



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA QUÍMICA
ENG07053 - TRABALHO DE DIPLOMAÇÃO EM ENGENHARIA
QUÍMICA



Estudo Comparativo de Métodos de Ajuste de PIDs a partir da Resposta Degrau

Autor: Rafael Vicente das Neves

Orientador: Jorge O. Trierweiler

Porto Alegre, julho de 14

Sumário

Sumário	ii
Agradecimentos	iv
Resumo	v
Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	vii
Lista de Símbolos	viii
Lista de Abreviaturas e Siglas	ix
1 Introdução	1
2 Revisão Bibliográfica	3
2.1 PID e a resposta ao degrau	3
2.2 Técnicas de aproximação da resposta ao degrau por função de transferência	4
2.2.1 Método da tangente	4
2.2.2 Método da área	5
2.2.3 Método baseado em dois pontos	5
2.2.4 Método de três pontos para dinâmicas de 2º ordem	6
2.3 Técnicas de ajuste para um controlador PID	6
2.3.1 Método ZN	6
2.3.2 Método CHR	7
2.3.3 Método CC	7
2.3.4 Método Kappa-Tau	8
2.3.5 Método IMC	9
2.3.6 Método ITAE	10
3 Metodologia	11
3.1 Métodos de identificação e de ajuste utilizados	11
3.2 Sistemas simulados	12
3.3 Ferramentas utilizadas	13
3.4 Procedimento adotado	13
4 Resultados e discussões	16
4.1 Identificação a partir da resposta ao degrau	16
4.2 Sintonia dos controladores	17
4.2.1 Sistema A	18
4.2.2 Sistema B	19
4.2.3 Sistema C	20
4.2.4 Sistema D	21
4.2.5 Sistema E	21
5 Estudo de Caso	23
5.1 Unidade de recuperação de enxofre	23
5.2 Malha de controle de temperatura da reação catalítica	23
5.3 Teste realizado para sintonia	24

6	Conclusões e Trabalhos Futuros	27
7	Referências	29
	Apêndice A – Parâmetros identificados	31
	Apêndice B – Ajustes dos controladores simulados	32

Agradecimentos

Agradeço a todas as pessoas que me ajudaram nesta jornada, mesmo em poucas palavras que, certamente, não são suficientes para descrever todo o sentimento de gratidão.

À minha família, pelo incentivo, compreensão, paciência e apoio durante todo este tempo.

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Química da UFRGS, por garantir a excelência no ensino, mesmo com a falta de recursos físicos.

Aos amigos e colegas de trabalho da refinaria, que me possibilitaram a presença nas aulas através das trocas de horário do turno.

Ao professor Jorge O. Trierweiler, pela orientação neste trabalho.

Resumo

Neste presente trabalho, são comparados métodos de ajuste de controladores PID's baseados na resposta degrau. Os métodos estudados são combinações de três técnicas de identificação da planta (baseado em dois pontos, baseado em três pontos e método da área) com três métodos de ajuste do controlador a partir dos parâmetros identificados (método de Kappa-Tau, IMC e ITAE). Este estudo é realizado através de simulações em diferentes sistemas, utilizando o programa MATLAB. Estes sistemas representam aproximações de diferentes dinâmicas de plantas de processo: primeira ordem com tempo morto, primeira ordem sem tempo morto, resposta inversa, sistema subamortecido, segunda ordem com tempo morto. O objetivo é comparar as vantagens e desvantagens das técnicas combinadas, tanto para robustez quanto para desempenho, em controladores do tipo PI (proporcional e integral) e também em controladores do tipo PID (proporcional, integral e derivativo). Além disso, é realizada neste estudo, a aplicação de uma destas combinações de identificação/ajuste em uma planta industrial a partir de uma perturbação degrau. Os parâmetros obtidos são então comparados com os valores atuais da planta. Assim, é testada a aplicação do método para obtenção dos parâmetros de um controlador de processo.

Lista de Figuras

Figura 2.1: Respostas ao degrau em malha aberta (Fonte: Åström e Hägglund, 2006).....	3
Figura 2.2: Parâmetros do modelo da resposta degrau (adaptado de Liu <i>et al.</i> , 2013).....	4
Figura 3.1: Esquema das simulações.....	13
Figura 3.2: Diagrama do <i>Simulink</i> aplicado para simular o desempenho dos controladores neste trabalho.....	14
Figura 4.1: Aproximação dos sistemas A e B.....	16
Figura 4.2: Aproximação do sistema C.....	16
Figura 4.3: Aproximação do sistema D.....	17
Figura 4.4: Aproximação do sistema E.....	17
Figura 4.5: Sintonia PI para sistema A.....	18
Figura 4.6: Sintonia PID para sistema A.....	18
Figura 4.7: Sintonia PI para o sistema B.....	19
Figura 4.8: Sintonia PID para o sistema B.....	20
Figura 4.9: Sintonia PI e PID para o sistema C.....	20
Figura 4.10: Sintonia PI para o sistema E.....	21
Figura 4.11: Sintonia PID para o sistema E.....	21
Figura 5.1: Controle de temperatura da seção catalítica da URE.....	24
Figura 5.3: Gráfico da resposta ao degrau para o TIC.....	25

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Ajuste Kappa-Tau (adaptado de Åström e Hägglund, 1995).....	9
Tabela 2.2: Parâmetros do controlador por IMC (adaptado de Zhao <i>et al.</i> , 2011).....	10
Tabela 2.3: Sintonia sugerida para IMC (adaptado de Campos e Teixeira, 2006)	10
Tabela 2.4: Parâmetros pelo método ITAE (adaptado de Campos e Teixeira, 2006).....	10
Tabela 3.1: Sistemas simulados	12
Tabela 5.2: Parâmetros obtidos por SK/IMC para o TIC	25
Tabela 5.4: Sintonia existente no TIC.....	26
Tabela A.1: Parâmetros identificados para o sistema A	31
Tabela A.2: Parâmetros identificados para o sistema B	31
Tabela A.3: Parâmetros identificados para o sistema C	31
Tabela A.4: Parâmetros identificados para o sistema D	31
Tabela A.5: Parâmetros identificados para o sistema E	31
Tabela B.1: Sintonias do sistema A para PI	32
Tabela B.2: Sintonias do sistema A para PID	32
Tabela B.3: Sintonias do sistema B para PI	32
Tabela B.4: Sintonias do sistema B para PID	32
Tabela B.5: Sintonias do sistema C para PI	33
Tabela B.6: Sintonias do sistema C para PID	33
Tabela B.7: Sintonias do sistema D para PI	33
Tabela B.8: Sintonias do sistema D para PID.....	33
Tabela B.9: Sintonias do sistema E para PI.....	34
Tabela B.10: Sintonias do sistema E para PID	34

Lista de Símbolos

k_p	Ganho proporcional do sistema
T	Constante de tempo do sistema
L	Tempo morto do sistema
K_c	Ganho proporcional do controlador
T_i	Constante de ação integral do controlador
T_d	Constante de ação derivativa do controlador
k_u	Ganho ultimativo
P_u	Período ultimativo
κ	Razão de ganho
τ	Constante de tempo normalizada
ζ	Fator de amortecimento
λ	Parâmetro robustez/desempenho para IMC

Lista de Abreviaturas e Siglas

PID	Proporcional Integral Derivativo
PV	Variável de processo
SP	<i>Set point</i>
MV	Variável manipulada
FT	Função de Transferência
FOPDT	<i>First Order Plus Time Delay</i> (Primeira Ordem com Tempo Morto)
SOPDT	<i>Second Order Plus Time Delay</i> (Segunda Ordem com Tempo Morto)
MIMO	<i>Multiple Input, Multiple Output</i>
ISE	<i>Integral Square Error</i> (Integral do Erro Quadrático)
ISA	<i>International Society of Automation</i> (forma ideal do PID)
URE	Unidade de Recuperação de Enxofre
GA	Gás Ácido
GR	Gás Residual
TIC	Controlador Indicador de Temperatura

1 Introdução

O PID é o controlador de estrutura mais utilizada na automação industrial. Grande parte dos processos industriais, principalmente os de origem química e térmica, exige estabilidade, confiabilidade, segurança e aumento das eficiências da produção e da qualidade dos produtos. Como a maioria destes processos possui dinâmica que pode ser descrita satisfatoriamente através de funções de transferência de baixa ordem, tendo tipicamente sua dinâmica dominada por uma ou duas constantes de tempo, um controlador PID, que possui apenas parâmetros de ação proporcional, integral e derivativa, oferece desempenho satisfatório e simplicidade, justificando seu amplo uso. Pesquisa com mais de onze mil controladores em indústrias de processo mostra que mais de 97% destes utilizam o algoritmo PID (Shamsuzzoha e Skogestad, 2010). O derivativo deste controlador é pouco utilizado porque existe um conjunto grande de dinâmicas de processos que não necessitam desta ação (por exemplo, controladores de vazão e nível). Já para alguns casos ela é muito vantajosa, pois possui características preditivas. Além disso, a pouca utilização se deve ao fato de existirem diferentes formas de parametrização do algoritmo PID, ao conhecimento insuficiente, à resistência ao uso e às metodologias não satisfatórias para o ajuste (Trierweiler, 2013).

Existem vários métodos de ajuste de um PID. Entre eles, há procedimentos heurísticos, alguns denominados clássicos além de modernas técnicas computacionais. Para encontrar os valores dos parâmetros que melhor satisfazem as necessidades do controle, podemos fazer o teste em malha aberta ou em malha fechada (i.e., com retroalimentação). Em malha aberta, o sistema é submetido a uma entrada específica e a partir da resposta são encontrados os parâmetros. Este teste é também chamado de teste degrau. Distintos métodos existentes aproximam a resposta do sistema por uma função de transferência e, a partir desta, calculam os valores de ação proporcional, integral e derivativa para o controlador.

Infelizmente, devido à falta de conhecimento e à simplicidade, normalmente é utilizado o método de tentativa e erro para o ajuste. Neste procedimento prático, são inseridos valores para os parâmetros do controlador e, através do comportamento do sistema, é avaliado o desempenho. Como há dificuldade em encontrar um valor inicial para o “chute”, principalmente quando não se tem experiência com determinada dinâmica da planta, ele exige muito tempo e pode causar grandes perturbações no processo se for realizado de forma agressiva, levando a resultados muitas vezes longe do ótimo.

Recursos tais como *softwares* especiais para identificar as dinâmicas dos sistemas, nem sempre estão disponíveis para a aplicação da sintonia. Falta, muitas vezes, uma escolha adequada de um método para sintonia que seja simples, porém eficiente, e que possa obter os parâmetros de ajuste a partir de dados da planta, que são facilmente obtidos.

Este trabalho tem como objetivo analisar os seguintes métodos de identificação dos parâmetros do processo, baseados em resposta degrau: método baseado em dois pontos, método da área e método baseados em três pontos. Estes métodos serão combinados com os seguintes métodos de ajuste: Kappa-Tau, IMC e ITAE.

Além disso, este estudo propõe aplicar a melhor combinação de identificação/ajuste analisada em um processo real. Através de recursos simples e dados da resposta da PV

(variável de processo) da planta frente a um estímulo na MV (variável manipulada), encontrar valores de proporcional, integral e derivativo que, aplicados em um controlador PID em malha retroalimentada, opere com desempenho satisfatório.

O trabalho está estruturado em quatro capítulos. No primeiro é apresentada uma breve introdução do cenário atual e a motivação para a sintonia dos controladores PID. No segundo capítulo é desenvolvida uma revisão bibliográfica onde são apresentados os diferentes métodos para identificação e os métodos para ajuste do controlador de outros autores. O terceiro descreve a metodologia utilizada para a combinação dos métodos assim como os recursos utilizados. No quarto e quinto capítulos são apresentados, respectivamente, os resultados obtidos e o estudo de caso no qual a combinação escolhida é aplicada em um processo real. Por fim, no sexto capítulo, são apresentadas as principais conclusões deste trabalho.

2 Revisão Bibliográfica

No presente capítulo serão apresentadas algumas definições importantes para este estudo, assim como os métodos de identificação e de ajuste encontrados na literatura.

2.1 PID e a resposta ao degrau

Segundo Johnson e Moradi (2006) o controlador PID é a principal ferramenta a ser utilizada para problemas de controle, principalmente aqueles das indústrias de processo. Para esses problemas industriais, o módulo de controle PID é um bloco de construção que promove a rejeição das perturbações de malha simples, cascata, multi-malhas e esquemas de controle MIMO (*Multiple Input, Multiple Output*).

Para obter os parâmetros que devem ser inseridos no controlador PID é preciso perturbar o sistema. Com uma perturbação, é possível extrair algumas características e, através destas, ajustar um controlador. A perturbação degrau (*step test*) é a técnica de perturbação em malha aberta mais utilizada para identificação das características do sistema.

Åström e Hägglund (2006) denominam de resposta ao degrau ou curva de reação do processo, o comportamento dinâmico observado na resposta do sistema para uma perturbação degrau na entrada, ou seja, na variável manipulada (MV). A resposta ao degrau de um sistema estável atinge um valor constante. Um sistema instável não chega a um estado de equilíbrio após uma mudança na MV. Um sistema com integração é um típico exemplo de um sistema instável. Muitas propriedades de um sistema podem ser obtidas diretamente a partir da resposta ao degrau. A Figura 2.1 ilustra diferentes comportamentos de resposta para uma perturbação degrau na MV.

