sequencial.

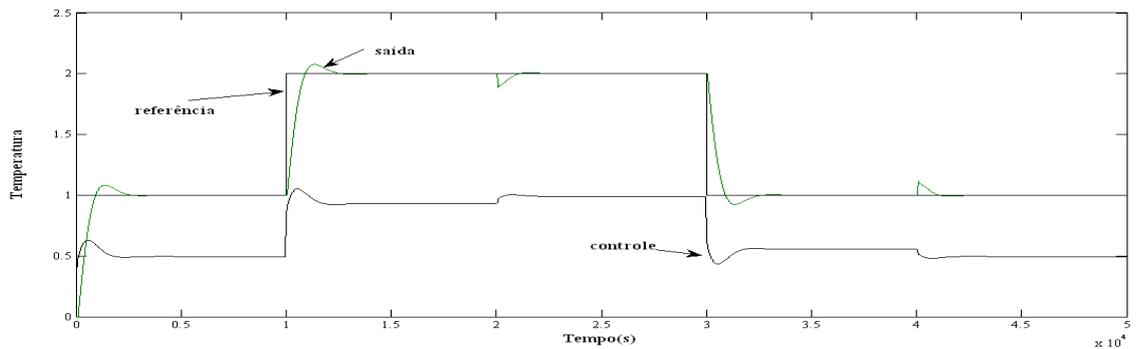
3.4.1 - EXEMPLO DE APLICAÇÃO NA INCUBADORA NEONATAL

Nesse exemplo, a versão multivariável do método do Åström e Wittenmark será aplicada para projetar os controladores *PID* descentralizados para a incubadora neonatal. Para isso, considerou-se o modelo da incubadora conforme a equação (3.19). Como o sistema é *TITO*, este apresenta dois lugares característicos, conforme a figura 3.5. O método *DRF* foi utilizado para determinar um dos pontos críticos conforme a figura 3.6. Este ponto crítico é caracterizado por uma relação de ganho unitária dada pela equação (3.25). Os ganhos dos controladores *PI* foram calculados segundo o método apresentado na seção 3.4 e, portanto, foram utilizadas as equações de (3.28) a (3.32). Os resultados estão apresentados na figura 3.12. A tabela 3.4 apresenta os parâmetros do controlador *PID* descentralizados obtidos.

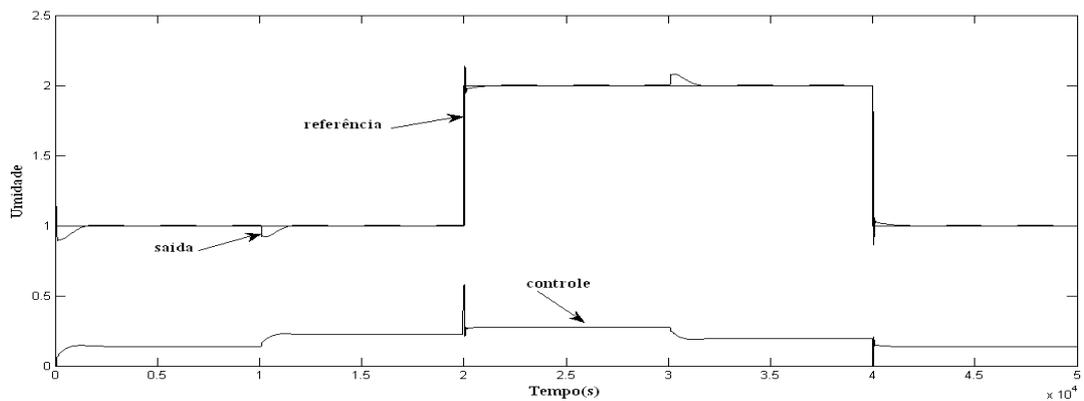
Tabela 3.4 Parâmetros do controlador *PID* pelo método *BLT* das malhas de temperatura e umidade.

	Temperatura	Umidade
P	0.3349	0.3349
I	0.0014	0.0014

Observa-se que os parâmetros dos controladores foram iguais por ter sido dado ponderações iguais de importância às malhas ou seja $\alpha=1$. Outra observação é a de que, dentre os infinitos números de controladores possíveis, esta escolha possibilita que os controladores apresentem ganhos iguais. Este efeito ainda deve ser estudado frente às infinitas possibilidades de matrizes de ganhos críticos das malhas. As figuras 3.11a e b apresentam os resultados de simulação contendo as variáveis de saídas, controle e referências para as malhas da incubadora neonatal.

