



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Trabalho de Conclusão de Curso

Análise de Diferentes Técnicas de Identificação Aplicado ao Projeto de Controladores PI

Aluno: Aécio Alves Levy

Matricula: 20611820

Orientador: George Acioli Júnior

Campina Grande, Paraíba, Brasil

Aécio Alves Levy, Dezembro de 2011

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica

Trabalho de Conclusão de Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande.

Aécio Alves Levy

Aluno

George Acioli Júnior

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

_____ / _____ / _____

Índice

Índice	ii
Índice de Tabelas	iv
Índice de Figuras	v
Agradecimentos	vi
1 Introdução	1
1.1 Objetivos do Trabalho	2
1.2 Organização do Texto	3
2 Técnicas de Identificação para modelos FOPTD	4
2.1 Domínio do Tempo	4
2.2 Domínio da Frequência	6
2.3 Domínio do Tempo/Frequência	7
3 Projeto de Controladores PI	9
3.1 Método SIMC	10
3.2 Método SIMC Improved	10
3.3 Controladores SIMC e SIMC Improved para 1º Processo	12
3.4 Controladores SIMC e SIMC Improved para 2º Processo	13
3.5 Controladores SIMC e SIMC Improved para 3º Processo	14
4 Análise dos Controladores	15
4.1 Controlador SIMC - 1º Processo	17
4.2 Controlador SIMC Improved - 1º Processo	18
4.3 SIMC e SIMC Improved - 1º Processo	19

4.4	Controlador SIMC - 2º Processo	20
4.5	Controlador SIMC Improved - 2º Processo	21
4.6	SIMC e SIMC Improved - 2º Processo	22
4.7	Controlador SIMC - 3º Processo	23
4.8	Controlador SIMC Improved- 3º Processo	24
4.9	SIMC e SIMC Improved- 3º Processo	25
5	Conclusões	27
5.1	Trabalhos Futuros	28
5.2	28
	Referências Bibliográficas	29
I	Anexo I	30

Índice de Tabelas

3.1	Técnicas de Identificação para o 1º Processo	12
3.2	Controladores projetados a partir das Técnicas de Identificação	13
3.3	Técnicas de Identificação para o 2º Processo	13
3.4	Controladores projetados a partir das Técnicas de Identificação	13
3.5	Técnicas de Identificação para o 3º Processo	14
3.6	Controladores projetados a partir das Técnicas de Identificação	14
4.1	Índices dos Controladores SIMC 1º Processo	17
4.2	Índices dos Controladores SIMC Improved 1º Processo	19
4.3	Comparação entre os métodos SIMC e SIMC Improved 1º Processo	20
4.4	Índice dos Controladores SIMC 2º Processo	20
4.5	Índices dos Controladores SIMC Improved 2º Processo	22
4.6	Comparação dos parâmetros, controladores SIMC e SIMC Improved - 2º Processo	23
4.7	Índice dos Controladores SIMC 3º Processo	24
4.8	Índice dos Controladores SIMC Improved 3º Processo	24
4.9	Comparação entre os controladores SIMC G_{3c} e o SIMC Improved $G_{3c}Improved$	26

Índice de Figuras

1.1	Exemplo de Atraso de Transporte	2
1.2	Fluxograma do Trabalho	3
2.1	Excitação Proposta - Resposta típica de um sistema FOPTD	7
3.1	Diagrama de Malha Fechada	9
3.2	Custo de performace J x M_s	11
4.1	Resposta ao Degrau dos Controladores SIMC	17
4.2	Resposta ao Degrau dos Controladores SIMC Improved	18
4.3	Comparação entre os controladores SIMC e SIMC Improved para o 1º Processo	19
4.4	Resposta ao degrau SIMC 2º Processo	21
4.5	Resposta ao degrau SIMC Improved 2º Processo	22
4.6	Comparação entre o melhor controlador SIMC e SIMC Improved para o 2º Processo	23
4.7	Controladores SIMC para 3º Processo	24
4.8	Controladores SIMC Improved para 3º Processo	25
4.9	Comparação controlador SIMC C_{3c} e o SIMC Improved $C_{3cImproved}$	26

Agradecimentos

A Deus, por conceder-me mais uma vitória na vida, orientador desta grande jornada. Por tudo, obrigado, Senhor!