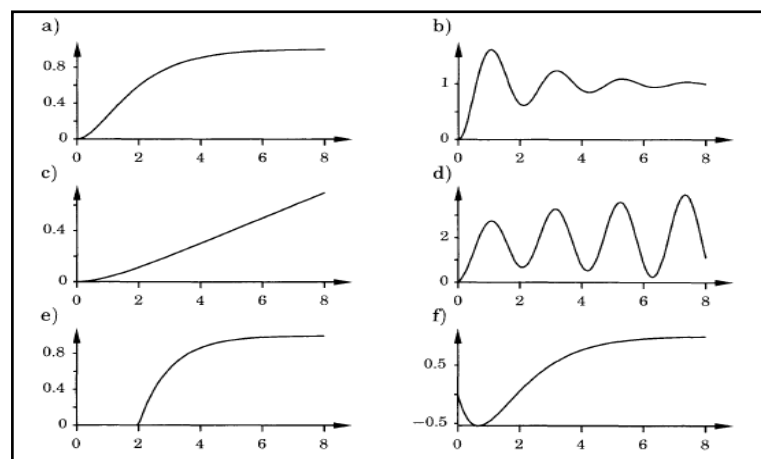


Figura 2.1: Respostas ao degrau em malha aberta (Fonte: Åström e Hägglund, 2006)

Um teste de identificação a partir da resposta ao degrau, em malha aberta, é executado quando o processo está em estado inicial de zero ou num estado constante (Liu *et al.*, 2013). O método de resposta ao degrau dá estimativas aproximadas da constante de tempo, do ganho do processo e do tempo morto. Dadas estas constantes, muitos métodos de ajuste podem ser usados para sintonizar o PID. Uma dificuldade na realização do processo está na escolha do tamanho da perturbação degrau, a qual deverá ser a menor possível, de modo que o processo não seja perturbado mais do que o necessário. Por outro lado, será mais fácil de determinar os parâmetros do modelo de processo, se a perturbação é grande, uma vez que a resposta da variável de processo

deve ser distinguida do ruído predominante. Uma escolha adequada entre os dois requisitos conflitantes é geralmente necessária (Johnson e Moradi, 2006).

2.2 Técnicas de aproximação da resposta ao degrau por função de transferência

Para Liu *et al.* (2013), na literatura de identificação de modelos das últimas três décadas, os sistemas de baixa ordem com tempo morto têm sido principalmente adotados para a identificação. Isto se deve às exigências de aplicações práticas para o projeto de controle baseado em modelo e sintonia. Os modelos são aproximados por funções de transferência.

2.2.1 Método da tangente

O modelo de primeira ordem com tempo morto (FOPDT) é o mais utilizado. Normalmente, um modelo FOPDT é escrito na seguinte forma:

$$G(s) = \frac{k_p}{(Ts+1)} e^{-Ls} \quad (2.1)$$

Onde $G(s)$ representa a função do sistema, k_p é o ganho do processo, T é a constante de tempo e L é o tempo morto.

O método da tangente consiste em desenhar uma reta tangente à resposta do processo no ponto de inflexão. O ganho do processo é determinado simplesmente dividindo a variação de estado estacionário da saída do processo (y) pela amplitude da entrada, ou seja, é a diferença entre o estado estacionário que a PV atinge e o valor estacionário inicial da PV, dividido pela amplitude do degrau dado na MV.

O tempo morto é o tempo decorrido entre a aplicação da perturbação até a intersecção da reta tangente com o eixo do tempo. A constante de tempo é determinada como a diferença entre o tempo morto e o tempo gasto para a resposta chegar ao valor 63% de k_p . A Figura 2.2 apresenta os parâmetros da resposta de um sistema em malha aberta pelo método da tangente.

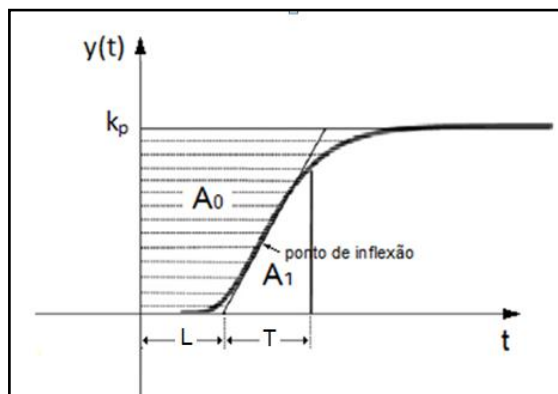


Figura 2.2: Parâmetros do modelo da resposta degrau (adaptado de Liu *et al.*, 2013)

A principal desvantagem desta técnica é que ela depende de um único ponto da curva da reação, isto é, do ponto de inflexão, e que é muito sensível ao ruído de medida. (Visioli, 2006).

2.2.2 Método da área

O método da área é uma técnica mais robusta para encontrar os parâmetros do modelo identificado. O ganho do processo (k_p) é calculado como no método da tangente. A área A_0 é área entre a saída do processo $y(t)$ e a linha da reta $y=y_\infty$, do momento em que é perturbada a planta (degrau na MV) até atingir o estado estacionário na saída (PV constante). O valor de $L+T$ é dado pela expressão:

$$L+T = \frac{A_0}{k_p} \quad (2.2)$$

A área A_1 é a área abaixo da saída $y(t)$ do momento em que é alterada a entrada da planta (y_0) até o instante de tempo $L+T$. As áreas A_0 e A_1 são ilustradas na Figura 2.2. A constante de tempo e o tempo morto para uma FOPDT são calculados a partir das seguintes expressões, onde e da expressão corresponde ao número de Euler cujo valor aproximado é 2,718:

$$T = \frac{e A_1}{k_p} \quad (2.3)$$

$$L = \frac{(A_0 - k_p T)}{k_p} \quad (2.4)$$

Sendo baseado no cálculo de áreas, esta abordagem é mais relevante a partir do ponto de vista computacional (o resultado é difícil de obter “à mão”), mas tem a característica de ser muito mais robusta para a medição com ruído do que o método da tangente. O método tem o inconveniente de ser possível a determinação de um valor negativo para o tempo morto. Quando há uma resposta dinâmica não linear com tempo morto dominante, um valor subestimado para o tempo morto pode resultar em um controlador mais agressivo do que o esperado na sintonização dos parâmetros do PID (Visioli, 2006).

2.2.3 Método baseado em dois pontos

O método que se baseia na estimativa dos instantes da curva de reação foi proposto em Sundaresan *et al.* (1978). Ele consiste em determinar os instantes t_1 e t_2 quando a saída do processo atinge, respectivamente, 35,3% e 85,3% do estado estacionário. O tempo morto e a constante de tempo são calculados da seguinte forma:

$$L = 1,3t_1 - 0,29t_2 \quad (2.5)$$

$$T = 0,67(t_2 - t_1) \quad (2.6)$$

O ganho do processo é determinado como no método da tangente. Para as fórmulas do tempo morto e da constante de tempo foram considerados diversos conjuntos de dados, a fim de minimizar a diferença entre a resposta do processo experimental e da resposta do modelo. Vale a pena notar que o método é muito simples (na verdade, pode ser facilmente aplicado “à mão”). Porém, esta técnica pode ser sensível à medição com ruído na estimativa dos tempos t_1 e t_2 (Visioli, 2006).

2.2.4 Método de três pontos para dinâmicas de 2ª ordem

Para Visioli (2006), existem poucos métodos descritos na literatura para a identificação de modelos SOPDT (*Second Order Plus Time Delay*) simples. O modelo a ser identificado pode ser representado de duas formas:

$$G(s) = \frac{k_p}{(T_1s+1)(T_2s+1)} e^{-Ls} \quad (2.7)$$

$$G(s) = \frac{k_p}{(T^2s^2+2\zeta Ts+1)} e^{-Ls} \quad (2.8)$$

Onde k_p é o ganho do processo; T , T_1 e T_2 são as constantes de tempo; L é o tempo morto e ζ é o fator de amortecimento. A Equação (2.8) é mais genérica, pois caracteriza um processo que inclui polos reais e complexos (sistemas oscilatórios).

A técnica dos três pontos para dinâmicas de segunda ordem foi desenvolvida por Rangaiah e Krishnaswamy (1994 apud Visioli, 2006). Consiste no seguinte algoritmo:

1. Determinar o ganho processo (k_p) dividindo a variação de estado estacionário do processo pela amplitude do degrau dado.
2. Calcular α pela seguinte fórmula, onde t_1 , t_2 e t_3 é o momento em que a resposta ao degrau atinge 14 %, 55 %, e 91 % do seu valor final:

$$\alpha = \frac{(t_3 - t_2)}{(t_2 - t_1)} \quad (2.9)$$

3. Calcular β e ζ por:

$$\beta = \ln \left[\frac{\alpha}{(2,485 - \alpha)} \right] \quad (2.10)$$

$$\zeta = 0,50906 + 0,51743\beta - 0,076284\beta^2 + 0,041363\beta^3 - 0,0049224\beta^4 + 0,00021234\beta^5 \quad (2.11)$$

Sendo que a faixa de utilização da expressão é $1,2323 < \alpha < 2,4850$.

4. Determinar T e L por:

$$(t_2 - t_1)/T = 0,85818 - 0,62907\zeta + 1,2897\zeta^2 - 0,36859\zeta^3 + 0,038891\zeta^4 \quad (2.12)$$

$$(t_2 - L)/T = 1,3920 - 0,52536\zeta + 1,2991\zeta^2 - 0,36859\zeta^3 + 0,037605\zeta^4 \quad (2.13)$$

2.3 Técnicas de ajuste para um controlador PID

2.3.1 Método ZN

Ziegler e Nichols desenvolveram duas técnicas para o ajuste do controlador no ano de 1940. A ideia era sintonizar o controlador baseado nas seguintes premissas: fazer um experimento simples, extrair algumas características da dinâmica do processo, com dados experimentais, e determinar os parâmetros do controlador. Uma das técnicas é baseada nas características do sistema em malha fechada e a outra é baseada na curva de reação, ou seja, em malha aberta.

O método em malha fechada analisa o comportamento no domínio da frequência. O controlador é ligado ao processo com os parâmetros de integral e de derivativo nulos. O ganho proporcional é aumentado até que o sistema comece a oscilar, momento conhecido como marginalidade. Este valor de ganho proporcional crítico é observado juntamente com o período de oscilação (período ultimoativo ou crítico). Os parâmetros do controlador, que utilizam o ganho ultimoativo (ou crítico) e o período ultimoativo para o cálculo, foram obtidos com base em muitas simulações e experiências sobre os processos que normalmente são encontradas na indústria. Há muitas variações do método que são amplamente utilizados (Åström e Hägglund, 1995).

Segundo Åström e Hägglund (2006), o critério de projeto utilizado é a razão de decaimento de um quarto na resposta de um distúrbio na carga e é muito agressiva apresentando baixa robustez. Por esta razão, o método ZN frequentemente requer modificação ou reajuste. Uma vez que o objetivo do projeto principal era reduzir as perturbações de carga, muitas vezes é necessário realizar cuidadosamente mudanças de *set point*, a fim de obter uma resposta satisfatória para estas mudanças. Pode-se dizer que o método fornece um controle razoável. Simulações repetidas revelam muito claramente que o sistema em malha fechada é pouco robusto.

2.3.2 Método CHR

Este método foi desenvolvido por K. L. Chien, J. A. Hrones e J. B. Reswick no Massachusetts Institute of Technology. Foi um trabalho acadêmico bem fundamentado mostrando as regras de ajuste utilizando um modelo aproximado de primeira ordem com tempo morto, representativo para sistemas de alta ordem. É uma modificação do circuito aberto do método de ZN. Chien, Hrones e Reswick propuseram usar uma "resposta mais rápida, sem *overshoot*" ou "resposta mais rápida com 20% de *overshoot*", como critério de projeto.

O trabalho também faz a observação importante de que o ajuste para resposta de mudança de *set point* é diferente do ajuste para o distúrbio de carga. O método CHR sintoniza controladores com a robustez um pouco melhor que o método ZN, mas ele ainda usa pouca informação do processo. Um parâmetro adicional, a constante tempo, é necessário pra melhorar o desempenho do controlador (Hussain *et al.*, 2014).

2.3.3 Método CC

O método foi apresentado pelo engenheiro G. H. Cohen e pelo matemático G. A. Coon, em 1953. O principal critério de projeto é a rejeição de distúrbios na carga. Ele tenta posicionar polos dominantes que dão uma razão de decaimento de um quarto, assim como no método de ZN. Para controladores P e PD os polos são ajustados para dar o maior ganho, restrito na razão de decaimento. Isso minimiza o erro do estado estacionário devido aos distúrbios na carga. Para PI e PID o ganho integral é maximizado. Para controladores PID, três polos em malha fechada são atribuídos; dois polos são complexos e o terceiro polo é real e está posicionado na mesma distância da origem como os outros pólos. O padrão de polo é ajustado para dar a razão de decaimento de um quarto, e a distância dos polos à origem é ajustada para minimizar o erro integral (Åström e Hägglund, 2006).