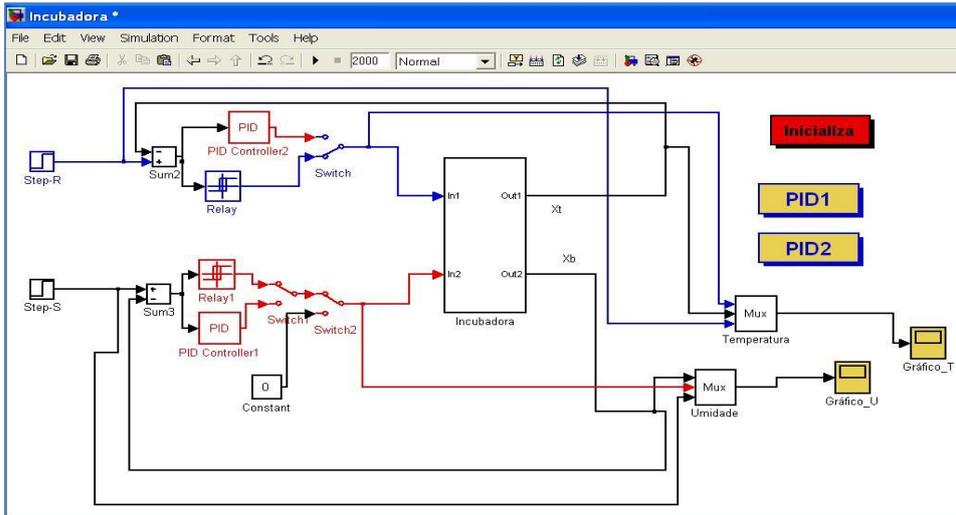


(a) Malha de Temperatura

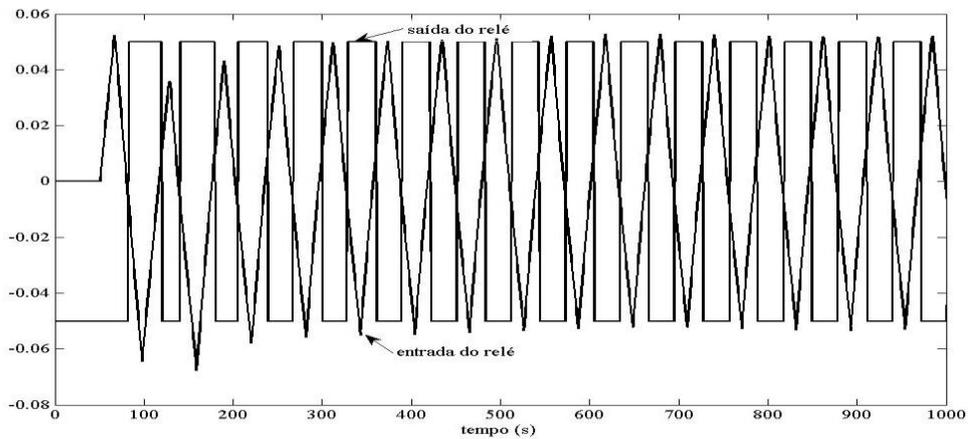


(b) Malha de Umidade

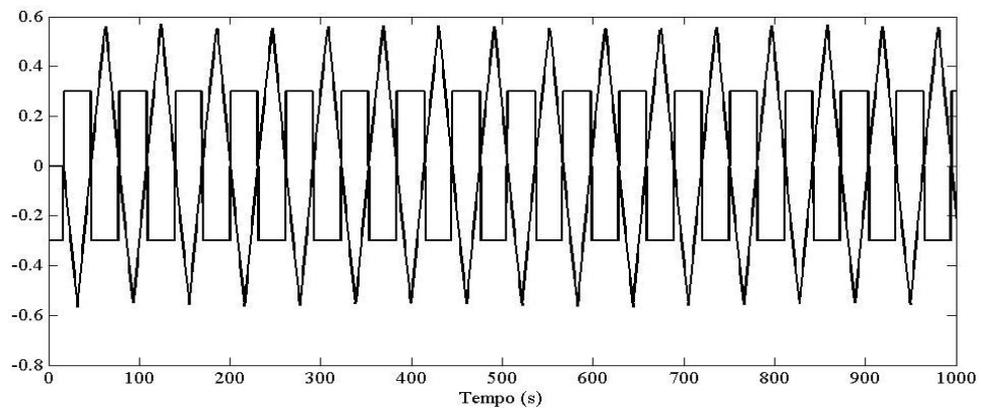
Figura 3.11 Resultado de simulação da extensão do método de *Åström e Wittenmark* para as malhas de temperatura e umidade da incubadora neonatal



(a) Diagrama esquemático de implementação no Simulink (Mathwork TM)



(b) Malha de temperatura



(c) Malha de umidade

Figura 3.12 - Esquema de identificação *DRF* aplicado ao processo *TITO* da incubadora neonatal

3.4.2 - SINTONIA DE CONTROLADORES *PID* DESCENTRALIZADOS PELO MÉTODO *BLT*

Inicialmente, para propósito de comparação, é colocada uma breve introdução do método proposto por LUYBEN (1986), posteriormente modificado por MONICA *et al.* (1988) e sendo denominados de *BLT* e *BLT4* respectivamente e as malhas da incubadora neonatal por BRITO (2010). Em seguida, propõe-se um novo projeto de controlador descentralizado *PID* autoajustável baseado em margem de fase e de ganho.

O método *BLT* constitui um método iterativo para sintonia de controladores *PID MIMO* descentralizados. Nesse método, as regras de sintonia de *Ziegler-Nichols* são aplicadas aos elementos da diagonal da matriz função de transferência do processo *MIMO* a partir do conhecimento do ganho crítico e da frequência crítica desses elementos. Em seguida, os parâmetros *PID* são relaxados por um fator *F* entre 2 e 5 cuja escolha depende de testes de estabilidade utilizando a função $W(s) = (-1 + \det(\mathbf{I} + \mathbf{G}_p(s)\mathbf{G}_c(s)))$. Esse método é extensivamente abordado em LUYBEN (1986), MÔNICA *et al.* (1988) e BRITO (2010). O objetivo do fator *F* é acomodar as interações entre malhas.

3.4.3 - EXEMPLO DE SIMULAÇÕES PARA AS MALHAS DE TEMPERATURA E UMIDADE DA INCUBADORA.

Tabela 3.5 Parâmetros do controlador *PID* pelo método *BLT* das malhas de temperatura e umidade.

	Temperatura	Umidade
P	0,0339	0,1319
I	0,0003	0,0043
D	0,9581	1,025

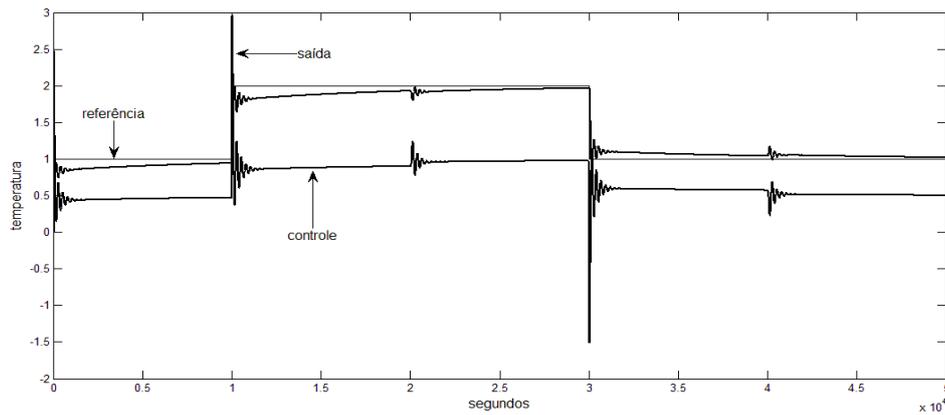


Figura 3.13 - Saída, controle e referência das malhas de temperatura pelo método *BLT*.

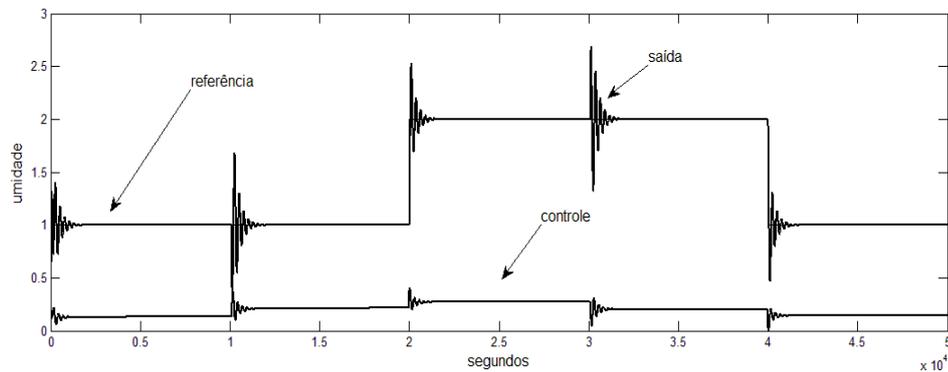


Figura 3.14 - Saída, controle e referência das malhas de umidade pelo método *BLT*.

As figuras 3.13 e 3.14 apresentam as saídas de temperatura e umidade e suas respectivas ações de controle *PID* descentralizado e sintonizado pelos parâmetros da tabela 3.4. Esses parâmetros foram resultantes da aplicação do método *BLT*.

3.5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS NA APLICAÇÃO AO TANQUE DUPLO ACOPLADO DO GPAR.

A planta é composta por dois tanques em forma de cilindros: o primeiro, totalmente cilíndrico, e o segundo com uma parte final em forma de cone, conforme diagrama esquemático da figura 3.15. Os tanques estão interligados como vasos comunicantes, o que proporciona à malha uma característica de interação.

Existe também outro tanque colocado na parte inferior dos dois primeiros que é usado como reservatório de água para suprir o sistema.

Esse terceiro tanque recebe a água dos dois primeiros através de duas válvulas localizadas nas partes inferiores dos dois cilindros e contém também duas bombas submersas 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 conversor de potência acionado por *PWM*, controla a vazão das duas bombas. O sistema de medição é composto por dois medidores de pressão conectados a tubos colocados na extensão de cada tanque. Através da curva do sensor, transforma-se a pressão da coluna de água em uma tensão linearmente proporcional ao nível da coluna.

Essas quatro partes, os dois *PWM* de cada tanque e os dois sensores de nível de cada tanque, estão conectados a um microcontrolador da Microchip PIC 16F877A.

Um programa na linguagem C foi desenvolvido para o microcontrolador. Esse programa além dos controles de *PWM*, também está preparado para receber analogicamente os valores de nível dos tanques.

O microcontrolador também é responsável pela comunicação com o computador que, com o software Matlab/Simulink realiza, em tempo real, o controle das malhas.