Aos meus pais, Aureo Levy Barbosa e Rafaella Aparecida Alves Pereira, pelo amor, carinho, solidariedade, e todo empenho para minha formação.

A minha namorada Jéssica Lira, por toda paciência, companheirismo e torcida em todos os momentos desta conquista.

Ao meu primo(irmão) Eliphaz Levy, a quem tenho um carinho especial e que sempre me apoiou e torceu por tudo que fiz na vida.

Ao meu avô Eliphaz Levy Ribeiro, pelos diversos ensinamentos que transmitiu através de seus exemplos e atitudes.

Ao meu orientador George Acioli, pela confiança em aceita-me como seu orientando. Agradeço pela paciência e amizade.

A todos os meus tios, em especial a Raquel Pereira e Lindoia Barbosa, por todo o carinho e apoio que me foi dado.

A todos os meu amigos, por todos os momentos alegres e difíceis que passamos juntos.

A coordenação, professores, funcionários e alunos da Universidade Federal de Campina Grande, meus sinceros e calorosos agradecimentos por terem contribuído com minha pesquisa.

A todos aqueles que, direta ou indiretamente, cooperaram com este trabalho, sobretudo àqueles que foram capazes de um gesto de compreensão e solidariedade, marcando de maneira especial esta realização.

1

Introdução

O conhecimento da modelagem matemática atualmente é uma ferramenta indispensável para quem atua com processos, visto que estes estão sempre evoluindo e tornando-se mais complexos e elaborados. A modelagem matemática é a área do conhecimento que descreve o comportamento de um sistema real em forma de equações baseado no conhecimento da relação físico-química. Um dos tipos de modelagem que vamos estudar é a modelagem caixa preta ou modelagem empírica (Identificação de sistemas)(AGUIRRE, 2004).

A identificação de sistemas estuda técnicas alternativas para estimação de parâmetros. Por exemplo, temos um sistemas de ordem superior que é reduzido para um sistema de primeira ordem com atraso, este sistema tem alguns parâmetros que devem ser estimados, fazendo-se uso de várias técnicas. Existe diversas técnicas como a de (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 1995) que usa o método dos gráficos e área. Temos métodos de malha fechada como apresentados em (COELHO e BARROS, 2003) e (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 2006).

Neste trabalho utilizaremos algumas métodos de estimação de parâmetros para sistema de primeira ordem com atraso. O atraso é definido como o tempo que uma perturbação na entrada do sistema tenha efeito na saída. Pode ser observado um exemplo na Figura 1.1. Além do atraso (θ) também será calculado outros parâmetros na identificação já que o modelo FOPTD (*First Order Plus Time Delay*) é desta forma:

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

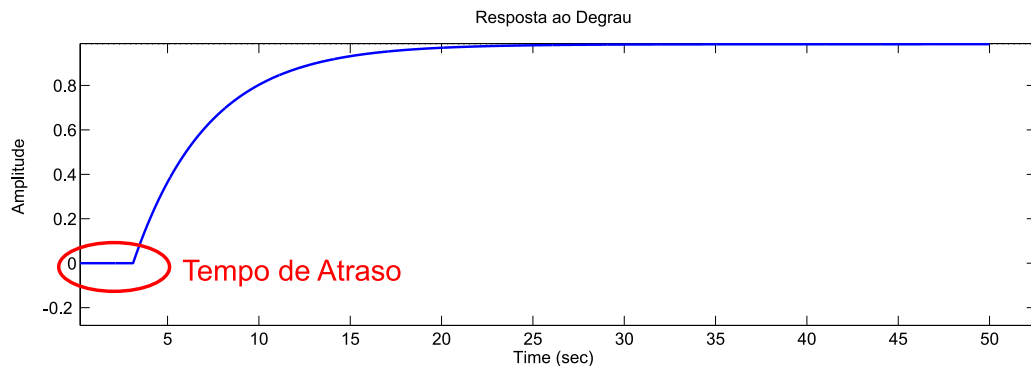


Figura 1.1: Exemplo de Atraso de Transporte

K (o ganho do sistema) e τ (a constante de tempo). Tem-se um propósito em fazer a identificação, é para em seguida projetarmos controladores, a seguida explicaremos a importância dos controladores.