A técnica de ajuste proposta por CC, mesmo utilizando três parâmetros para caracterização do processo, ainda usa razão de decaimento de um quarto como critério de projeto, tendo robustez razoável.

2.3.4 Método Kappa-Tau

Åström e Hägglund (1995) propuseram uma melhoria no método originalmente proposto por Ziegler Nichols. Na versão no domínio da frequência, a caracterização da dinâmica do processo utiliza o k_u e P_u (ganho e período ultimate) além de utilizar o ganho da planta (k_p). Também é definido o número adimensional kappa, que é razão de ganho:

$$\kappa = \frac{1}{(k_u k_p)} \quad (2.14)$$

Para um teste degrau, o método convenientemente reparametriza a dinâmica do processo por α (em vez de k_p) e τ , que é o tempo morto normalizado (em vez de T).

$$\alpha = k_p \frac{L}{T} \quad (2.15)$$

$$\tau = \frac{L}{(L+T)} \quad (2.16)$$

Estes parâmetros podem ser utilizados para caracterizar a dificuldade de controlar o processo. A grosso modo, os processos com κ pequeno são considerados de fácil controle enquanto que a dificuldade aumenta à medida que κ aumenta. Sistemas com pequenos τ são fáceis de controlar, já sistemas com τ mais elevados (tendendo a 1) são mais difíceis.

Os parâmetros de ajuste para o controlador são dados na Tabela 2.1 na forma de uma função de tau:

$$f(\tau) = \alpha_0 \exp(\alpha_1 \tau + \alpha_2 \tau^2) \quad (2.17)$$

Onde K é o ganho proporcional do controlador, T_i é o termo integral do controlador, T_d é o termo derivativo do controlador e b é o peso para o *set point* utilizado na forma ISA. É conveniente representar esses parâmetros na forma normalizada, por isso utiliza a normalização proposta pelas regras de Ziegler Nichols. Assim, é fornecido αK em vez do ganho do controlador (K) sendo que α é dado pela expressão (2.15). Também é representado T_i/L em vez de T_i .

Na Tabela 2.1 são dadas duas propostas de ajuste, uma com M_s de 1,4 que confere um controlador mais robusto e outra com M_s de 2,0 que resulta em um controlador menos robusto, porém com melhor desempenho. A Máxima Sensibilidade (M_s) é o máximo valor da função de sensibilidade, sendo que este é o melhor critério de robustez baseado no domínio da frequência. O valor limite recomendado é de M_s menor que 2,2 (Trierweiler, 2013).

Tabela 2.1: Ajuste Kappa-Tau (adaptado de Åström e Hägglund, 1995)

	PI						PID					
	Robustez (Ms=1,4)			Desempenho (Ms=2,0)			Robustez (Ms=1,4)			Desempenho (Ms=2,0)		
	α_0	α_1	α_2	α_0	α_1	α_2	α_0	α_1	α_2	α_0	α_1	α_2
αK	0,29	-2,7	3,7	0,78	-4,1	5,7	3,8	-8,4	7,3	8,4	-9,6	9,8
T_i/L	8,9	-6,6	3,0	8,9	-6,6	3,0	5,2	-2,5	-1,4	3,2	-1,5	-0,93
T_d/L	-	-	-	-	-	-	0,89	-0,37	-4,1	0,86	-1,9	-0,44
b	0,81	0,73	1,9	0,44	0,78	-0,45	0,4	0,18	2,8	0,22	0,65	0,051

2.3.5 Método IMC

Esta técnica foi desenvolvida em 1986 por D. E. Rivera, M. Morari e S. Skogestad a partir da proposta inicial de Garcia e Morari (1982, apud Faccin, 2004). Ela apresenta fundamentos teóricos de desempenho, robustez e fatores limitantes no desempenho do controlador.

No método IMC assume-se que todas as ações de distúrbios no processo são reduzidas por um distúrbio equivalente na saída do processo. O nome *internal model controller* deriva do fato do controlador conter um modelo do processo internamente. Este modelo está ligado de forma paralela com o processo. Uma característica interessante do IMC é que a robustez é considerada explicitamente no projeto. A robustez pode ser ajustada através do parâmetro λ que fornece o compromisso entre desempenho e robustez. Para λ menores o controlador em malha fechada fornece resposta mais rápida (melhor desempenho), enquanto que um grande λ pode tornar o sistema menos sensível (melhor robustez). O IMC pode ser projetado para dar excelente resposta para mudança de *set point* (Åström e Hägglund, 2006).

Campos e Teixeira (2006) destacam que λ não deve ser menor que o tempo morto. Uma escolha conservativa de λ é que seu valor seja igual à maior constante de tempo do processo ($T_{\text{dominante}}$).

Segundo Zhao *et al.* (2011), o método IMC é aplicado em processos representados por dinâmicas de primeira e segunda ordem, com modelos dados pelas funções de transferência $G(s)$ conforme a Tabela 2.2, onde k_p representa o ganho do processo, L é o tempo morto, T é a constante de tempo do processo, ζ é o coeficiente de amortecimento, K_c é o ganho proporcional do controlador, T_i o termo integrador e T_d o termo derivativo do controlador. Já na Tabela 2.3 encontramos a sintonia sugerida para o método IMC para uma FT do tipo FOPDT e apresentada em Campos e Teixeira (2006). Note que a diferença entre as duas formas de ajuste baseadas no método IMC para uma FOPDT é decorrente da aproximação do tempo morto por Padé (Tabela 2.3) ou série de Taylor (Tabela 2.2), a qual leva a resultados distintos.

Tabela 2.2: Parâmetros do controlador por IMC (adaptado de Zhao *et al.*, 2011)

	$G(s)$	K_c	T_i	T_d
FOPDT	$\frac{k_p}{(Ts + 1)} e^{-Ls}$	$\frac{T}{k(\lambda + L)}$	T	-
SOPDT	$\frac{k_p}{(T^2s^2 + 2\zeta Ts + 1)} e^{-Ls}$	$\frac{2\zeta T}{k(\lambda + L)}$	$2\zeta T$	$\frac{T}{2\zeta}$

Tabela 2.3: Sintonia sugerida para IMC (adaptado de Campos e Teixeira, 2006)

	K_c	T_i	T_d
PI	$\frac{2T + L}{2k_p \lambda}$	$T + \left(\frac{L}{2}\right)$	-
PID	$\frac{2T + L}{k_p(2\lambda + L)}$	$T + \left(\frac{L}{2}\right)$	$\frac{TL}{2T + L}$

2.3.6 Método ITAE

Na década de 60, pesquisadores de uma universidade americana desenvolveram uma metodologia de ajuste baseada na otimização da resposta em malha fechada. Em Lopez *et al.* (1967, apud Faccin, 2004) são apresentados os resultados obtidos para característica regulatória, e em Rovira *et al.* (1969, apud Faccin, 2004) são mostrados os resultados para característica servo. A técnica minimiza o IAE (integral do erro absoluto), ISE (integral do erro quadrático) e ITAE (integral do erro absoluto ponderado no tempo). Em outras palavras, o ITAE é a integral do produto do tempo pelo valor absoluto do erro entre a variável e o *set point* em um horizonte de análise. A vantagem deste critério é considerar toda a curva de resposta do sistema, ao invés de apenas dois pontos, como no da razão de decaimento de um quarto. Além disso, a vantagem do ITAE é que ele é menos sensível aos erros que acontecem logo após a perturbação (tempo próximo de zero) (Campos e Teixeira, 2006).

As regras de sintonia foram obtidas para diferentes conjuntos de parâmetros para um modelo FOPDT. Na Tabela 2.4 são encontrados os valores para sintonia baseados na característica servo (mudança de *set point*) e na característica regulatória (para rejeitar distúrbios).

Tabela 2.4: Parâmetros pelo método ITAE (adaptado de Campos e Teixeira, 2006)

	K	T_i	T_d
ITAE-s	$\frac{0,965}{k_p} \left(\frac{T}{L}\right)^{0,85}$	$\frac{T}{0,796 - 0,1465 \frac{L}{T}}$	$0,308 T \left(\frac{L}{T}\right)^{0,929}$
ITAE-r	$\frac{1,357}{k_p} \left(\frac{T}{L}\right)^{0,947}$	$\frac{T}{0,842} \left(\frac{L}{T}\right)^{0,738}$	$0,381 T \left(\frac{L}{T}\right)^{0,995}$

3 Metodologia

O estudo das técnicas de ajuste deste trabalho é feito através da comparação de simulações. Neste capítulo são apresentados os métodos escolhidos e a forma das simulações aplicadas, assim como os recursos utilizados.

3.1 Métodos de identificação e de ajuste utilizados

Para a comparação das técnicas, foram selecionados três métodos de identificação e três métodos de ajuste descritos no capítulo anterior. A escolha para identificação do sistema, a partir da resposta ao degrau, levou em conta a facilidade de obter os parâmetros. O método da tangente, embora seja muito utilizado, não foi escolhido por depender do ponto de inflexão da curva de resposta que, muitas vezes, é de difícil obtenção.

O primeiro método de identificação escolhido foi o método baseado em dois pontos de Sundaresan e Krishnaswamy (SK). Ele é muito simples e bastante utilizado, fornecendo parâmetros de ganho, constante de tempo e tempo morto para uma FOPDT. O segundo foi o método baseado em três pontos de Rangaiah e Krishnaswamy (RK). Este propõe parâmetros para dinâmicas de segunda ordem, fornecendo o fator de amortecimento ζ além dos parâmetros comuns. O terceiro selecionado foi o método da área que utiliza regiões da curva de resposta ao invés de pontos.

Para as técnicas de ajuste do controlador, a partir dos parâmetros identificados do sistema, foram escolhidos: o método Kappa-Tau, o IMC e o ITAE. Nos três métodos foi utilizada uma versão para um controlador sem ação derivativa (somente PI) e uma versão para um controlador PID.

O primeiro método é uma melhoria da técnica clássica de Ziegler Nichols. Para este, foi utilizado o ajuste a partir de tau (τ), que fornece os parâmetros para um controlador a partir das características da planta obtidas em malha aberta. Assim, não usa o ganho ultimate nem o período ultimate. Além disso, o cálculo de sintonia utilizado é baseado na robustez. Desta forma, considera uma margem de sensibilidade (M_s) de 1,4 conforme a Tabela 2.1. O método de Kappa-Tau também fornece o parâmetro b que é a ponderação para o *set point* da ação proporcional na forma ISA.

O método IMC foi escolhido por ser muito utilizado na indústria, já que fornece um bom desempenho. Nas simulações a partir da identificação baseada em dois pontos (SK) e da área, onde não se obtém o fator de amortecimento, foi utilizada a sintonia proposta por Campos e Teixeira (2006), conforme Tabela 2.3. Para a identificação pelo método dos três pontos (RK), que fornece os parâmetros do controlador utilizando o fator de amortecimento, foi utilizada a proposta apresentada na Tabela 2.2.

Com o objetivo de testar um controlador mais robusto, assim como na seleção de Kappa-Tau, foi escolhido um λ mais elevado. Para Chien e Fruehauf (1990), este parâmetro deve ser menor que a constante de tempo da dinâmica dominante do processo e maior que o tempo morto. Um controlador rápido é resultado de um λ baixo, por exemplo, λ igual ao tempo morto. Sendo assim, o λ do método IMC utilizado nas simulações do trabalho é calculado pela seguinte equação:

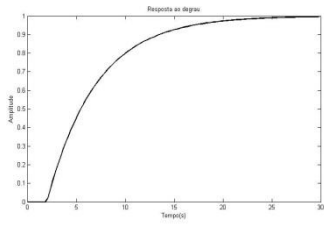
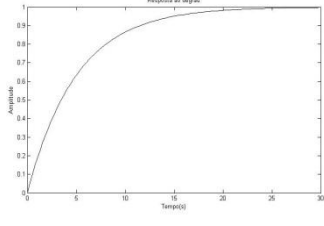
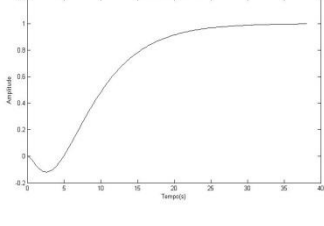
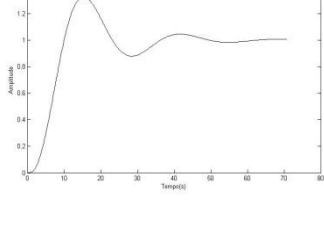
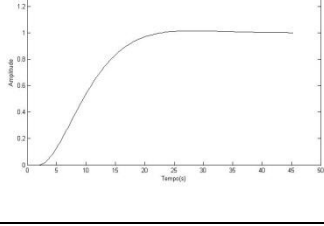
$$\lambda = \frac{(T+L)}{2} \quad (3.1)$$

A técnica de ajuste ITAE utilizada neste trabalho foi a que possui característica regulatória.