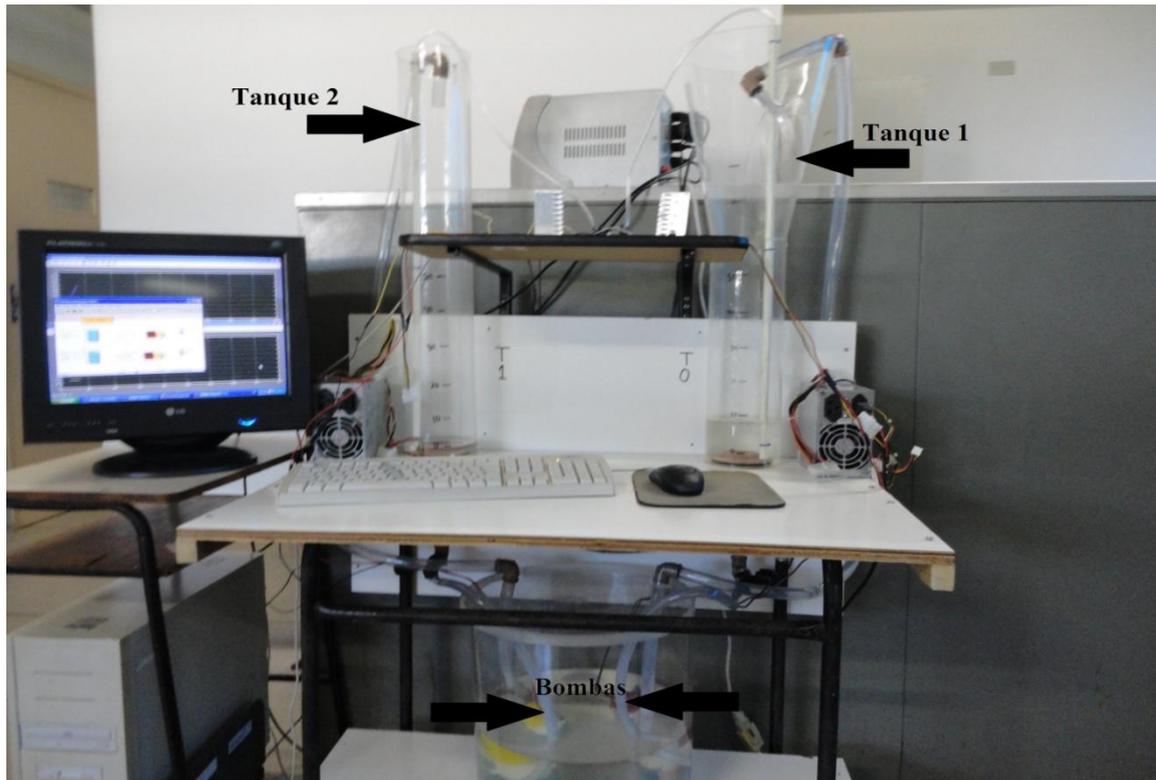


Figura 3.15 Fotografia do Sistema de Tanques Duplo Acoplados.

A figura 3.16 apresenta a saída da malha de um dos tanques quando submetido ao controle do relé no primeiro passo do algoritmo sequencial.

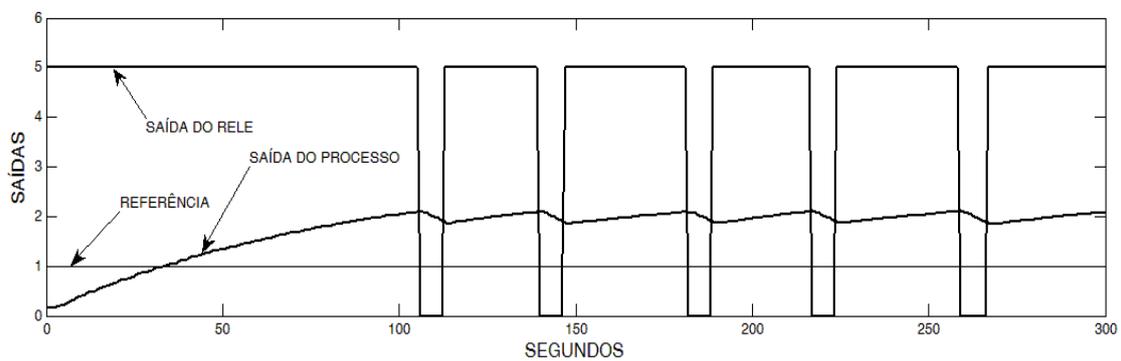


Figura 3.16 - Saída da malha de um dos tanques sob o controle do relé

As figuras 3.17 e 3.18 apresentam a saída (nível do líquido no tanque), o controle e as referências de níveis dos tanques desejadas. Nessa implementação, foi usado o controlador *PID* multivariável descentralizado sintonizado no processo sequencial com especificação de margem de fase $\phi_m=60^\circ$ de e ganho $A_m=1/2$.

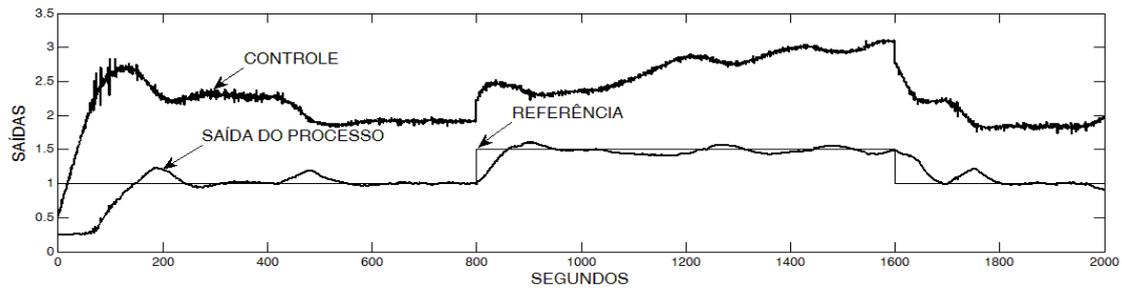


Figura 3.17 - Saída (nível do líquido no tanque) sob o controle do conversor *PID* sequencial –
Tanque 1

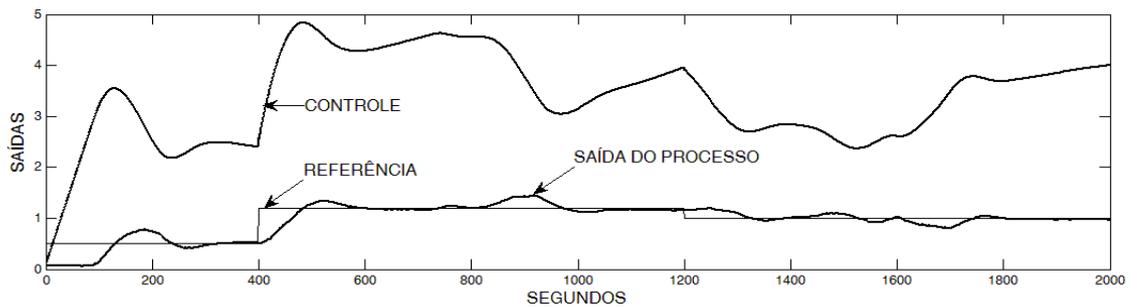


Figura 3.18 - Saída (nível do líquido no tanque) sob o controle do conversor *PID* sequencial –
Tanque 2

Os parâmetros do controlador *PID* para a experimentação das figuras 3.17 e 3.18 após o terceiro passo de interação do algoritmo sequencial é dado na tabela 3.6.