Como manter uma velocidade constante numa correia transportadora de minério, independente da carga posta nela? O controladores tem essa função de atuar no processo para que determinada variável permaneça no valor desejado mesmo que diversos fatores tendam a alterar o valor desejado "(*set point*)". Isto é apenas um exemplo para visualizarmos o contexto onde os controladores podem ser inseridos. No controlador PI temos uma combinação da ação proporcional, integral, essas ações tem o objetivo de aproveitar as características particulares de cada uma e assim obter uma melhora no comportamento transitório e em regime permanente. A ação de proporcional age diretamente a cada novo erro e ação integral tem uma proporcionalidade a soma dos erros. Apesar de termos a disponibilidade das duas ações básicas, dependendo da aplicação não será necessário a utilização de uma ou mais destas ações.

1.1 Objetivos do Trabalho

- Usar a técnicas de identificação proposta por (JUNIOR, SANTOS e BARROS, 2009);
- Comparar a influência dessas técnicas na sintonia de controladores PI;
- Comparar os resultados das sintonia entre as mesmas;
- Eleger qual técnica gerou melhor controlador (Temos uma visão melhor no fluxograma apresentado na Figura 1.2;

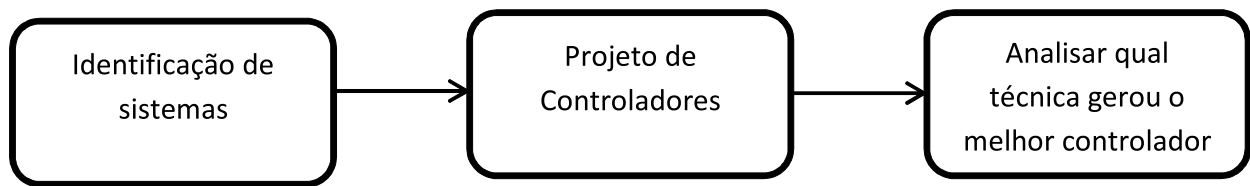


Figura 1.2: Fluxograma do Trabalho

1.2 Organização do Texto

Veremos as técnicas de identificação desenvolvidas em (JUNIOR, SANTOS e BARROS, 2009), em seguida projetar os controladores a partir dos FOPTD obtidos a partir da identificação e analisaremos qual técnica de identificação nos levou ao controlador com melhor desempenho.

Os sistemas de primeira e segunda ordem com atraso são usados para sintonia de controladores industriais e no projeto de controladores PID, e o processo que mais recebe atenção é o sistema de primeira ordem com atraso FOPTD (SUDARESAN e KRISHNASWAMY, 1977), portanto este estudo não fica só no âmbito acadêmico, já que esses sistemas são amplamente utilizados na prática, em processo reais.

2

Técnicas de Identificação para modelos FOPTD

Neste capítulo um método combinado do tempo/frequência baseado em uma excitação é usado para recuperar um modelo que coincide com a resposta no tempo enquanto captura a dinâmica do sistema real em torno das frequências de interesse. Estas técnicas são propostas em (JUNIOR, SANTOS e BARROS, 2009).