3.2 Sistemas simulados

Com o objetivo de comparar as técnicas de ajuste, foram selecionados cinco sistemas hipotéticos. Cada sistema possui uma característica diferente, tentando, desta forma, representar a diversidade das dinâmicas das plantas existentes para aplicação das combinações identificação/ajuste. Todos os sistemas são representados por uma função de transferência e são perturbados na forma de um degrau unitário. Para isto foi utilizada a função *step* do MATLAB. Os sistemas são apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Sistemas simulados

Sistema	Função de Transferência	Resposta ao degrau	Característica
A	$G(s) = \frac{1}{(5s + 1)} e^{-2s}$		1º ordem com tempo morto (FOPDT)
B	$G(s) = \frac{1}{(5s + 1)}$		1º ordem sem tempo morto
C	$G(s) = \frac{(-3s + 1)}{(15s^3 + 23s^2 + 9s + 1)}$		Resposta inversa
D	$G(s) = \frac{1}{(32s^3 + 20,8s^2 + 4,4s + 1)}$		Oscilatório subamortecido
E	$G(s) = \frac{1}{(5^2s^2 + 2.5 \cdot 0,8 \cdot s + 1)} e^{-2s}$		2º ordem com tempo morto (SOPDT)

3.3 Ferramentas utilizadas

Para a realização das simulações foi utilizado o *software* MATLAB o qual é muito usado no processamento de tarefas das mais simples até a resolução de equações mais complexas. No presente estudo, através da interface gráfica e de comandos próprios, ele calcula os parâmetros das simulações tanto para identificação dos sistemas como para os de ajuste do controlador.

O MATLAB possui ferramentas desenvolvidas para fácil manipulação de sistemas de controle. O *Simulink* é a ferramenta utilizada neste estudo. Ele é uma interface na qual são montadas, a partir de uma biblioteca de blocos, modelos para sistemas dinâmicos e permite analisar o comportamento dos sistemas representados por funções em blocos diante de ações de controle e de distúrbios.

3.4 Procedimento adotado

Definidos os três métodos de identificação do sistema e os três métodos de ajuste para o controlador, as simulações são realizadas conforme a estrutura da Figura 3.1.

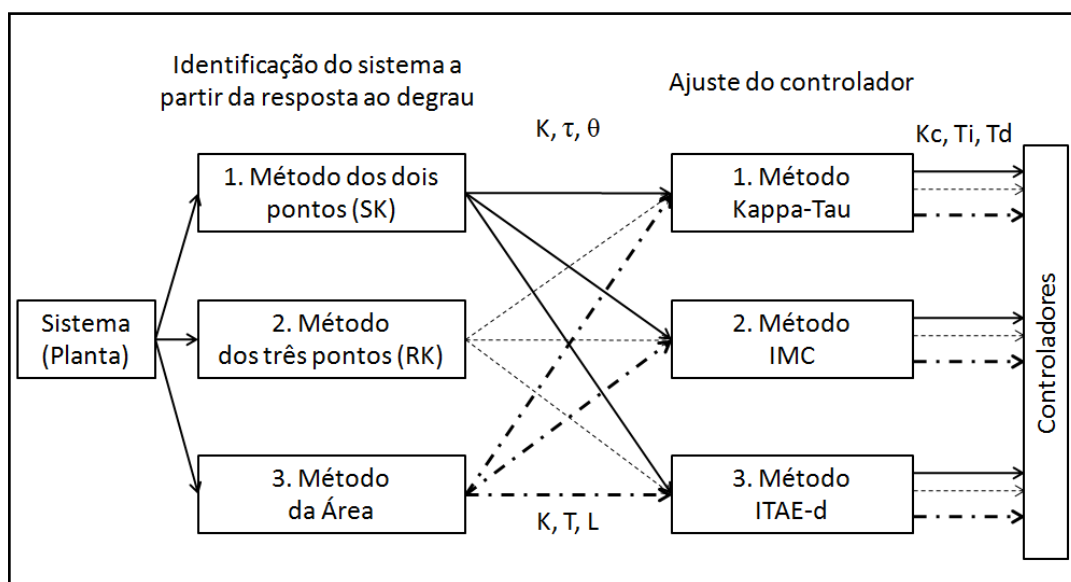


Figura 3.1: Esquema das simulações

Para cada sistema foi adotado o seguinte procedimento:

- O sistema é definido como uma função de transferência. Pelo comando *step*, com um degrau unitário, é simulado o comportamento do sistema em malha aberta (curva de reação). Os valores são armazenados no programa na forma de vetores. Neste caso, é criado um vetor de tempo e outro de amplitude de y que serão as entradas dos arquivos de identificação.
- O arquivo de função para identificação (extensão *.m*) é executado fornecendo como saída os parâmetros de ganho do processo, constante de tempo e tempo morto. Para cada método de identificação da planta foi criado um arquivo de código que calcula os parâmetros de acordo com a revisão bibliográfica. O método dos três pontos ainda fornece o fator de amortecimento além dos demais.

- Os parâmetros são armazenados como variáveis no programa e copiados em uma tabela. São colocados na forma de uma FOPTD (ou de uma SOPDT com fator de amortecimento) e os sistemas resultantes são comparados com o sistema original em gráficos gerados pelo MATLAB.
- Para cada conjunto de parâmetros identificados é executado o arquivo de função (extensão .m) para sintonia do controlador. O arquivo de função tem como entradas estes parâmetros identificados e calcula, de acordo com as tabelas de ajuste do respectivo método, as variáveis de saída. Estas saídas são os parâmetros de proporcional, integral e derivativo do controlador. Para cada método de ajuste foi criado um arquivo que calcula os parâmetros para um controlador PI e outro para um controlador PID. O método de Kappa-Tau também fornece o parâmetro b .
- Os ajustes são simulados através do diagrama de blocos do *Simulink* ilustrado na Figura 3.2.

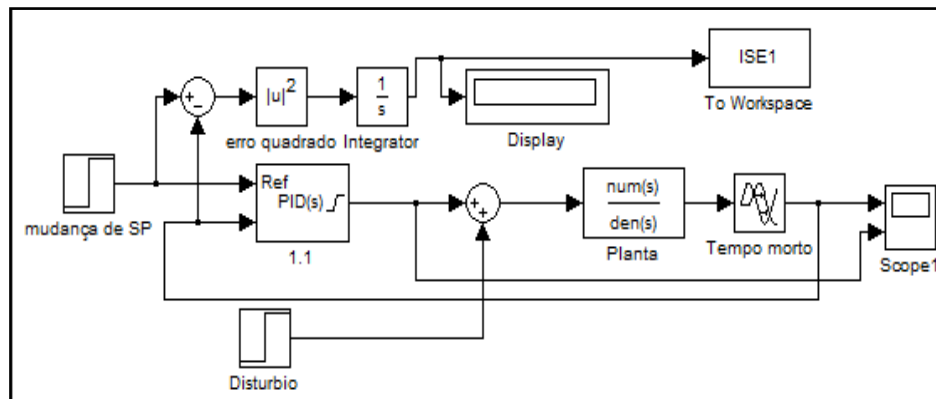


Figura 3.2: Diagrama do *Simulink* aplicado para simular o desempenho dos controladores neste trabalho

Neste esquema, os valores de K_c , T_i , T_d e b são inseridos no bloco do controlador. Os métodos que não fornecem o parâmetro para peso do *set point* da ação proporcional, foi adotado $b=1$. Além disso, foi configurado neste bloco um filtro de $N=100$ e $c=0$ para a ação derivativa. A ação derivativa, normalmente, atua somente na PV e não considera o *set point*, evitando assim ações bruscas originadas da derivada dos degraus de mudança *set point*. A configuração do PID do bloco está na seguinte forma, chamada de ideal ou ISA:

$$\text{ação de controle} = K_c \left((b \cdot r - y) + \frac{1}{T_i s} (r - y) + \frac{T_d s}{T_d s + 1} (c \cdot r - y) \right) \quad (3.2)$$

O esquema tem uma mudança de SP de amplitude 5 no instante de $t=0s$ e um distúrbio no sinal de saída do controlador de amplitude 5 em $t=50s$, simulando uma perturbação na carga.

- O arquivo do *Simulink* é executado e os gráficos do comportamento da PV e da MV são armazenados assim como o valor do ISE que é a medida da integral do erro quadrático no intervalo de tempo de 100 segundos de simulação. O valor do ISE é uma medida de desempenho. Quanto menor o valor, melhor é o desempenho do controlador.

- Utilizando o *Tune* do bloco do PID do *Simulink*, são copiados para uma tabela os valores de Margem de Ganho e Margem de fase (MF) para cada controlador. A margem de ganho (MG) é uma medida de quanto o sistema controlador+planta suportaria uma variação no ganho proporcional, enquanto que a margem de fase pode ser interpretada como tempo morto suportável pela malha antes de instabilizar. Estas são medidas de robustez do sistema. A grosso modo, maior robustez tende a diminuir o desempenho, enquanto que maior desempenho tende a diminuir a robustez. Em termos práticos, um bom controlador tem no mínimo MG maior que 1,7 e MF maior que 30° (Trierweiler, 2013).

4 Resultados e discussões

Neste capítulo são apresentados os resultados e a análise das simulações realizadas. Os valores dos parâmetros que não são mostrados aqui podem ser encontrados no apêndice deste trabalho.

4.1 Identificação a partir da resposta ao degrau

Para os sistemas A e B, os gráficos da resposta ao degrau da Figura 4.1 mostram uma excelente aproximação na identificação com as plantas hipotéticas pelos três métodos. Isto é reforçado com os valores encontrados dos parâmetros (ganho, constante de tempo e tempo morto) que são muito próximos aos parâmetros das funções de transferência dos sistemas A e B.

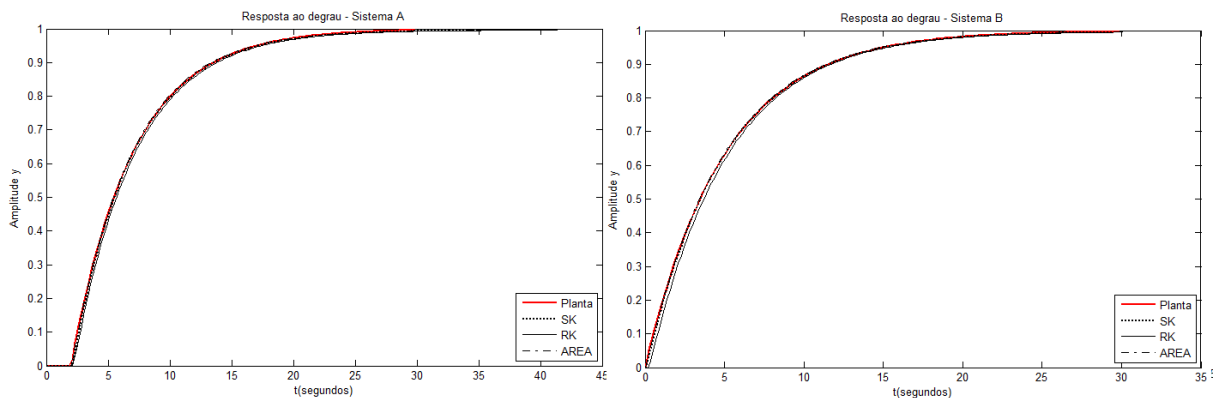


Figura 4.1: Aproximação dos sistemas A e B

Os resultados do sistema C, que simula uma planta de resposta inversa, são representados pela Figura 4.2. Os três métodos aproximam a parte inversa da resposta por um instante de tempo morto. O método RK é o que melhor aproxima com a planta C, principalmente no início da resposta. No método SK e da área, percebemos que há um desvio na parte inicial da curva, logo após a parte inversa, porém, depois deste instante, as curvas se aproximam com o sistema de referência.

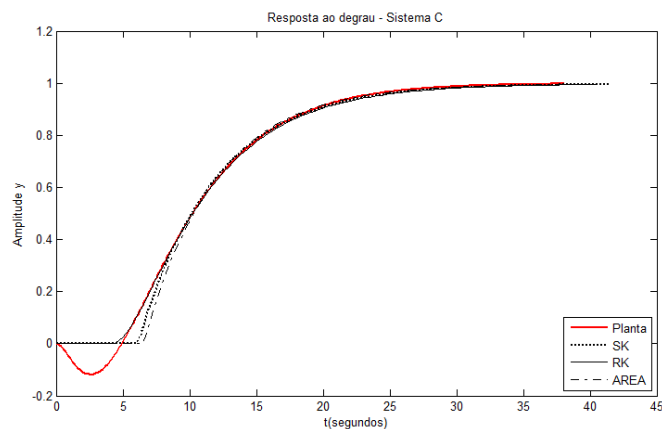


Figura 4.2: Aproximação do sistema C

Para o sistema oscilatório subamortecido nenhum dos métodos se aproximou satisfatoriamente com a curva da planta como ilustra a Figura 4.3. Para este sistema, o método RK não pode ser aplicado pois o valor do α calculado no algoritmo ($\alpha = 0,76$) está fora de faixa de utilização da expressão de cálculo que é $1,2323 < \alpha < 2,4850$.