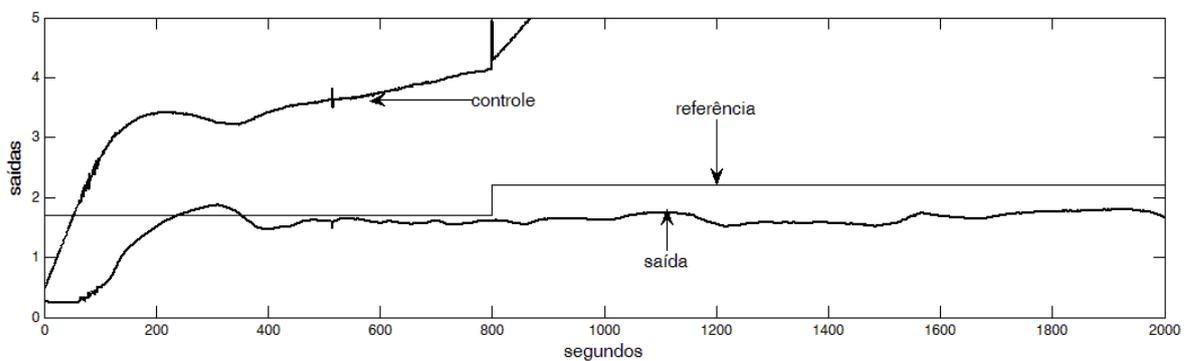
Tabela 3.6 Parâmetros do controlador *PID* após o terceiro passo de interação do algoritmo sequencial - figuras 3.17 e 3.18

	Malha 1	Malha 2
K_c	0,0277	0,1691
T_i	2,1028	2,2426
T_d	0,5257	0,5606

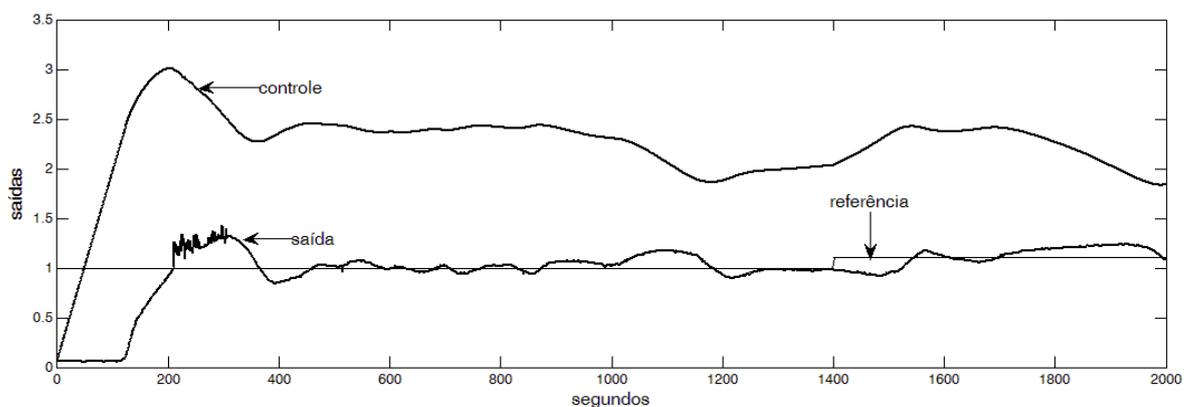
Tabela 3.7 - Parâmetros do controlador *PID* para o método *BLT* - figuras 3.19a e b

	Malha 1	Malha 2
K_c	0,8967	0,1943
T_i	18,1782	3,1660
T_d	4,5446	0,7915

A figura 3.19a e b apresentam a aplicação do método *BLT* aos tanques duplos acoplados. Observa-se que, com este método, não foi possível controlar o processo nas faixas de experimentação utilizadas. O resultado obtido era esperado, uma vez que não se leva em conta de forma sistemática as interações entre as malhas do processo.



(a) Tanque 1



(b) Tanque 2

Figura 3.19 - Aplicação do método *BLT* aos tanques duplos acoplados

CAPÍTULO 4 - CONCLUSÕES

A grande aceitação dos controladores *PID* nos meios acadêmico e industrial tem sido garantida pela sintonia adequada dos seus parâmetros derivada de novos resultados teóricos aliados à inovação tecnológica na implementação desses controladores. Esses fatos, conforme relatados nesta dissertação, podem ser vistos pelo elevado número de tópicos que foram lançados no último encontro promovido pelo *IFAC (International Federation of Automatic Control)* dedicado exclusivamente aos controladores *PID* que ocorreu em 2000 em Terrassa (Espanha). Esse encontro promoveu o estado da arte em controladores *PID* que teve como resultado o incremento do número de publicações na área como deixa claro o capítulo 1 desta dissertação. Passados mais de 10 anos desse primeiro encontro e, devido ao sucesso que se obteve no direcionamento e reconhecimento dos temas envolvidos, o *IFAC* promoverá em 2012 em Brescia (Itália) o segundo encontro sobre controladores *PID*.

Neste trabalho, técnicas de sintonia *PID* monovariável e multivariável são avaliadas em aplicações simuladas e experimentais. As experimentações práticas foram realizadas em duas plantas do Laboratório do Grupo de Pesquisa em Automação e Robótica (*GPAR-DEE-UFC*) multivariáveis com forte acoplamento entre malhas, a saber: uma incubadora neonatal com malhas de temperatura e umidade e outra planta composta de dois tanques acoplados com interação entre as malhas, conforme descrito ao longo do texto.

Das três técnicas utilizadas para a sintonia monovariável de controladores *PID*, a técnica que se baseia na especificação de margem de fase e de ganho se mostrou superior em desempenho às técnicas clássicas de *Ziegler-Nichols* e *Tyreu-Luyben*. Estas duas últimas técnicas geralmente são consideradas como referência (*benchmark*) em trabalhos de comparação de desempenho e possuem origem no empirismo. Atualmente a conotação empírica dessas técnicas tem sido substituída por interpretações teóricas bem fundamentadas, conforme ficou claro nesta dissertação. O método de sintonia por especificação de margem de fase e de ganho demonstrou superar várias deficiências dos métodos de *Ziegler-Nichols* e *Tyreu-Luyben*, entre elas podem ser citadas: *i*) é possível estabelecer especificações para a margem de fase e de ganho para o sistema; *ii*) demonstraram estabilidade para a malha de umidade da incubadora neonatal, o que não ocorreu com os outros métodos; *iii*) permite uma especificação de desempenho para o terceiro quadrante do diagrama de *Nyquist* e relaciona de forma funcional as margem de ganho e de fase.

Com o objetivo de melhorar o desempenho do controlador *PID* quanto ao seguimento de referência e rejeição de ruídos de medidas, foi utilizada uma estrutura com ponderação de

referência e filtragem no módulo derivativo. Essa estrutura demonstrou, segundo as várias simulações e implementações práticas realizadas, ser superior em desempenho quando comparado a estruturas convencionais.

O projeto que estende o método de *Åström* e *Wittenmark* para o caso multivariável a partir da identificação em frequência de um ponto crítico na curva de pontos críticos de um sistema *TITO*, podendo ser generalizado para sistemas multivariável *mxm*, constituiu uma das principais técnicas estudadas. Esse método utiliza um conjunto de relés ao mesmo tempo na malha de realimentação do processo e constitui uma alternativa mais simples e mais eficaz em termos de sistemática de autoajuste do que o método sequencial. O projeto sequencial descentralizado, por sua vez, tem a vantagem de garantir sempre a estabilidade do sistema a cada passo do projeto e constitui também uma técnica interessante a ser utilizada para o projeto de controladores multivariáveis que considera a interação entre as malhas do processo. Essa técnica, quando foi aliada ao projeto descentralizado do controlador *PID* com identificação em frequência por meio do relé e especificações de margem de fase e de ganho, apresentou desempenho superior quando comparada a métodos tradicionais, tais como o *BLT* (*Bigest-Log-Modulus-Tunes*). Esse desempenho superior ocorre pela capacidade da técnica de levar em conta as interações entre as malhas do processo a cada passo do projeto.