2.1 Domínio do Tempo

Uma excitação simples para domínio do tempo é o degrau, mas também são usados pulsos retangulares e suas variações como o pulso retangular duplo (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 2006). Será utilizado um pulso retangular com duração D aplicado em $t=0$, com um tempo de duração t_b suficiente para aproximação do estado inicial. **Ganho K :** O ganho é calculado como a razão entre a integral dos desvios de saída e entrada respectivamente, que é equivalente a Transformada de Fourier na frequência zero dos sinais de saída e entrada:

$$K = \int_0^{t_b} y(t) / \int_0^{t_b} u(t) \quad (2.1)$$

O Atraso L e o Tempo Extremo t_a : O tempo de atraso L e o tempo extremo t_a são

estimado por busca, essa busca é baseada no fato (sem ruído) que a saída dos sistema é zero ou no estado estacionário o valor cresce para o tempo de atraso L , de modo que:

$$\int_0^{t_f \geq D} y(t) = \int_L^{t_f \geq D} y(t). \quad (2.2)$$

O procedimento é para calcular a parcela do lado esquerdo da igualdade e realizar uma busca anterior no tempo para obter o maior valor no tempo que a integral cai abaixo de um limite relativo α definido pelo usuário. Por exemplo, fazer $\hat{L} = D$ e diminuir \hat{L} até

$$\int_0^{t_f=D} y(t) - \int_{\hat{L}}^{t_f=D} y(t) < \alpha \int_0^{t_f=D} y(t). \quad (2.3)$$

O parâmetro α é escolhido, por exemplo, observando o desvio padrão do sinal de saída em torno de um ponto fixo. O tempo para o valor extremo para ser alcançado é estimado como

$$\hat{t}_a = \hat{L} + D$$

Com esta técnica o ruído é suavizado pela integral.

A constante de Tempo T: A constante de tempo é calculada usando mínimos quadrados na resposta do sistema depois do tempo \hat{t}_a (o valor extremo estimado). *Proposição 1.* Considere um pulso retangular aplicado a um sistema FOPTD. Então para o tempo $t \geq \tau \geq t_a$, com $\tau < t_b$

$$y(t) = e^{-\frac{t-\tau}{T}} y(\tau)$$

Prova. Para $t = t_a$

$$y(t_a) = AK(1 - e^{-\frac{D}{T}})$$

, Para $t \geq t_a$

$$\begin{aligned} y(t) &= AK(e^{-\frac{t-t_a}{T}} - e^{-\frac{t-t_a+D}{T}}) \\ &= AK(e^{-\frac{t-t_a}{T}} - e^{-\frac{t-t_a}{T}} e^{-\frac{D}{T}}) \\ &= AK e^{-\frac{t-t_a}{T}} (1 - e^{-\frac{D}{T}}) \\ &= e^{-\frac{t-t_a}{T}} y(t_a). \end{aligned}$$

Considere agora um tempo fixo $\tau \geq t_a$. Então

$$\begin{aligned} y(t) &= e^{-\frac{t-\tau}{T}} e^{-\frac{t-t_a}{T}} y(t_a) \\ &= e^{-\frac{t-\tau}{T}} y(\tau) \end{aligned}$$

Agora definimos

$$\ln(y(t)) - \ln(y(\tau)) = -\frac{t - \tau}{T}t \geq \tau \geq t_a$$

Esta equação acima pode ser escrita na forma de regressão linear

$$\gamma = \phi^T \theta.$$

com

$$\gamma = \ln(y(t)) - \ln(y(\tau))$$

$$\phi^T = -(t - \tau)$$

$$\theta = \frac{1}{T}$$

Mínimos quadrados podem ser aplicados na regressão linear para encontramos a constante de tempo T .

2.2 Domínio da Frequência

A técnica de (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 2006) poderia ser usada para obter um modelo que combina a resposta do sistema real em outras frequências além da frequência crítica. Por exemplo, uma informação 90° (ω_{90}) poderia ser usada para obter uma boa combinação nesta frequência. Considerando uma FOPTD. Defina $|G(j\omega_i)|$ e $\phi(\omega_i)$ com o ganho e a fase em ω_i , respectivamente. Assumindo que o ganho $G(0)$ é estimado e o $G(j\omega_i)$ é estimado. Define o ganho relativo:

$$\kappa(\omega_i) = \frac{|G(j\omega_i)|}{G(0)} \quad (2.4)$$

Então os parâmetros da FOPTD podem ser calculados como:

$$T(\omega_i) = \frac{1}{\omega_i} \sqrt{\kappa^{-2}(\omega_i) - 1} \quad (2.5)$$

$$L(\omega_i) = \frac{1}{\omega_i} (\phi(\omega_i) - \arctan \sqrt{\kappa^{-2}(\omega_i) - 1}) \quad (2.6)$$

$$K(\omega_i) = G(0) \quad (2.7)$$

Se o sistema real tem um modelo FOPTD então pode obter um modelo que será válido em todas as frequências. Porém o modelo será aproximado com o modelo real somente em torno ω_{180} . A principal fragilidade da técnica de (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 2006) é que o

modelo FOPTD é recuperado da excitação de um relé. Em (JUNIOR, SANTOS e BARROS, 2009) a estimativa é em dois pontos de frequência (baixa e alta) são calculados para produzir atraso constante de tempo em tempo.

2.3 Domínio do Tempo/Frequência

Nesta seção um **método combinado** de tempo/frequência é apresentado. A principal idéia é estimar um modelo usando uma excitação que contém um par de frequência e que pode ser usado para aplicar em ambos domínios tempo e frequência discutido anteriormente.

- A EXCITAÇÃO

Considere a excitação mostrada na Figura (2.1). A excitação é assumida para ser gerada por um único relé de onde o tempo crítico T_{cri} é obtido. O relé é aplicado por $(N_1 + 0.5)T_{cri}$. Isto caracteriza a parte de alta frequência da excitação. Após um pequeno intervalo N_2T_{cri} com zero de entrada um pulso retangular de largura $N_3T_{cri}/2$ é aplicado seguido de outro intervalo largura $N_3T_{cri}/2$ com zero de saída, isto caracteriza a parte de baixa frequência da excitação.

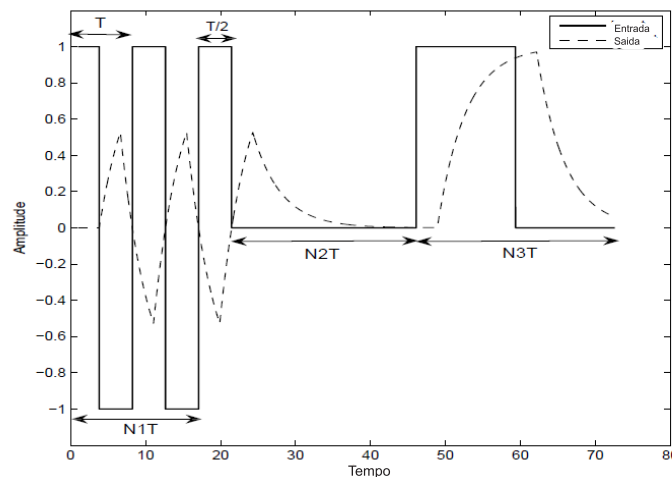


Figura 2.1: Excitação Proposta - Resposta típica de um sistema FOPTD

- MÉTODO COMBINADO DO TEMPO/FREQUÊNCIA

Considere a excitação como mostrada Figura 2.1, inicialmente aplicado no método de domínio do tempo, temos:

- O ganho K é estimado como na Eq. (2.1) aplicando a excitação inteira proposta.
- Calcular um estimativa inicial do tempo de atraso L_t Eq. (2.3) e tempo extremo t_a usando a parte de baixa frequência da excitação
- Calcular a constante de tempo T_t também usando a parte de baixa frequência da excitação.

Agora Refinando as estimativas da seguinte:

- Calcule a média da constante de tempo T_f usando o projeto do domínio da frequência da Eq. (2.5) avaliados na frequência em $\frac{\Pi}{N_3 T_{cri}}$ e $\frac{\Pi}{T_{cri}}$. Escolha a média $T = (T_t + T_f/2)$ como constante de tempo.
- Calcule a média de tempo de atraso L_f usando o projeto de domínio da frequência da Eq. (2.6) avaliados na frequência $\frac{\Pi}{N_3 T_{cri}}$ e $\frac{\Pi}{T_{cri}}$. Escolha $L = \max L_t, L_f$ como tempo de atraso.