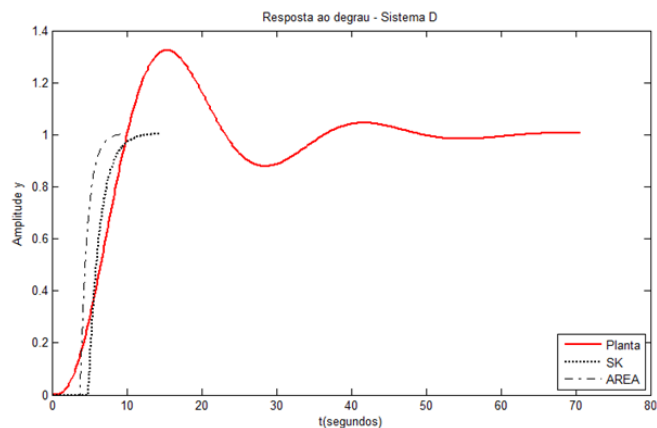


Figura 4.3: Aproximação do sistema D

Na Figura 4.4, onde a planta é representada por uma SOPDT, o método RK é o que melhor aproxima a parte inicial da resposta da planta, porém na parte final da curva de resposta, os métodos de SK e da área apresentam melhor resultado.

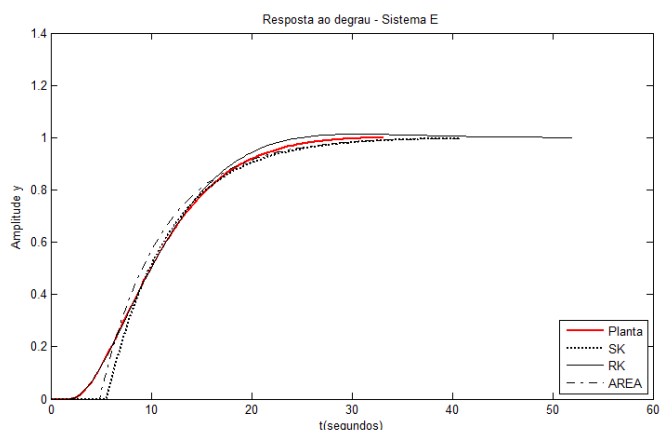


Figura 4.4: Aproximação do sistema E

4.2 Sintonia dos controladores

Analisando o ganho, a constante de tempo e o tempo morto para os cinco sistemas, são constatados que o método de SK e da área fornecem valores muito próximos um do outro. Assim, é apresentada nesta seção, a comparação do desempenho do controlador utilizando os parâmetros de somente um deles. É, portanto, realizada a comparação das sintonias utilizando os parâmetros identificados por SK com as sintonias utilizando os parâmetros identificados por RK.

Para os resultados das combinações é utilizada a notação N.M onde N representa o método de identificação e M o método de ajuste conforme o esquema da Figura 3.1, apresentada no capítulo anterior. Um controlador 1.2, por exemplo, é identificado pelo método de SK e possui ajuste por IMC.

Os gráficos das simulações ilustram na parte superior o comportamento da PV e na parte inferior o comportamento da ação de controle, isto é, da MV.

4.2.1 Sistema A

As sintonias propostas para um controlador PI, que utilizaram a identificação por SK, apresentaram melhor desempenho que as que utilizaram a identificação por RK. Isso é evidenciado na Figura 4.5 onde os controladores 2.1, 2.2 e 2.3 mostram desempenho inferior aos controladores 1.1, 1.2 e 1.3. Verificamos também que as sintonias propostas por IMC e ITAE foram as que apresentaram melhor desempenho, sendo assim, o ISE para as duas foram os menores. O ajuste de IMC, ainda, apresentou menor *overshoot* para mudança de *set point*.

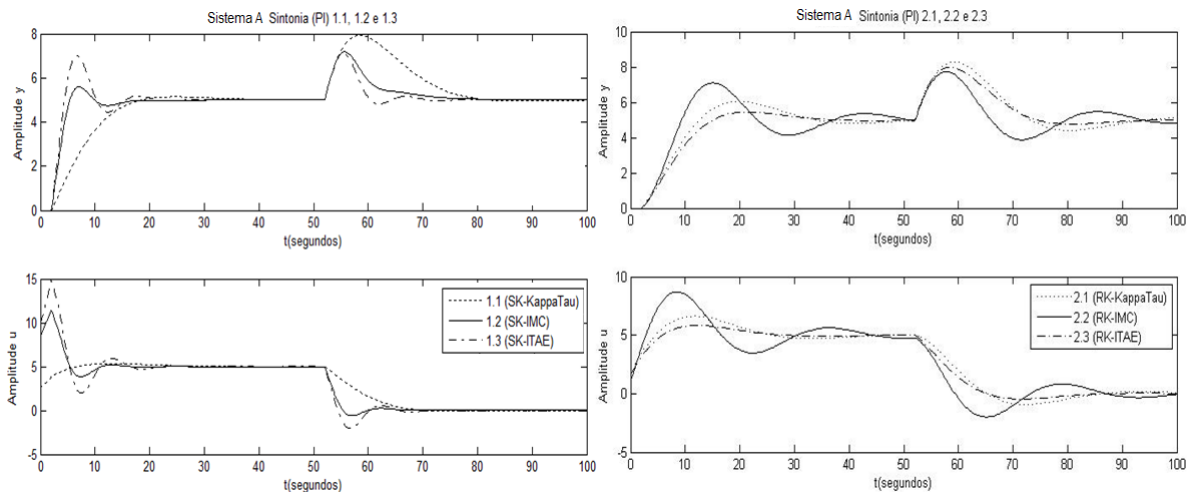


Figura 4.5: Sintonia PI para sistema A

Para um controlador PID, a Figura 4.6 demonstra uma melhora nos desempenhos em relação aos controladores PI, principalmente nas sintonias a partir dos parâmetros identificados por RK. Somente o controlador 1.2 obteve uma pequena perda de desempenho. Ainda, os controladores 1.1 e 2.2 reduziram o ISE quase pela metade utilizando um PID ao invés de somente PI.

Quanto à robustez, todos apresentaram elevadas MF (bem maior que 30°). A combinação SK/ITAE foi a que apresentou MG muito perto de 1,7 para um controlador PI e abaixo disso em um PID. As demais combinações apresentaram boa robustez.

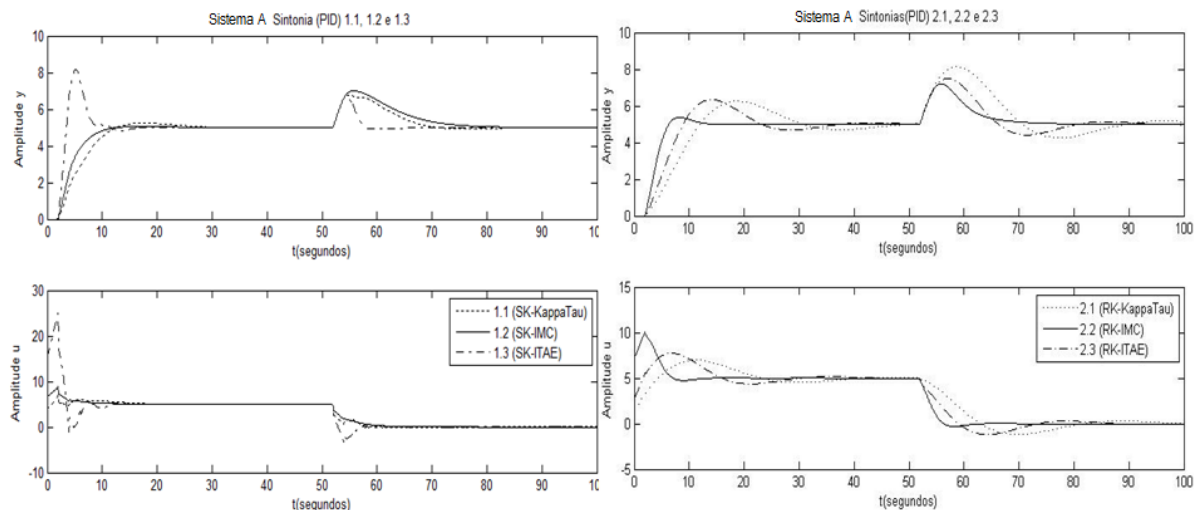


Figura 4.6: Sintonia PID para sistema A

4.2.2 Sistema B

As sintonias PI para uma planta de primeira ordem sem tempo morto estão representadas na Figura 4.7. Neste caso, os ajustes por Kappa-Tau e ITAE apresentaram desempenho muito superior ao IMC, principalmente nos ajustes 1.1 e 1.3. Isto se deve a escolha de um λ robusto para o IMC sendo, para este sistema sem tempo morto, muito conservador, o que resulta em um controlador muito lento. O ajuste por IMC poderia apresentar desempenho semelhante aos demais se fosse utilizado um λ menor. Cabe ressaltar que a ação de controle para as sintonias 1.1 e 1.3 foram muito agressivas devido ao ganho elevado, tendo ação na MV maior que 100 no instante de $t=0s$ o que poderia causar saturação do elemento final de controle (atingiria a abertura máxima da válvula, por exemplo).

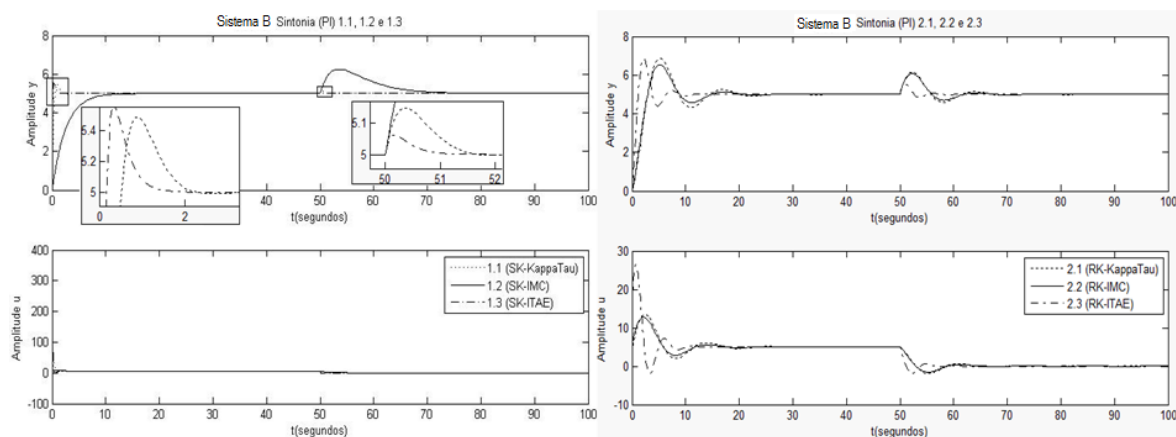


Figura 4.7: Sintonia PI para o sistema B

A sintonia 1.1 para controlador PID, embora não resulte na instabilidade, não foi apresentada no gráfico devido ao ganho muito elevado. O controlador 1.2 apresentou ISE menor que o IMC, porém mostra ser bastante agressivo para mudança de *set point* (apresenta elevado *overshoot*) como mostra a Figura 4.8. O valor de λ elevado para o IMC, mais uma vez, resultou em um desempenho bem inferior. Os controladores 2.1 e 2.3 mostram ser bastante agressivos para a característica servo. O ajuste 2.2 é menos agressivo neste critério. É importante destacar que para este sistema sem tempo morto (planta rápida), as sintonias PID originaram controles com agressividade desnecessária em relação ao PI, sem grande benefício no desempenho para muitos métodos. Isso é exemplificado no aumento de mais de 12 vezes no ganho da sintonia 1.1, tendo um controlador com ganho maior que 270, o que é demasiadamente agressivo. Ainda, a ação de controle para a sintonia foi elevada devido ao alto ganho, tendo ação na MV maior que 100 no instante de $t=0s$.

Como o sistema B não apresenta tempo morto, a MG para todos controladores é infinita, ou seja, o aumento de ganho não instabiliza o sistema controlador+planta.

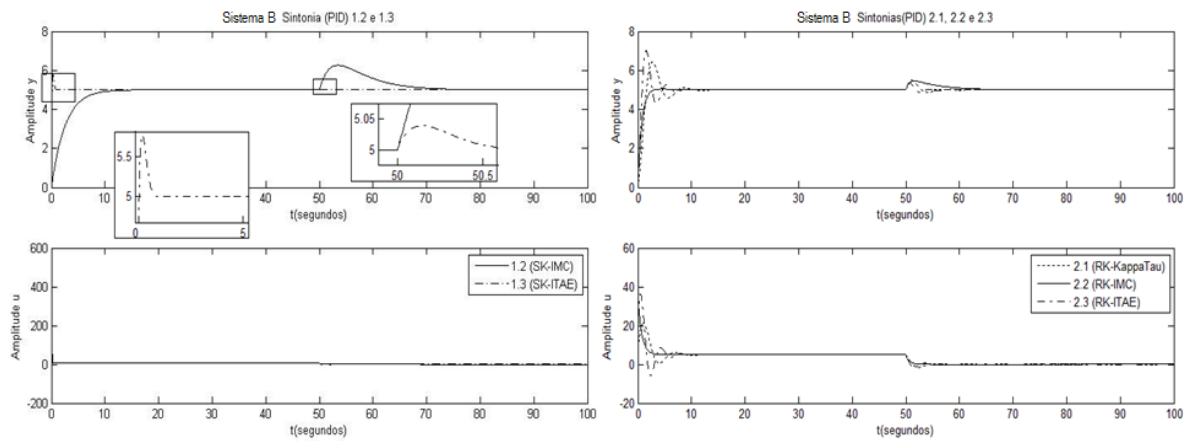


Figura 4.8: Sintonia PID para o sistema B

4.2.3 Sistema C

Analisando a Figura 4.9 percebemos que todos os controladores apresentam mau desempenho para a planta com resposta inversa. Nesta figura, é ilustrado somente o comportamento da variável de processo. É destacado o fato do PID melhorar o desempenho em relação ao PI principalmente na sintonia 1.2. Esta combinação de SK/IMC obteve a MG menor que 1,7 no PI resultando no controlador menos robusto. Já no PID, pode-se dizer que esta combinação gera um controlador robusto e com MG maior que 1,7.