Todas as técnicas exploradas na dissertação foram aplicadas em suas normas monovariáveis e multivariáveis no controle em tempo real dos tanques duplos acoplados e na incubadora neonatal. Com isso, acredita-se que mais um passo foi dado no sentido de gerar um algoritmo de projeto *PID* multivariável de forma sistemática e eficiente no controle desses dois processos.

Alguns aspectos do projeto não foram abordados neste trabalho: *i*) a robustez dos controladores não foi provada quanto à dinâmica não modelada, ruídos de alta frequência; *ii*) controladores descentralizados que utilizam o relé como propósito de tornar o sistema autoajustável não foi abordado; *iii*) o projeto não sequencial com identificação em que relés na malha de realimentação proporcionam a identificação de um ponto crítico possível para o projeto, embora isso pareça ser uma tendência a partir de 2010 como trabalho de alguns pesquisadores.

REFERÊNCIAS

ALMEIDA, O. M.; (2002). Controle PID Auto-Ajustável, Inteligente e Preditivo. *Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina.*

ALMEIDA, O. M.; AMARAL, W. C.; (1991). Método Frequential para Autoajuste de Controladores *PID*: Implementação e Análise, *VIII CBA*, p. 45-50, Belém, Brasil.

ALMEIDA, O. M.; COELHO, A. A. R.; COELHO, L. S.; (2001a). Regulação e Auto-Ajuste de Controladores para Processos com Atraso de Transporte, *IX RPIC – IX Reunión de Trabajo en Procesamiento de La Información y Control, Santa Fe-Argentina*, p. 288-293

_____; (2001b). Robust Tuning of a Dead Time Compensator, *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'01*, v. 1, p. 741 – 745, Danver, USA.

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T.; (1984). Automatic Tuning of Simple Regulators with Specifications on Phase and Amplitude Margins, *Automatica* V.20, N. 5, pp-645-651.

_____; (1995). *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, Instrument Society of America

_____; (1996). *PID Control, The Control Handbook*, IEEE Press, p. 198-209.

_____; (2001). The Future of *PID* Control, *Control Engineering Practice*, v. 9, p. 1163-1175.

_____; (2005). Advanced *PID* Control; ISA – *The Instrumentation, Systems and Automation Society, Research Triangle Park, NC27709.*

ÅSTRÖM, K. J.; ALBERTOS, P.; QUEVEDO, J.; (2001a). *PID* Control - Preface, *Control Engineering Practice*, v. 9, p. 1159-1161.

ÅSTRÖM, K. J.; JOHANSSON; WANG, Q. G.; (2001b). Design of Decoupled *PID* Controllers for *MIMO* Systems, *Proceedings of the American Control Conference*, p.2015 – 2020.

ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B.; (1995). On Self Tuning Regulators, *Automatica* V.9, p. 185-199.

_____; (2006). *Computer Controlled System*, Prentice-Hall.

BENNETT, S.; (2000). The past of *PID* controllers, *Past, Present and Future of PID Control IFAC Workshop*, p. 1-11, Terrassa, Spain.

BI, Q.; WANG, Q. G.; HANG, C.C.; (1997). Relay-based estimation of multiple point of process frequency response, *Automatica*, v. 33, p. 1753-1757.

BIALKOWSKI W. L.; (1993). Dream vs Reality: *A view from both sides of the gap*. Pulp Paper Can, v. 19, pp. 1-7.

BRITO, J. O. N; (2010). Controle Multivariável de Temperatura e Umidade Aplicado em Incubadoras Neonatais. *Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará (UFC)*. Cap. 3.

CAMACHO, E. F.; BORDONS, C.; (1995). *Model Predictive Control in the Process Industry, Advances in Industrial Control*, London Springer-Verlag.

CAMPESTRINI, L.; FILHO, L. C. S.; BAZANELLA, A. S.; (2009). Tuning of Multivariable Decentralized Controllers Through the Ultimate-Point Method, *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, v. 17, n. 6, p. 1270-1281.

CAMPESTRINI, L.; (2010). Contribuições para métodos de controle baseados em dados obtidos em apenas um experimento. *Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS)*.

CHENG, C. Y.; YU, C. C.; (1999). Identification and Control of Nonlinear Systems Using Multiple Models: Relay Feedback Approach, *Proceedings of the American Control Conference*, p. 3327-3331.

CHIU, M. S.; ARKUN, Y.; (1992). A methodology for sequential design of robust decentralized control systems, *Automatica*, v. 28, p. 997-1002.

COELHO, L. S.; ALMEIDA, O. M.; COELHO, A. A. R.; (1998). Intelligent and Self-Tuning *PID* Controllers: Methods and Application, *Proceedings of XII Brazilian Automatic Control Conference*, v. I, p.375-380, Uberlândia, Brasil.

DAI, X.; HE, D.; ZHANG, X.; ZHANG, T.; (2001). *MIMO* System Invertibility and Decoupling Control Strategies Based on ANN ath-order Inversion, *IEE Proc-Control Theory Appl.*, v. 148, n. 2, 125 – 136.

DESBOROUGH L.; MILLER R.; (2002). Increasing customer value of industrial control performance monitoring-Honeywell experience. In: 6th Int. Conf. *Chemical Process Control, AIChESymp.* Series 326; Rawlings JB, Ogunnaike BA, Eaton JW. Eds. AIChE: New York;

ENDER, D. B.; (1993). Process control performance: Not as good as you think. *Control Eng* 40:180.

FRANKLIN, G. F., POWELL J. D., EMAMI-NAEINI, A.; (2003). *Feedback Control of Dynamic Systems*, 4th Ed., Prentice-Hall.

GERKSIE, S.; DOLARC, G.; VRANCIC, D.; (2006). Advanced control algorithm embedded in a programmable logic controller; *Control Engineering Practice*, v. 14, n. 3, p. 933-948.

GUNDES, A. N.; OZGULER, A. B.; (2007). *PID* Stabilization of *MIMO* Plants, *IEEE Transaction on Automatic Control*, p. 1502-1508.

HANG, C. C.; ÅSTRÖM, K. J.; HO, W. K.; (1991). Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula, *IEE proceedings-D*, v. 138, n. 2, p. 111-118.

HERSH M. A.; JOHNSON M. A.; (1997). A study of advanced control systems in the workplace. *Control Eng. Prac.* 5:771.

HO, W. K. ; HANG C. C.; CAO L. S.; (1995). Tuning of *PID* controllers based on gain

and phase margin specification; *Automatica*, v. 31, n. 3, p. 497-502.

HO, W. K.; LIM, K. W.; XU, W.; (1998). Optimal Gain and Phase Margin Tuning for *PID* Controllers, *Automatica*, v. 34, n. 08, p. 1009-1014.

HO, W. K.; LEE, T. H.; HAN, H. P.; HONG, Y.; (2001). Self-tuning *IMC-PID* Control with Interval Gain and Phase Margins Assignment, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 9, n. 3, p. 535–541.

HOVD, M.; SKOGESTAD, S.; (1994). Sequential design of decentralized controllers, *Automatica*, v. 30, p. 1601-1607.

JUNG, J. H.; CHANG, P. H.; (2009). A Systematic Method for Gain Selection of Robust *PID* Control for Non Linear Plants of Second-Order Controller Canonical Form, *IEEE Transaction on Control System Technology*, p. 473-483.

LEE, D.; ALLAN, J.; THOMPSON, H. A.; BENNETT, S.; (2001). *PID* Control for a Distributed System with a Smart Actuator, *Control Engineering Practice*, v. 9, p.1235 – 1244.

LI, W.; ESKINAT, E.; LUIBEN, W. L.; (1991). An Improved Autotune Identification Method, *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, v. 30, p. 1530-1541.