Esta técnica calcula a constante de tempo como a média entre a resposta no tempo e a informação de baixa frequência obtida do experimento. Isto fornece um modelo que é próximo para a resposta no tempo enquanto dá um boa aproximação na faixa de baixa frequência. O tempo de atraso é calculado para obter uma estimativa conservadora sobre a curva de frequência em relação a média estimada da busca integral.

3

Projeto de Controladores PI

Neste capítulo serão projetados controladores PI para de sistemas FOPTD, obtidos pela técnicas descritas no capítulo anterior. Embora o controle PI tenha apenas dois parâmetros, não é tão fácil, sem nenhum procedimento sistemático, encontrar bons valores para eles (SKOGESTAD e GRIMHOLT, 2011). Na Figura (3.1) está representado um diagrama de bloco de malha fechada onde $u(t)$ é a variável de entrada do processo (sinal de controle neste caso), $y(t)$ é saída do processo, PV variável de processo, SP valor desejado para a variável de processo, MV variável manipulada, $C(s)$ e $G(s)$ são funções de transferência do controle do processo, respectivamente.

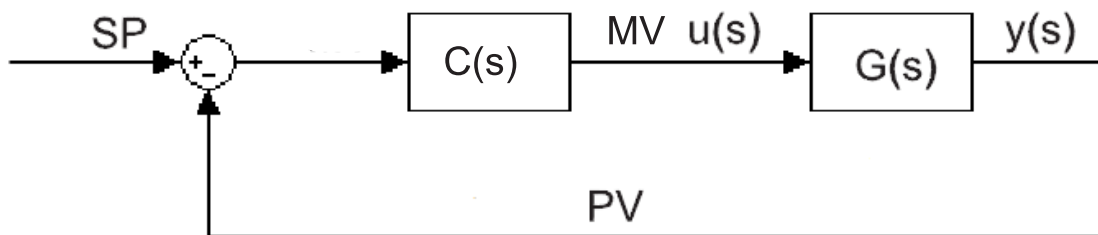


Figura 3.1: Diagrama de Malha Fechada

No diagrama está representado a forma série do controle PID(C(s)):

$$PID : c(s) = K_c \left(\frac{\tau_I s + 1}{\tau_I s} \right) (\tau_D s + 1) \quad (3.1)$$

Porém só será abordado sistemas FOPTD, então teremos apenas as configurações PI:

$$PI : c(s) = K_c \left(\frac{\tau_I s + 1}{\tau_I s} \right) \quad (3.2)$$

A seguir será apresentado os métodos SIMC proposto em (SKOGESTAD, 2003) e o método *Improved SIMC* proposto em (SKOGESTAD e GRIMHOLT, 2011).

3.1 Método SIMC

Uma importante vantagem do método SIMC é que na regras para calcular os parâmetros temos apenas um parâmetro para ajuste (τ_c)

A regras para o método SIMC:

Para o modelo de primeira ordem, resulta no Controle PI

$$G_1(s) = \frac{k}{(\tau_1 s + 1)e^{\theta s}} \quad (3.3)$$

$$K_c = \frac{1}{k} \frac{\tau_1}{\tau_c + \theta} \quad (3.4)$$

$$\tau_I = \min[\tau_1, 4(\tau_c + \theta)] \quad (3.5)$$

A escolha do parâmetro (τ_c) para termos uma boa robustez e boa performance de saída (*Tight Control*) é recomendado escolher (τ_c) igual ao tempo de atraso $\tau_c = \theta$.

3.2 Método SIMC Improved

O método SIMC Improved vem da observação que para ter um controle PI ótimo para um processo com tempo de atraso, tem um tempo integrante quase fixo de aproximadamente $\theta/3$ para todos os valores de M_s entre 1.4 a 1.7. Baseado nesse fato é proposto uma mudança simples nas regras do SIMC, que é trocar τ_1 por $\tau_1 + \theta/3$ que com certeza melhora a resposta para um **sistema de atraso puro**. O valor proposto de $\theta/3$ dá uma rápida resolução além de também se aproximar bastante do SIMC original, para processo com constante de tempo

alta ($\tau_1 = 8\theta$), não existe diferença entre o SIMC e SIMC Improved.