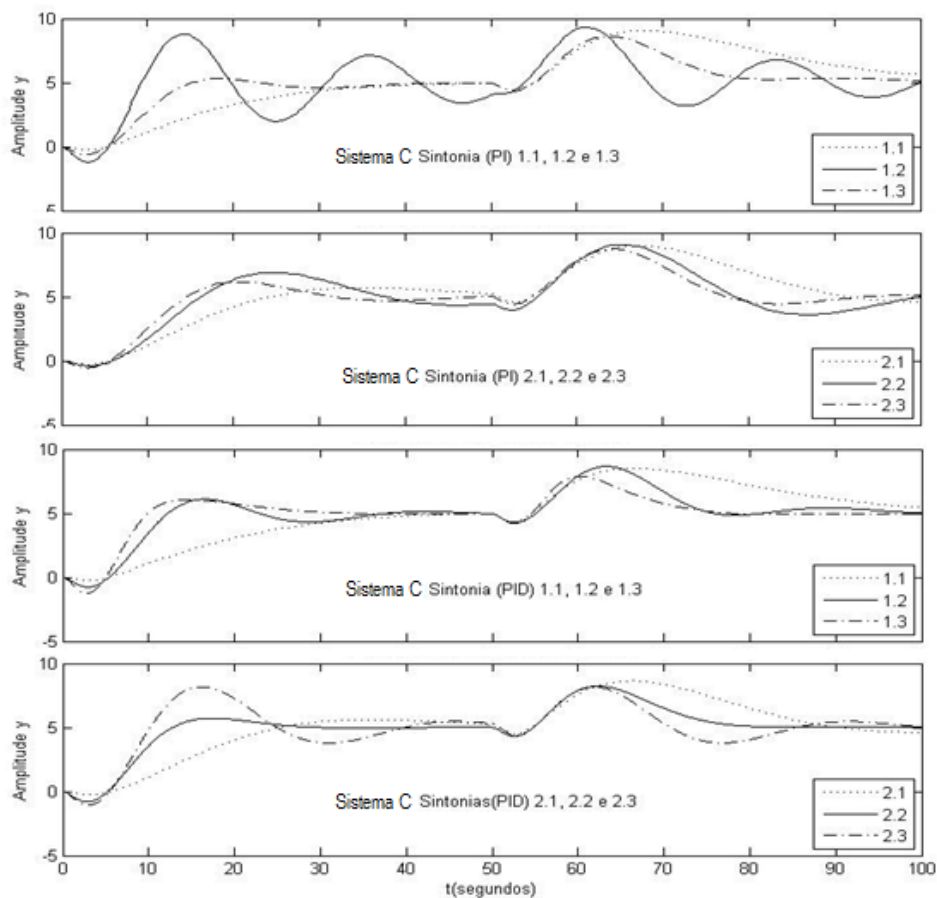


Figura 4.9: Sintonia PI e PID para o sistema C

4.2.4 Sistema D

Os controladores para este sistema apresentaram o pior desempenho. A aproximação deste sistema na identificação dos parâmetros já demonstrou deficiência e, aplicando os ajustes, muitos resultaram em sistemas instáveis. Para um PI, os ajustes 1.1 e 1.3 não levaram a instabilidade, porém obtiveram desempenho ruim. Já para um PID, houve melhora de robustez.

4.2.5 Sistema E

O sistema E, que representa uma SOPDT, apresentou instabilidade no ajuste RK/ITAE para um PI. A Figura 4.10 ilustra o comportamento dos ajustes para controladores sem ação derivativa. Os melhores desempenhos foram os das combinações 1.2 e 2.2 (SK/IMC e RK/IMC).

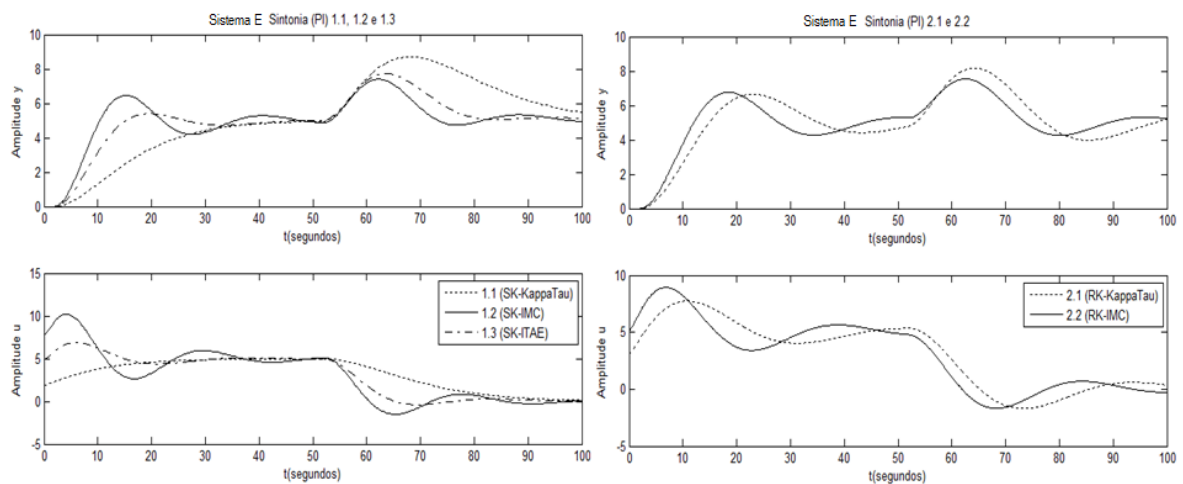


Figura 4.10: Sintonia PI para o sistema E

Nos ajustes com ação derivativa ilustrados na Figura 4.11 percebemos que o IMC que utiliza RK na identificação dos parâmetros obteve desempenho superior ao que utiliza SK. Também há melhora no desempenho do PID em relação ao PI. A sintonia RK/IMC foi aquela que obteve o menor ISE e a RK/ITAE resultou na instabilidade. Todas as demais apresentam robustez pela MG maior que 1,7.

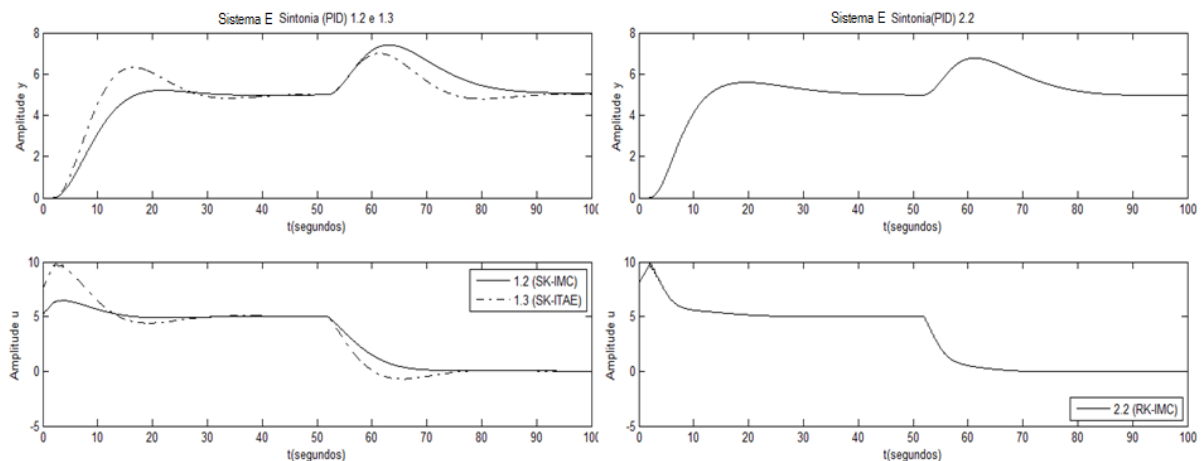


Figura 4.11: Sintonia PID para o sistema E

Após a análise dos resultados, é verificado que algumas combinações são vantajosas para alguns sistemas em estudo e pouco aplicáveis para outros. As combinações que utilizaram o método SK para identificação da planta são menos suscetíveis a condição de instabilidade que as que utilizaram RK para identificação. Embora em alguns sistemas o método baseado em três pontos para aproximação originou controladores com melhor desempenho, pode-se dizer que é menos “flexível” para diversidade de plantas do que o método baseado em dois pontos.

Quanto aos parâmetros de sintonia dos controladores, os métodos de IMC e ITAEd foram o que apresentaram melhor desempenho na maioria das plantas. Como o IMC se mostrou mais robusto que o ITAEd, a combinação SK/IMC foi a escolhida para a aplicação em uma planta real. Além disso, foi a que se mostrou menos agressiva que as demais, exceto para a planta de resposta inversa. É importante ressaltar ainda, que o método IMC possui ajuste do compromisso desempenho/robustez o que pode aperfeiçoar a sua aplicação conforme o sistema no qual é aplicado.

Como a identificação pelo método da área resulta em parâmetros muito semelhantes à técnica SK, a escolha da combinação área/IMC também seria satisfatória. Porém, a escolha da combinação SK/IMC levou em conta também facilidade em calcular os parâmetros já que não depende de calculadores avançados para determinar áreas abaixo de curvas como na técnica da área. O inconveniente do SK, que é a imprecisão de determinar os pontos em uma resposta de PV com ruído, pode ser compensado suavizando os dados da resposta, se for o caso.

5 Estudo de Caso

Neste capítulo é apresentada a aplicação do método escolhido: SK/IMC para sintonizar um controlador real. O objetivo aqui é testar a aplicabilidade da técnica em uma planta industrial. É descrita, nesta seção, a unidade onde está presente a malha de controle bem como a sua importância, o procedimento do teste realizado e os comentários do resultado da sintonia do controlador obtido.

5.1 Unidade de recuperação de enxofre

As refinarias de petróleo estão, cada vez mais, investindo na melhoria da qualidade dos derivados produzidos. Novas legislações para diminuição do teor de enxofre nos combustíveis exigem a construção de novas unidades. Estas unidades de hidrotreatamento reduzem a quantidade de enxofre na gasolina e no diesel, mas geram um gás rico em enxofre que deve ser tratado dentro da refinaria. As unidades de recuperação de enxofre (URE) têm o objetivo de produzir enxofre elementar a partir de correntes gasosas ricas em H_2S , denominadas gás ácido. Este, por sua vez, é originário das unidades de tratamento com aminas, que processam frações de petróleo contendo compostos sulfurados. Além da produção de enxofre, importante matéria-prima para a indústria de fertilizantes e para a indústria química em geral, a URE traz como benefício ambiental a redução das emissões de óxidos de enxofre (SO_x), que seriam produzidas pela queima do H_2S , caso fosse simplesmente incinerado. (Do Brasil *et al.*, 2011).

A URE é projetada de acordo com os princípios do processo Claus de planta de produção de enxofre. Na refinaria, elas possuem uma modificação de projeto e podem operar com duas cargas diferentes: gás ácido (GA) rico em H_2S e gás residual (GR) rico em amônia. Basicamente, o processo pode ser dividido em 2 etapas: a primeira ocorre em um reator térmico e a segunda em um reator catalítico com três leitos em série.

No reator térmico um terço do sulfeto de hidrogênio (H_2S) contido na carga de gás ácido é oxidado para dar forma ao dióxido de enxofre (SO_2) e água (H_2O). O dióxido de enxofre reage então com o remanescente do sulfeto de hidrogênio formando enxofre elementar e vapor de água. A amônia no gás é oxidada formando nitrogênio e água. Aproximadamente 60-70% da produção do enxofre elementar acontecem no reator térmico (Do Brasil *et al.*, 2011).

A etapa de reação catalítica é formada por um reator com três estágios catalíticos sucessivos. Cada estágio é seguido pela condensação e a remoção do enxofre formado na forma líquida. Esta configuração de reações em série maximiza a conversão do enxofre já que retira da corrente de reação o produto que vai sendo gerado. A seção catalítica totaliza uma conversão de 95% da carga sulfídrica em enxofre elementar.

5.2 Malha de controle de temperatura da reação catalítica

Para cada etapa de reação catalítica, o gás é pré-aquecido em um permutador de calor que utiliza vapor saturado gerado na própria unidade. Após atingir determinada temperatura, o gás é encaminhado para o leito de reação onde ocorre a formação de enxofre que posteriormente é condensada.