LOH, A. P.; HANG, C. C.; QUEK, C. K.; VASNANI, V. U.; (1993). Autotuning of multiloop proportional-integral controllers using relay feedback, *Ind. Eng. Chem. Res.*, v. 32, p. 1102-1107.

LUIBEN, W. L.;(1986). Simple Method for Tuning *SISO* Controllers in Multivariable Systems, *Ind. Eng. Chem. Des. Dev.*, vol. 25, pp. 654-660.

____; (1987). Derivation of Transfer Function for Highly Non-Linear Distillation Columns, *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, v. 26, p. 2490-2495.

____; (1990). *Process Modeling Simulation, and Control for Chemical Engineers*, McGraw-Hill, Inc.

____;(1997). *Essentials of process control*. New York: McGraw-Hill;

LUYBEN, W. L.; TYREUS, B. D.; (1999). *Plantwide control*. New York: McGraw-Hill;

MACIEJOWSKI, J.M.; (1989). *Multivariable Feedback Design*", Addison-Wesley.

MCMILLAN, G. K.; (1994). Tuning and control loop performance. *Instrument Society of America: Research Triangle Park*.

MONICA, T. J.; YU, C. C.; LUYBEN, W. L.; (1988). Improved Multiloop Single-Input/Single-Output (SISO) Controllers for Multivariable Processes, *Ind. Eng. Chem. Res.*, v. 27, p. 969-973.

MORARI, M.; ZAFIRIOU, E.; (1989). *Robust process control*. Prentice Hall: Englewood Cliff.

NIEDERLINSK, A.; (1971). A Heuristic Approach to the Design of Linear Multivariable Interacting Control Systems, *Automatica*, v. 7, p. 691-701.

OGATA, K.; (1995). *Modern Control Engineering*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.

OGUNNAIKE, B. A.; RAY, W. H.; (1994). *Process dynamics, modeling, and control*. New York: Oxford University Press.

O'REILLY, J.; LEITHEAD, W. E.; (1991). Multivariable Control by Individual Channel Design, *International Journal of Control*, v. 54, n. 1, p. 47-82.

PADULA, F.; VISIOLI, A.; (2011). Tuning rules for optimal PID and fractional-order PID controller, *Journal of Process Control*, v. 21, n. 1, p. 69-81.

PALMOR, Z. J.; HALEVI, Y.; KRASNEY, N.; (1995). Automatic Tuning of Decentralized PID Controllers for TITO Processes, *Automatica*, v. 31, p. 1001-1010.

REIS, L. L. N.; COELHO, A. A. R.; ALMEIDA, O. M.; CAMPOS, J. C.; (2009). Modeling and controller performance assessment for a switched reluctance motor drive based on setpoint relay, *ISA Transaction*, v. 48, n. 2, p. 206-212.

ROMANENKO, A.; SANTOS, L. O.; AFONSO, P.; (2007). Application of agent technology concepts to the design of a fault-tolerant control, *System Control Engineering Practice*, v. 15, p. 459-469.

SANCHEZ, J.; VISIOLI, A.; DORMIDO, S.; (2011). A Two Degree of Freedom PI Controller Based on Events, *Journal of Process Control*, n. 21, p. 239-651.

SCHEI, T. S.; (1994). Automatic Tuning of *PID* Controllers Based on TransferFunction Estimation, *Automatica*, v. 30, n. 12, p. 1983-1989.

SEBORG, D. E.; EDGAR, T. F.; MELLICHAMP, D. A.; (2004). Process dynamics and control; 2nd ed. New York: John Wiley & Sons;

SEMINO, D.; SCALI, C.; (1998). Improved Identification and Autotuning of *PI* Controllers for *MIMO* Processes by Relay Techniques, *Journal of Process Control*, v. 8, p. 219-227.

SEFERLIS, P.; GEORGIADIS, M. C.; (2004). *The integration of process design and control*. 2nd ed. Amsterdam: Elsevier;

SHEN, S. H.; YU, C. C.; (1994). Use of Relay-feedback Test for Automatic Tuning of Multivariable Systems, *AIChE Journal*, v. 40, n. 4, p. 627-646.

SHIU, S. J.; HWANG, S. H.; (1998). Sequential Design Method for Multivariable Decoupling and Multiloop *PID* Controllers, *Ind. Eng. Chem. Res.*, v. 37, p. 107-119.

SHINSKEY, F. G.; (1988). Process Control Systems: Application, Design and Tuning, *McGraw-Hill*.

SKOGESTAD, S.; POSTHLETHWAITE, I.; (2005). *Multivariable Feedback Control – Analysis and Design*(2nd Edition), John Wiley & Sons.

SHENTON, A. T.; DICKINSON, P. B.; (2009). A parameter space approach to constrained variance PID controller design, *Automatica*, v. 45, n. 3, p. 830-835.

SUNG, S. W.; LEE, I. B.; (2000). An Improved Algorithm for Automatic Tuning of *PID* Controllers, *Chemical Engineering Science*, v. 55, p. 1883-1891.

VU, T. N. L.; LEE, M.; (2010). Independent design of mult-loop PI/PID controller for interacting multivariable processes, *Journal of Process Control*, n. 20, p. 922-933.

WANG, Q. G.; HANG, C. C.; ZOU B.; (1997). Process Frequency Response Estimation from Rely Feedback, *Control Engineering Practice*, v. 5, p. 1293-1302.

WANG, Q. G.; LEE, T. H.; FUNG, HO, W.; BI, Q.; ZHANG, Y.; (1999). *PID* Tuning for Improved Performance, *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, v. 7, n.4, p. 457 – 465.

WANG, Q. G.; SHAO, H. H.; (1999). *PID*, Autotuner Based on Gain and Phase Margin Specifications, *Ind. Eng. Chem. Res.*, v. 38, p. 3007-3012.

YAMAMOTO, T.; OMATU, S.; KANEDA, M.; (1994). A design Method of Self-Tuning *PID* Controllers, *Proceedings of the American Control Conference*, Baltimore, p.3263-3267.

YU, D.; CHANG, T. K.; (2005). Fault Tolerant Control of Multivariable Processes Using Auto-tuning *PID* Control, *IEEE Transaction on System, Men and Cybernetics*, v. 35, p. 32-43.

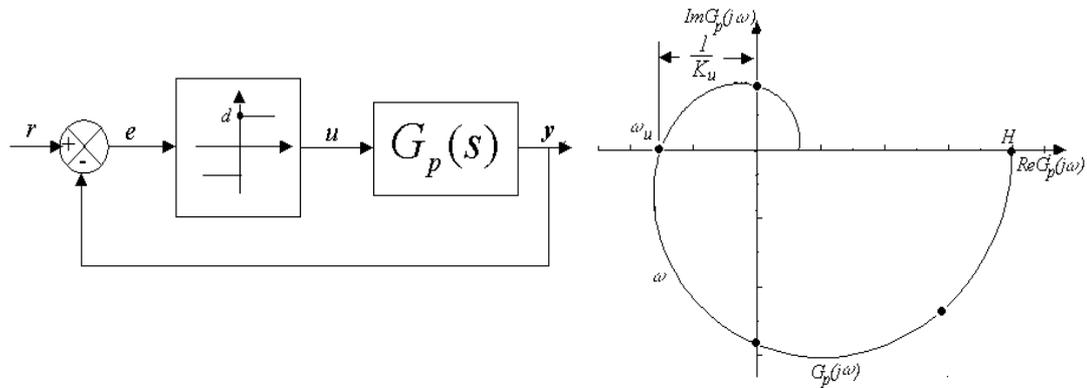
ZIEGLER J. G.; NICHOLS N.B.; (1942). Optimum Settings for Automatic Controllers. *Transactions ASME*; v. 64, p. 759-768.