Regras do método SIMC Improved:

$$K_c = \frac{1}{k} \frac{\tau_1 + \frac{\theta}{3}}{\tau_c + \theta} \quad (3.6)$$

$$\tau_I = \min\left[\tau_1 + \frac{\theta}{3}, 4(\tau_c + \theta)\right] \quad (3.7)$$

Para comprovar a eficiência do método SIMC Improved, em (SKOGESTAD e GRIMHOLT, 2011) é feito um gráfico Figura 3.2 do custo de performance J x M_s , onde o custo de performance J é quantificado pela IAE em resposta a mudança no setpoint (IAE_{ys}) e o IAE em resposta entrada de perturbação de carga (IAE_d).

$$J(c) = 0.5 \left[\frac{IAE_{ys}(c)}{IAE_{ys}^o} + \frac{IAE_d}{IAE_d^o} \right]$$

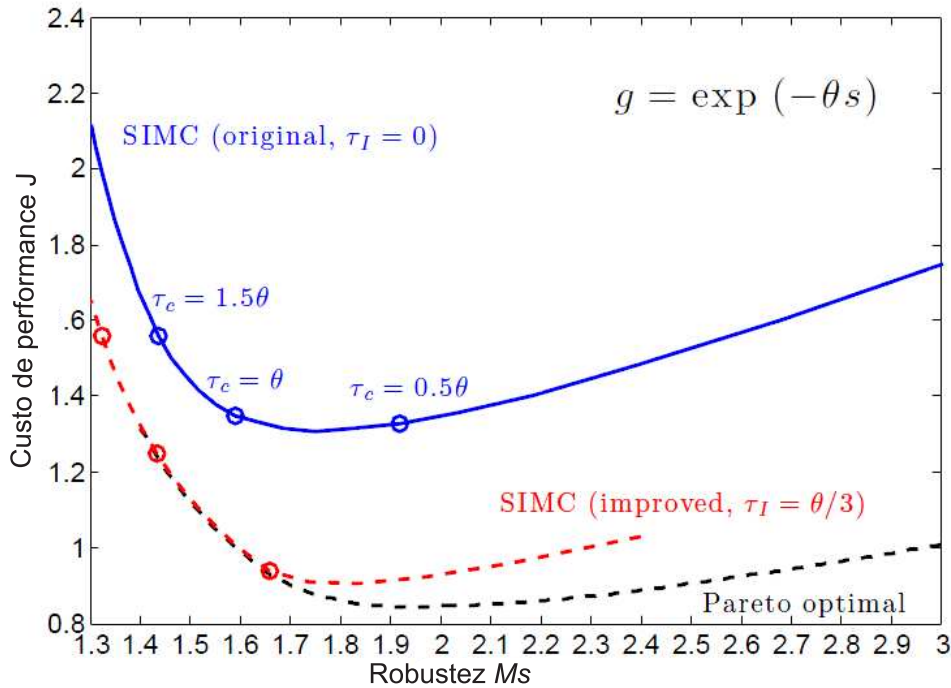


Figura 3.2: Custo de performance J x M_s

Figura 3.2 retirada de (SKOGESTAD e GRIMHOLT, 2011).

Nota-se a partir da Figura 3.2 que o método SIMC Improved tem um custo de performance menor entre ($M_s = 1.4$) e até aproximadamente ($M_s = 1.7$) e aproxima-se da curva do *pareto optimal*. Portanto para processos de atraso puro o SIMC Improved é melhor que o SIMC original.