O controle de temperatura é esquematizado na Figura 5.1. Para cada estágio de reação há um *set point* de temperatura diferente já que as seções operam com catalisadores distintos além do gás que reage ter concentração diferente em cada

estágio. Como o fluido de aquecimento é o vapor gerado na própria URE, ele é suscetível a variações o que provoca distúrbio na temperatura da reação catalítica. Além disso, o gás que alimenta as UREs é proveniente de várias unidades de processo da refinaria e está sujeito há oscilações, principalmente de composição. A temperatura da corrente de gás é medida por termopares e o controlador atua em uma válvula de controle que admite o vapor para o permutador. A malha dos controladores de temperatura (TIC) é, portanto, de grande importância para a conversão do enxofre já que deve manter a temperatura desejada das correntes que entram em cada leito catalítico.

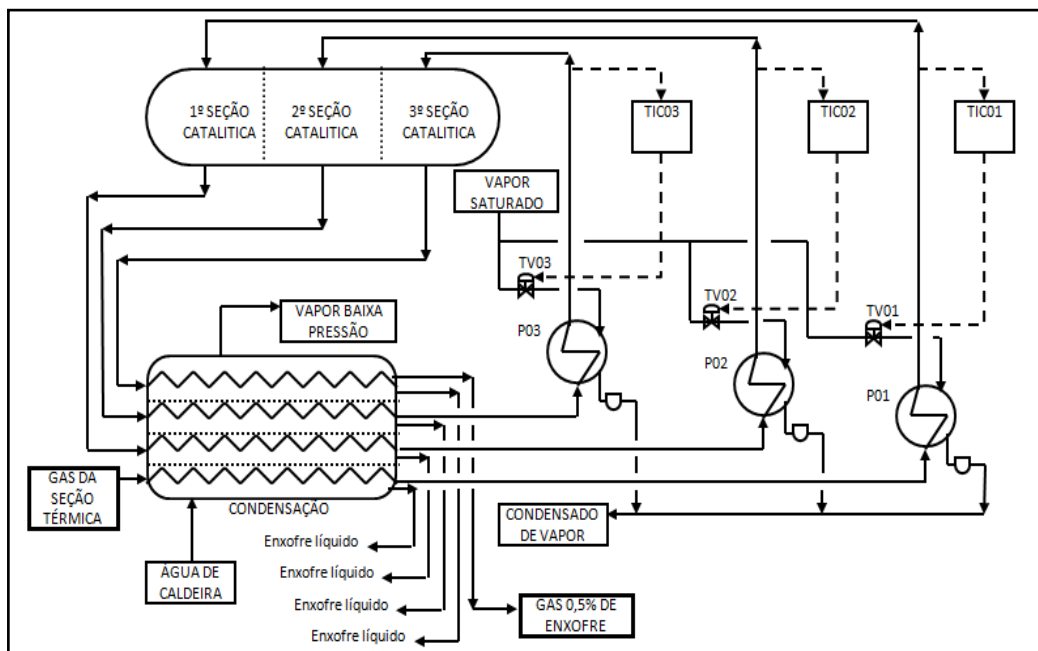


Figura 5.1: Controle de temperatura da seção catalítica da URE

5.3 Teste realizado para sintonia

Para a aplicação do teste no controlador de temperatura citado, foi utilizado o sistema Delta-V o qual oferece a coordenação, o controle, o monitoramento, os alarmes e os serviços de dados necessários para a operação da unidade do estudo. O controlador PID dentro deste sistema é capturado como um bloco de função (Johnson e Moradi, 2006).

O TIC do terceiro estágio catalítico foi passado para o modo manual. Nesta situação, o sinal de saída do controlador para o processo fica constante. Aguardado estabilização da PV foi dado um degrau, ou seja, foi modificado o sinal para o processo que atua na abertura da válvula de controle (MV). A PV começou a modificar seu valor até atingir um novo estado estacionário.

A partir da resposta da planta apresentado no sistema Delta-V foi construído um gráfico de PV pelo tempo conforme a Figura 5.2. Nesta figura é apresentado o comportamento da temperatura desde o instante $t=0$, que foi o momento em que foi alterado a MV, até o instante em que a PV tendeu a uma temperatura estável.

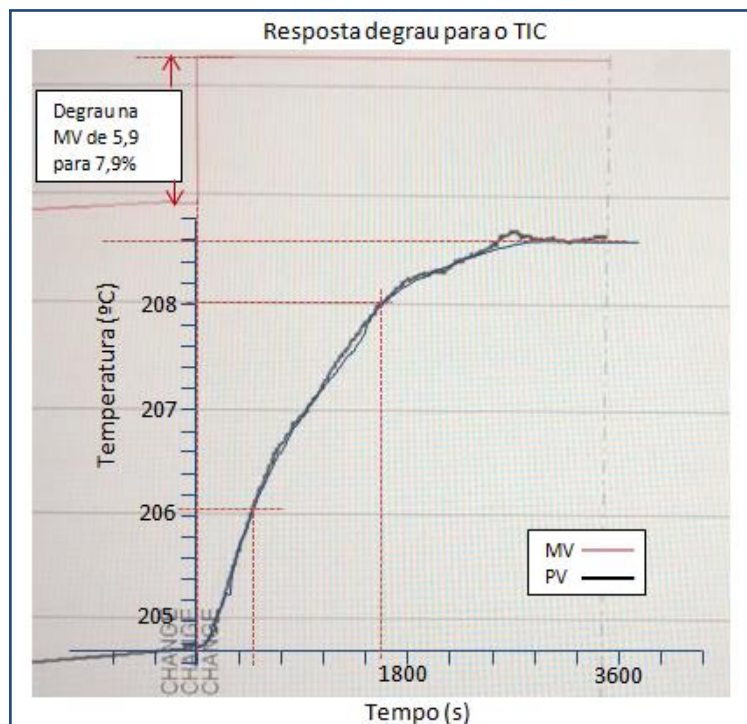


Figura 5.3: Gráfico da resposta ao degrau para o TIC

A partir do gráfico é aplicado o método de SK para obtenção dos parâmetros. Neste caso, o ganho foi normalizado dividindo a variação da PV pelo range de temperatura do controlador. No teste foi aplicado um degrau de 2% na MV (de 5,9% para 7,9%). Calculados os parâmetros de ganho, constante de tempo e tempo morto, foram obtidos os valores para a sintonia do controlador pelo método de IMC, utilizando um λ médio entre a constante de tempo e o tempo morto do processo obtido. Os valores obtidos a partir da resposta ao degrau da malha do TIC estão representados na Tabela 5.1.

Tabela 5.2: Parâmetros obtidos por SK/IMC para o TIC

Identificação da planta		Sintonia do PID	
Ganho (k_p)	0,65	K	2,3
Constante de tempo (T)	724	T_i	822
Tempo morto (L)	196	T_d	86

É verificado que os valores da sintonia proposta para este controlador são diferentes dos valores já existentes para o controlador, apresentados na Tabela 5.3. É percebido que o controlador obtido é um pouco mais agressivo no ganho e na ação integral, porém tem menor ação derivativa. Comparadas as duas sintonias através do MATLAB, é verificado que a sintonia proposta pela combinação SK/IMC tem melhor desempenho que a sintonia existente no controlador. Ao obter os parâmetros da planta a partir deste teste degrau e simular através do *Simulink*, utilizando um mudança de SP de amplitude 5 no instante de $t=0s$ e um distúrbio no sinal de saída do controlador de amplitude 5 em $t=3000s$, é obtido, em 6000s de simulação, um ISE de 11130 para a sintonia proposta e um ISE de 25250 para a sintonia já existente. Já pelo critério de robustez, a sintonia existente no

controlador possui maior margem de ganho e maior margem de fase que a sintonia proposta. A sintonia existente controla esta temperatura de reação por mais de oito anos, sendo satisfatória para o processo em questão. Neste caso, a aplicação da combinação SK/IMC para ajuste é eficaz uma vez que identificou os parâmetros de maneira simples, sem necessidade de recursos avançados e obteve uma boa aproximação, sendo aplicada, sem maiores problemas, no controlador.

Tabela 5.4: Sintonia existente no TIC

Sintonia do PID	
<i>Gain</i> (K)	1
<i>Reset time</i> (T_i)	1400
<i>Rate</i> (T_d)	200

Cabe ressaltar que a identificação baseada na resposta ao degrau foi realizada somente com um único teste. Como o objetivo aqui era testar a aplicação da técnica de ajuste sem causar grandes distúrbios na unidade de processo, um único teste foi necessário e suficiente para obter os valores de sintonia.

6 Conclusões e Trabalhos Futuros

Neste estudo, combinações de identificação e ajuste para controladores PID foram analisadas na forma de simulações. Três métodos de identificação da planta foram combinados com três métodos de sintonia para comparação do desempenho, quando estas sintonias são aplicadas em controladores PI e PID. Com estes resultados são destacadas algumas características distintas destas combinações.

As técnicas de identificação para sistemas de primeira ordem (método baseado em dois pontos e método da área), nos sistemas simulados, possuem boa aproximação para sistemas de segunda ordem, exceto na parte inicial da curva de resposta onde o método baseado em três pontos, que é próprio para uma SOPDT, possui desempenho superior nesta região. Em respostas inversas, como o método RK considera três pontos da curva e não somente a região intermediária da resposta, possui melhor aproximação que a técnica SK e área.

O método de identificação da planta por SK, neste estudo, apresenta resultados muito semelhantes ao método da área. Embora a técnica da área seja menos sujeita a ruídos na resposta a obtenção dos parâmetros por meio de áreas é desvantajosa em termos de simplicidade. Neste quesito, o método SK demanda menos recursos para obter as características da planta.

As sintonias resultantes dos controladores PID melhoraram o desempenho em relação ao PI, principalmente em dinâmicas de ordem maior que um. Isso foi percebido nos sistemas C e E onde o erro absoluto quadrático foi diminuído consideravelmente ao configurar um controlador que possui ação derivativa.

Para sistemas de primeira ordem, nestas simulações, o PID apresenta vantagem em relação ao PI quando o tempo morto está presente e quando o método de identificação é o RK. Em dinâmicas de primeira ordem sem tempo morto, um controlador com ação derivativa fornece um controle muito agressivo. Neste caso, um PID pode elevar demasiadamente o ganho do controlador. Já a ação derivativa, que traria a vantagem preditiva, é muito pequena.

O ajuste SK/IMC foi o escolhido para aplicação na planta real. Essa configuração origina controladores menos agressivos que os demais e, na em boa parte dos sistemas, tem bom desempenho assim como os controladores SK/ITAEd. Para sistemas sem tempo morto, a escolha conservativa de um parâmetro λ para este tipo de planta, gera um controlador muito lento, com desempenho inferior aos outros métodos. Nestes sistemas, é necessário usar um λ menos robusto. Ao contrário de outros métodos de sintonia, o IMC sugerido em Campos e Teixeira (2006) não modifica o valor da ação integral ao passar de PI para PID. Para o sistema C, que representa uma planta de resposta inversa, mesmo mantendo o mesmo valor para ação integral, o aumento do proporcional e a inserção do derivativo melhoram significativamente o controle.

A aplicação da combinação escolhida para sintonizar uma planta real de processo mostrou ser satisfatória. Com um teste de perturbação em malha aberta e através de recursos simples foi possível a sintonização de um controlador. Os parâmetros que caracterizam a planta foram encontrados a partir de dados da resposta ao degrau obtendo, a partir deles, os parâmetros de ação proporcional, integral e derivativa.

A análise deste trabalho poderia ser estendida para outras combinações de identificação/ajuste, verificando as vantagens e as desvantagens dos controladores resultantes. Também, a aplicação em dados de planta real de processo poderia ser feita em diferentes tipos de malha: rápidas (vazão), intermediárias (nível, pressão) e outra lenta, além da temperatura (por exemplo, de composição). Assim, seria possível analisar a vantagem do método para cada tipo de perfil de dinâmica.

7 Referências

ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **Pid Controllers**. International Society for Measurement and Control, 1995. ISBN 9781556175169. Available at: < <http://books.google.com.br/books?id=nF1oQgAACAAJ> >.

ÅSTRÖM, K. K. J.; HÄGGLUND, T. **Advanced Pid Control**. ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006. ISBN 9781556179426. Available at: < <http://books.google.com.br/books?id=XcseAQAAIAAJ> >.

CAMPOS, M. C. M. M. D.; TEIXEIRA, H. C. G. **Controles Típicos de Equipamentos e Processos Industriais**. EDGARD BLUCHER, 2006. ISBN 9788521205524. Available at: < <http://books.google.com.br/books?id=4NvStgAACAAJ> >.

CHIEN AND FRUEHAUF, I. L. **Consider IMC Tuning to Improve Controller Performance** FRUEHAUF: Chem. Eng. Prog 1990.

DO BRASIL, N. I.; ARAÚJO, M. A. S.; DE SOUSA, E. C. M. **Processamento de Petroleo e Gas**. Rio de Janeiro: LTC, 2011. ISBN 9788521619963.

FACCIN, F. **Abordagem Inovadora no Projetos de Controladores PID**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2004.

HUSSAIN, K. M. et al. Comparison of PID Controller Tuning Methods with Genetic Algorithm for FOPTD System. **Journal of Engineering Research and Applications**, v. 4, n. 2, p. 308-314, 2014.