ZIEGLER, J. G.; NICHOLS, N. B.; (1943). Optimum Settings for Automatic Controllers, *Transactions ASME*, v. 65, p. 433-444.

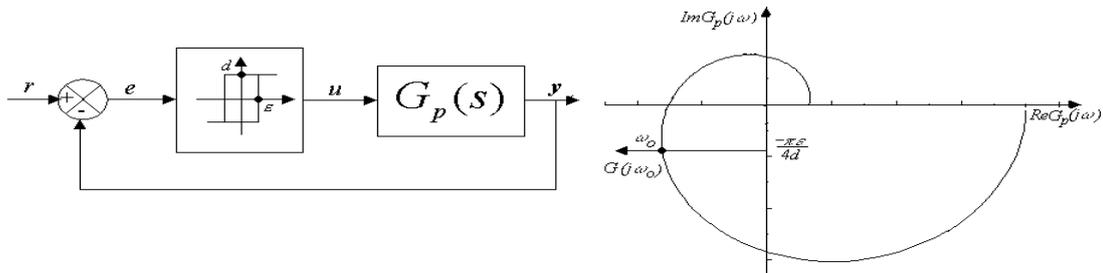
APÊNDICE A

ESTIMAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO PROCESSO POR MEIO DO RELÉ

A identificação do processo é feita a partir da estimação em frequência da função de transferência do processo em malha aberta. Para tanto, utiliza-se uma não-linearidade tipo relé realimentando o sistema, conforme ilustra a figura A.1.



(a) Relé sem histerese para identificação de $G_p(j\omega_u)$



(b) Relé com histerese para identificação de $G_p(j\omega_o)$

Figura A.1 Realimentação do processo através do relé.

O ponto crítico do processo, caracterizado por um ganho e uma frequência crítica, (K_u , ω_u), pode ser estimado a partir do experimento ilustrado na figura A.1a. Outros pontos do diagrama podem ser estimados utilizando histerese no relé, conforme figura A.1b. Através da relação (ε/d) , pode-se definir o ponto do diagrama a ser estimado.

O método da função descritiva pode ser utilizado para modelar relé como um elemento não linear, considerando a figura A.2a, sendo $G(s)$ a função de transferência do processo e $N(a)$ a função descritiva do relé. Se o sinal de erro, entrada do relé, é considerado uma aproximação senoidal dada por figura A.2:

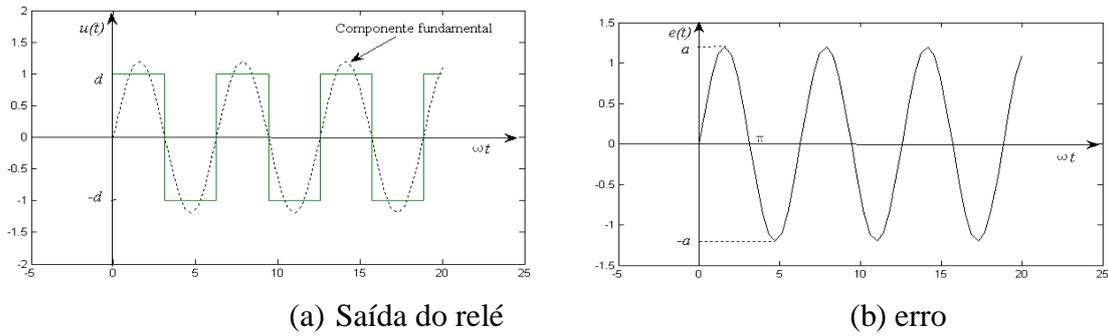


Figura A.2 Ação do relé sem histerese.

No método da função descritiva a entrada do relé pode ser representada por sua componente fundamental $e(t)$, conforme figura A.2b e dada por:

$$e(t) = a \operatorname{sen}(\omega t) \quad (\text{A.1})$$

sendo a amplitude de oscilação.

Considerando que a entrada do relé é uma senoide, a saída será uma onda quadrada $u(t)$ cuja aproximação por série de *Fourier* é dada por:

$$u(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) + B_n \operatorname{sen}(n\omega t) \quad (\text{A.2})$$

Sendo

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(t) d(\omega t) \quad (\text{A.3})$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{A.4})$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(t) \operatorname{sen}(n\omega t) d(\omega t)$$

Desde que $u(t)$ seja uma função ímpar simétrica sem *off-set*, A_0 e A_n são iguais a zero (isto é $A_0=0$ e $A_n=0, \forall n$). Assim, a equação (A.2) torna-se

$$u(t) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \operatorname{sen}(n\omega t) \quad (\text{A.5})$$

Se um relé ideal for utilizado, o coeficiente B_n é dado por:

$$B_n = \begin{cases} \frac{4d}{n\pi}, & n = 1, 3, 5, \dots \\ 0, & n = 2, 4, 6, \dots \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

Considerando que apenas a relação entre as primeiras harmônicas são utilizadas para modelar o elemento não linear através da função descritiva, resulta em:

$$N(a) = \frac{B_1 + jA_1}{a} \quad (\text{A.7})$$

Para o relé ideal, desde que $A_1=0$ e $B_1=4d/\pi$, resulta em:

$$N(a) = \frac{4d}{\pi a} \quad (\text{A.8})$$

Para o relé com histerese, figura A.2b, ocorrerá uma defasagem entre a entrada e saída do elemento não linear. Assim,

$$N(a) = \frac{4d}{\pi a^2} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2} - j \frac{4d}{\pi a^2} \varepsilon \quad (\text{A.9})$$

Quando as oscilações com o relé são sustentadas, o sistema estará no limite de estabilidade, oscilará com a frequência crítica, o que corresponde a:

$$1 + G(j\omega_u)N(a) = 0 \quad (\text{A.10})$$

O ganho crítico do sistema é calculado por:

$$K_u = -\frac{1}{G(j\omega_u)} \quad (\text{A.11})$$

Portanto, da modelagem do relé por função descritiva e da operação do sistema sob o controle do relé, pode-se determinar a função de transferência na frequência crítica como sendo:

$$G(j\omega) = -\frac{\pi a}{4d} \quad (\text{A.12})$$

Em outra frequência qualquer do terceiro quadrante do diagrama de *Nyquist*, é dada por:

$$G(j\omega) = -\frac{\pi}{4d} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2} - j \frac{\pi \varepsilon}{4d} \quad (\text{A.13})$$

sendo d e ε são definidos na figura 1, a é a amplitude de oscilação do sinal na saída do processo e ω é a frequência de oscilação medida.

A equação (2.39) permite estimar a função de transferência do processo na frequência de cruzamento, para isso utilizando-se um relé sem histerese. A equação (A.13) permite estimar a função de transferência do processo em diferentes frequências utilizando-se um relé com histerese e diferentes valores para a relação (ε/d) . Geralmente d é fixado e ε é variado conforme algum critério.

APÊNDICE B

Modelo do processo

$$\hat{G}_p'(s) = \frac{e^{-sL}}{as^2 + bs + c} \quad (\text{B.1})$$

Função de Transferência do controlador PID na sua forma convencional

$$G_c(s) = k \left(\frac{as^2 + bs + c}{s} \right) \quad (\text{B.2})$$

Os zeros introduzidos pelo controlador são definidos de forma que ocorra o cancelamento com os pólos do modelo do processo. A função de transferência de malha, figura B.1, é dada por:

$$\hat{G}_p'(s)G_c(s) = \frac{ke^{-sL}}{s} \quad (\text{B.3})$$

no domínio de frequência $s = j\omega$

$$\hat{G}_p'(s)G_c(s) = \frac{ke^{-j\omega L}}{j\omega} \quad (\text{B.4})$$

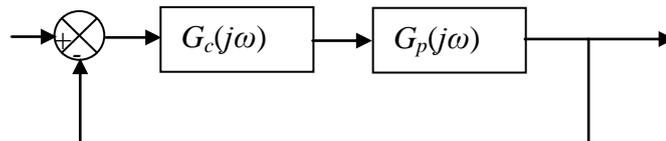


Figura B.1 Diagrama de blocos Controlador+Processo.