JOHNSON, M. A.; MORADI, M. H. **PID Control: New Identification and Design Methods**. Springer, 2006. ISBN 9781846281488. Available at: < <http://books.google.com.br/books?id=hY6oLlQLCv8C> >.

LIU, T.; WANG, Q.-G.; HUANG, H.-P. A tutorial review on process identification from step or relay feedback test. **Journal of Process Control**, n. 10, p. 1597-1623, 2013. ISSN 0959-1524. Available at: < <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959152413001571> >.

SUNDARESAN, K. R.; PRASAD, C. C.; KRISHNASWAMY, P. R. Evaluating Parameters from Process Transients. **Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development**, v. 17, n. 3, p. 237-241, 1978/07/01 1978. ISSN 0196-4305. Available at: < <http://dx.doi.org/10.1021/i260067a004> >. Accessed on: 2014/04/07

SHAMSUZZOHA, M.; SKOGESTAD, S. The setpoint overshoot method: A simple and fast closed-loop approach for PID tuning. **Journal of Process Control**, v. 20, n. 10, p. 1220-1234, 2010. ISSN 0959-1524. Available at: < <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959152410001708> >.

TRIERWEILER, J. O. **Controle de Processos Industriais**. Notas de aula da disciplina de controle da graduação - UFRGS 2013.

VISIOLI, A. Identification and Model Reduction Techniques. In: (Ed.). **Practical PID Control**: Springer London, 2006. p.165-207. (Advances in Industrial Control). ISBN 978-1-84628-585-1.

ZHAO, Z.-C.; LIU, Z.-Y.; ZHANG, J.-G. IMC-PID tuning method based on sensitivity specification for process with time-delay. **Journal of Central South University of Technology**, v. 18, n. 4, p. 1153-1160, 2011. ISSN 1005-9784. Available at: < <http://dx.doi.org/10.1007/s11771-011-0817-0> >

Apêndice A – Parâmetros identificados

Tabela A.1: Parâmetros identificados para o sistema A

Sistema A (Planta 1): $G(s) = \frac{1}{(5s + 1)} e^{-2s}$	SK	RK	AREA
Ganho	0.9962	0.9962	0.9962
Constante de tempo	4.8988	0.8017	4.8395
Tempo morto	2.0881	2.0879	2.0544
Fator de amortecimento	-	3.1736	-

Tabela A.2: Parâmetros identificados para o sistema B

Sistema B (Planta 2): $G(s) = \frac{1}{(5s + 1)}$	SK	RK	AREA
Ganho	0.9975	0.9975	0.9975
Constante de tempo	4.9202	0.7043	4.8825
Tempo morto	0.0622	0.1776	0.0429
Fator de amortecimento	-	3.5590	-

Tabela A.3: Parâmetros identificados para o sistema C

Sistema C (Planta 3): $G(s) = \frac{(-3s + 1)}{(15s^3 + 23s^2 + 9s + 1)}$	SK	RK	AREA
Ganho	0.9976	0.9976	0.9976
Constante de tempo	5.7409	3.2872	5.3765
Tempo morto	6.1106	4.1953	6.5472
Fator de amortecimento	-	1.1562	-

Tabela A.4: Parâmetros identificados para o sistema D

Sistema D (Planta 4): $G(s) = \frac{1}{(32s^3 + 20,8s^2 + 4,4s + 1)}$	SK	RK	AREA
Ganho	1.0051	-	1.0051
Constante de tempo	1.5182	-	0.9712
Tempo morto	4.8825	-	3.7634
Fator de amortecimento	-	-	-

Tabela A.5: Parâmetros identificados para o sistema E

Planta 5: $G(s) = \frac{1}{(5^2s^2 + 2.5 \cdot 0,8 \cdot s + 1)} e^{-2s}$	SK	RK	AREA
Ganho	1.0003	1.0003	1.0003
Constante de tempo	6.1580	5.3877	6.1678
Tempo morto	5.5506	1.8415	4.8573
Fator de amortecimento	-	0.8107	-

Apêndice B – Ajustes dos controladores simulados

Tabela B.1: Sintonias do sistema A para PI

A- PI		Kc	Ti	Td	b	ISE	MG	RF(°)
1.1	SK-TAU	0.4241	3.3797	-	1.1938	221.7395	8,22	112
1.2	SK-IMC	1.7076	5.9429	-	1	98.8829	2,37	123
1.3	SK-ITAEd	1.9837	4.0700	-	1	98.7664	1,88	142
2.1	RK-TAU	0.1097	0.7555	-	3.7014	252.3885	5,43	131
2.2	RK-IMC	0.2278	0.8017	-	1	220.1894	2,85	149
2.3	RK-ITAEd	0.3385	2.2805	-	1	228.1481	8,13	121
3.1	AREA-TAU	0.4260	3.3389	-	1.1919	-		
3.2	AREA-IMC	1.7085	5.8667	-	1	-		
3.3	AREA-ITAEd	1.9916	4.0096	-	1	-		

Tabela B.2: Sintonias do sistema A para PID

A- PID		Kc	Ti	Td	b	ISE	MG	RF(°)
1.1	SK-TAU	1.3953	4.5391	1.6040	0.5420	128.6677	2,18	106
1.2	SK-IMC	1.3147	5.9429	0.8606	1	116.7303	3,47	103
1.3	SK-ITAEd	3.0545	3.1008	0.7990	1	90.9934	1,60	143
2.1	RK-TAU	0.1531	0.8586	1.1482	1.9652	243.2701	6,38	135
2.2	RK-IMC	1.4459	5.0886	0.1263	1	105.1533	2,95	121
2.3	RK-ITAEd	0.5503	1.9297	0.7917	1	164.0865	9,01	136
3.1	AREA-TAU	1.4059	4.4786	1.5790	0.5412	-		
3.2	AREA-IMC	1.3162	5.8667	0.8473	1	-		
3.3	AREA-ITAEd	3.0664	3.0540	0.7861	1	-		

Tabela B.3: Sintonias do sistema B para PI

B- PI		Kc	Ti	Td	b	ISE	MG	RF(°)
1.1	SK-TAU	22.2479	0.5100	-	0.8177	3.0158	Inf.	110
1.2	SK-IMC	1.9925	4.9513	-	1	41.6456	Inf.	91
1.3	SK-ITAEd	61.6048	0.3737	-	1	1.0007	Inf.	101
2.1	RK-TAU	0.7777	0.4725	-	1.0134	43.6167	Inf.	146
2.2	RK-IMC	1.1415	0.7043	-	1	36.3883	Inf.	139
2.3	RK-ITAEd	3.3085	0.4095	-	1	15.2244	Inf.	143
3.1	AREA-TAU	32.3280	0.3606	-	0.8153	-		
3.2	AREA-IMC	1.9963	4.9040	-	1	-		
3.3	AREA-ITAEd	87.8968	0.2896	-	1	-		

Tabela B.4: Sintonias do sistema B para PID

B- PID		Kc	Ti	Td	b	ISE	MG	RF(°)
1.1	SK-TAU	271.6532	0.3134	0.0551	0.4011	2.2986	Inf.	76
1.2	SK-IMC	1.9679	4.9513	0.0309	1	42.5074	Inf.	90
1.3	SK-ITAEd	85.3601	0.2322	0.0242	1	0.9796	Inf.	78
2.1	RK-TAU	3.7420	0.5274	0.1443	0.4646	18.3030	Inf.	134
2.2	RK-IMC	8.1251	5.0132	0.0989	1	9.6248	Inf.	81
2.3	RK-ITAEd	5.0150	0.3026	0.0681	1	11.3260	Inf.	142
3.1	AREA-TAU	403.2010	0.2183	0.0381	0.4007	-		
3.2	AREA-IMC	1.9790	4.9040	0.0214	1	-		

3.3	AREA-ITAEd	120.4687	0.1761	0.0167	1	-		
-----	------------	----------	--------	--------	---	---	--	--

Tabela B.5: Sintonias do sistema C para PI

C- PI		Kc	Ti	Td	b	ISE	MG	RF(°)
1.1	SK-TAU	0.1815	4.0175	-	1.9557	646.3029	6,03	110
1.2	SK-IMC	1.4880	8.7962	-	1	545.3119	1,21	163
1.3	SK-ITAEd	0.8101	8.8869	-	1	363.2989	2,23	118
2.1	RK-TAU	0.1604	2.3693	-	2.2164	550.7892	3,63	125
2.2	RK-IMC	0.4152	3.2872	-	1	500.3133	2,10	144
2.3	RK-ITAEd	0.6785	5.7571	-	1	388.5728	2,18	134
3.1	AREA-TAU	0.1654	3.8405	-	2.1446	-		
3.2	AREA-IMC	1.4544	8.6501	-	1	-		
3.3	AREA-ITAEd	0.7103	9.1205	-	1	-		

Tabela B.6: Sintonias do sistema C para PID

C- PID		Kc	Ti	Td	b	ISE	MG	RF(°)
1.1	SK-TAU	0.3278	6.0346	4.0298	0.9239	579.1568	5,13	107
1.2	SK-IMC	0.9818	8.7962	1.9941	1	347.0562	1,84	129
1.3	SK-ITAEd	1.2822	7.1395	2.3274	1	277.3918	1,93	129
2.1	RK-TAU	0.2668	3.4584	2.6674	1.0670	509.7289	9,33	123
2.2	RK-IMC	0.9601	7.6013	1.4216	1	315.9791	2,72	124
2.3	RK-ITAEd	1.0797	4.6741	1.5965	1	387.5677	2,23	153
3.1	AREA-TAU	0.2805	5.6568	4.2027	1.0271	-		
3.2	AREA-IMC	0.9389	8.6501	2.0347	1	-		
3.3	AREA-ITAEd	1.1288	7.3846	2.4920	1	-		

Tabela B.7: Sintonias do sistema D para PI

D- PI		Kc	Ti	Td	b	ISE	MG	RF(°)
1.1	SK-TAU	0.0985	1.6206	-	4.2703	491.8560	2,45	101
1.2	SK-IMC	1.2309	3.9595	-	1	inst	-	-
1.3	SK-ITAEd	0.2730	4.9847	-	1	501.0592	2,65	89
2.1	RK-TAU	-	-	-	-	-	-	-
2.2	RK-IMC	-	-	-	-	-	-	-
2.3	RK-ITAEd	-	-	-	-	-	-	-
3.1	AREA-TAU	0.0902	1.1743	-	4.8066	-		
3.2	AREA-IMC	1.1990	2.8529	-	1	-		
3.3	AREA-ITAEd	0.2275	3.6197	-	1	-		

Tabela B.8: Sintonias do sistema D para PID

D- PID		Kc	Ti	Td	b	ISE	MG	RF(°)
1.1	SK-TAU	0.1356	1.6697	2.5814	2.3403	441.5551	2,58	105
1.2	SK-IMC	0.6983	3.9595	0.9361	1	619.4895	1,17	173
1.3	SK-ITAEd	0.4466	4.2699	1.8494	1	344.3811	412	94
2.1	RK-TAU	-	-	-	-	-		
2.2	RK-IMC	-	-	-	-	-	-	-
2.3	RK-ITAEd	-	-	-	-	-	-	-
3.1	AREA-TAU	0.1238	1.1077	1.9264	2.7071	-		
3.2	AREA-IMC	0.6680	2.8529	0.6406	1	-		

3.3	AREA-ITAE _d	0.3743	3.1343	1.4242	1	-		
-----	------------------------	--------	--------	--------	---	---	--	--

Tabela B.9: Sintonias do sistema E para PI

E- PI		K _c	T _i	T _d	b	ISE	MG	RF(°)
1.1	SK-TAU	0.2054	4.2434	-	1.7548	561.0925	9,23	109
1.2	SK-IMC	1.5255	8.9333	-	1	209.6447	2,30	141
1.3	SK-ITAE _d	0.9504	8.5136	-	1	259.9652	3,59	120
2.1	RK-TAU	0.5421	3.7064	-	1.1035	344.0029	2,92	141
2.2	RK-IMC	0.9872	5.3877	-		257.9543	2,50	144
2.3	RK-ITAE _d	2.4512	3.8522	-		inst	-	-
3.1	AREA-TAU	0.2298	4.2253	-	1.6156	-		
3.2	AREA-IMC	1.5590	8.5965	-	1	-		
3.3	AREA-ITAE _d	1.0845	7.7791	-	1	-		

Tabela B.10: Sintonias do sistema E para PID

E- PID		K _c	T _i	T _d	b	ISE	MG	RF(°)
1.1	SK-TAU	0.4053	6.4416	3.7804	0.8173	478.3717	14,1	105
1.2	SK-IMC	1.0349	8.9333	1.9131	1	245.2341	7,85	108
1.3	SK-ITAE _d	1.4968	6.7740	2.1159	1	193.1456	5,37	128
2.1	RK-TAU	2.1005	4.6254	1.4524	0.5022	227.2960	3,10	160
2.2	RK-IMC	1.6006	8.7356	3.3229	1	183.2279	3,89	106
2.3	RK-ITAE _d	3.7495	2.8974	0.7054	1	inst	-	-
3.1	AREA-TAU	0.491	6.3980	3.3918	0.7456	-		
3.2	AREA-IMC	1.0822	8.5965	1.7425	1	-		
3.3	AREA-ITAE _d	1.7009	6.1413	1.8528	1	-		