Considerando a seguinte definição na frequência de cruzamento de ganho (ω_g), figura B.2.

$$\arg[G_c(j\omega_g)G_p'(j\omega_g)] = -\pi \quad (\text{B.5})$$

$$Am[G_c(j\omega_g)G_p'(j\omega_g)] = 1 \quad (\text{B.6})$$

Sendo Am a margem de ganho.

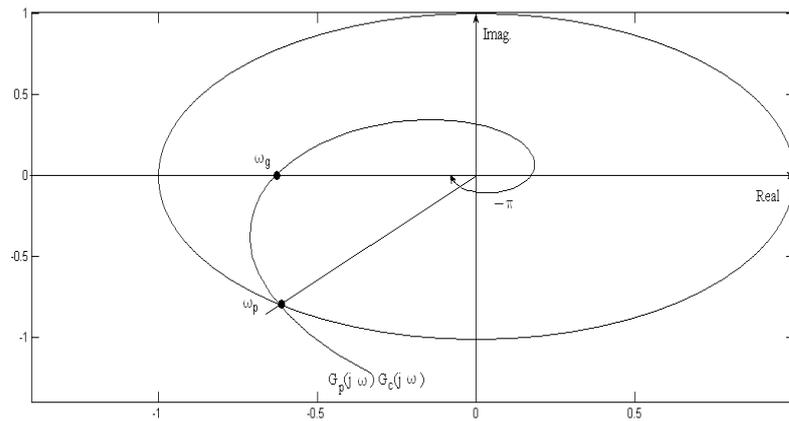


Figura B.2 Definições das frequências de cruzamento de ganho e de fase.

Para a frequência de cruzamento de fase (w_p)

$$|G_p'(jw_p)G_c(jw_p)| = 1 \quad (\text{B.7})$$

$$\Phi = \pi + \arg[G_p'(jw_p)G_c(jw_p)] \quad (\text{B.8})$$

Sendo Φ_m a margem de fase

A partir da equação (B.4) segue que:

$$\hat{G}_p'(s)G_c(s) = -\frac{k}{w} e^{-jwL} j = \frac{k}{w} [-senwL - j \cos wL] \quad (\text{B.9})$$

Colocando (B.9) na forma de fase e ganho segue:

$$\arg[G_c(jw)G_p'(jw)] = -\frac{\pi}{2} - wL \quad (\text{B.10})$$

desde que:

$$\begin{cases} \text{sen}\left(-\frac{\pi}{2} - wL\right) = -\cos(wL) \\ \text{cos}\left(-\frac{\pi}{2} - wL\right) = -\text{sen}(wL) \end{cases}$$

e também:

$$\hat{G}_p'(jw)G_c(jw) = \frac{k}{w} \quad (\text{B.11})$$

Substituindo (B.10) em (B.5) obtém-se:

$$-\frac{\pi}{2} - w_g L = -\pi \quad (\text{B.12})$$

ou seja,

$$w_g L = \frac{\pi}{2} \quad (\text{B.13})$$

Substituindo (B.11) em (B.6) tem-se:

$$Am \cdot \frac{k}{w_g} = 1 \quad (\text{B.14})$$

Seguindo com passos equivalentes para a frequência de cruzamento de fase obtém-se:

$$k = w_p \quad (\text{B.15})$$

$$\Phi_m = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{w_p L}{w_g L} \right) = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{k}{w_g} \right) \quad (\text{B.16})$$

ou seja de (14) tem-se:

$$\Phi_m = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{Am} \right) \quad (\text{B.17})$$

Esta equação (B.17) relaciona à margem de fase e margem de ganho para este projeto.

Voltando para a equação (B.2) e, igualando-se à equação do *PID* Convencional, se apresenta através dos parâmetros (k_p, k_i, k_d) obtém-se:

$$k \left[\frac{as^2 + bs + c}{s} \right] = \left[\frac{k_p s + k_i + k_d s}{s} \right]$$

ou seja:

$$a = \frac{k_d}{k}, b = \frac{k_p}{k}, c = \frac{k_i}{k} \quad (\text{B.18})$$

De (B.14) e (B.13) pode-se escrever que:

$$Am = \frac{w_g L}{kL} = \frac{\pi}{2kL}$$

ou seja:

$$k = \frac{\pi}{2AmL} \quad (\text{B.19})$$

Substituindo (B.19) em (B.18) tem-se:

$$k_D = \frac{\pi}{2AmL} a, \quad k_P = \frac{\pi}{2AmL} b \quad \text{e} \quad k_I = \frac{\pi}{2AmL} c$$

ou seja:

$$\begin{bmatrix} k_p \\ k_I \\ k_D \end{bmatrix} = \frac{\pi}{2AmL} \begin{bmatrix} b \\ c \\ a \end{bmatrix} \quad (\text{B.20})$$

Considerando que o módulo para o processo foi definido como:

$$G'_p(s) = \frac{e^{-sL}}{2as^2 + bs + c}$$

em uma frequência de operação ω_0 pode-se escrever que:

$$G'_p(j\omega_0) = \frac{e^{-j\omega_0 L}}{a(j\omega_0)^2 + b(j\omega_0) + c} \quad (\text{B.21})$$

Sabendo que para um processo de 2ª ordem com atraso de transporte em (B.21) pode ser escrito como:

$$c = \frac{1}{r_p(\omega_0)}$$

Sendo que $r_p(\omega_0)$ o ganho do processo na frequência de operação, conforme definido na figura B.3.

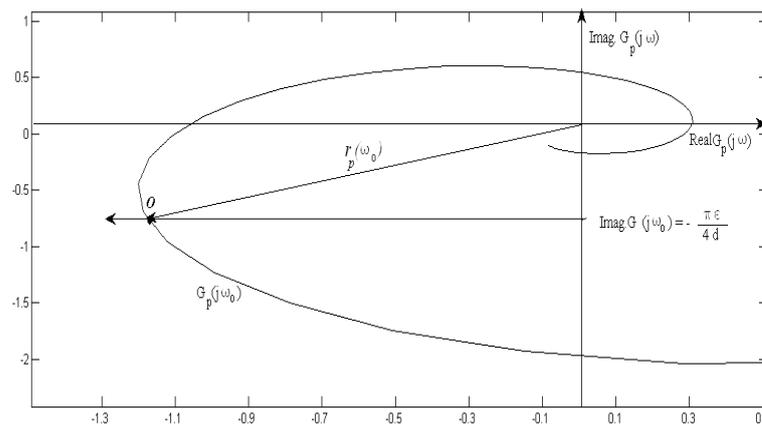


Figura B.3 Ponto de operação definido pelos lugares geométricos da função relé e do processo.

Da equação (B.21) restam somente duas incógnitas a e b para serem determinadas. Estas podem ser determinadas igualando-se as partes reais e imaginárias da equação (B.21).

Segue que:

$$\frac{e^{-jw_0L}}{a(jw_0)^2 + b(jw_0) + \frac{1}{r_p(w_0)}} = \mathit{real}[G_P(jw_0)] + j\mathit{image}[G_P(jw_0)] = \frac{-\pi E}{4d} - \frac{\pi}{4d} \sqrt{2^2 - E^2} \quad (\text{B.22})$$

Observe que os parâmetros a e b podem ser deduzidos a partir da igualdade das partes real e imaginária da equação (B.22).