3.3 Controladores SIMC e SIMC Improved para 1º Processo

A tabela 3.1, é composta pelo resultado da identificação do sistema $G_1(s) = \frac{1}{(4s+1)}e^{-3s}$ pelos três métodos do tempo, frequência e o combinado(tempo/frequência):

Tabela 3.1: Técnicas de Identificação para o 1º Processo

Sistema real	$G_1(s) = \frac{1}{(4s+1)}e^{-3s}$
Método do Tempo	$G_{1t} = \frac{0.9855}{(4.0882s+1)}e^{-3.11s}$
Método da Frequência	$G_{1f}(s) = \frac{0.9855}{(4.053s+1)}e^{-2.78s}$
Método Combinado	$G_c(1s) = \frac{0.9855}{(4.071s+1)}e^{-3.11s}$

Controlador SIMC para o Método do Tempo:

Da tabela 3.1 temos que o sistema identificado pelo método do tempo é:

$$G_{1t} = \frac{0.9855}{(4.0882s + 1)}e^{-3.11s}$$

Dai temos que, $k = 0.9855$, $\theta = 3.11$, $\tau_1 = 4.0882$, aplicando estes parâmetros na Eq. (3.4) e Eq. (3.5), temos,

$$K_c = \frac{1}{0.9855} \frac{4.0882}{3.11 + 3.11}$$

$$K_c = 0.6669$$

$$\tau_i = 4.0882$$

substituindo na Eq. (3.2), obtemos o controlador para o Método do Tempo:

$$C_t(s) = 0.6669 \left(\frac{4.0882s + 1}{4.0882s} \right)$$

Fazendo-se analogamente este processo, os controladores para os outros métodos serão determinados. Os controladores são apresentados na tabela 3.2

Tabela 3.2: Controladores projetados a partir das Técnicas de Identificação

Método	SIMC	SIMC IMPROVED
Método do Tempo	$C_t(s) = 0.6669 \left(\frac{4.0882s+1}{4.0882s} \right)$	$C_t(s) = 0.8361 \left(\frac{5.1249s+1}{5.1249s} \right)$
Método da Frequencia	$C_f(s) = 0.7397 \left(\frac{4.053s+1}{4.053s} \right)$	$C_f(s) = 0.9088 \left(\frac{4.9797s+1}{4.9797s} \right)$
Método Combinado	$C_c(s) = 0.6641 \left(\frac{4.071s+1}{4.071s} \right)$	$C_c(s) = 0.8333 \left(\frac{5.1077s+1}{5.1077s} \right)$

3.4 Controladores SIMC e SIMC Improved para 2º Processo

A tabela 3.3, é composta pelo resultado da identificação do sistema $G_2(s) = \frac{1}{(s+1)^4}$ pelos três métodos do tempo, frequência e o combinado(tempo/frequência):

Tabela 3.3: Técnicas de Identificação para o 2º Processo

Sistema real	$G_2(s) = \frac{1}{(s+1)^4}$
Método do Tempo	$G_{2t} = \frac{0.9996}{(2.242s+1)} e^{-1.34s}$
Método da Frequência	$G_{2f}(s) = \frac{0.999}{(3.24s+1)} e^{-1.88s}$
Método Combinado	$G_c(2s) = \frac{0.9999}{(2.741s+1)} e^{-1.88s}$

Fazendo-se analogamente o processo descrito na seção (3.3), determina-se os controladores apresentados na tabela 3.4.

Tabela 3.4: Controladores projetados a partir das Técnicas de Identificação

Método	SIMC	SIMC IMPROVED
Método do Tempo	$C_t(s) = 0.8369 \left(\frac{2.242s+1}{2.242s} \right)$	$C_t(s) = 1.0036 \left(\frac{2.687s+1}{2.687s} \right)$
Método da Frequencia	$C_f(s) = 0.8626 \left(\frac{3.24s+1}{3.24s} \right)$	$C_f(s) = 1.0294 \left(\frac{3.8667s+1}{3.8667s} \right)$
Método Combinado	$C_c(s) = 0.7291 \left(\frac{2.741s+1}{2.741s} \right)$	$C_c(s) = 0.8957 \left(\frac{3.3677s+1}{3.3677s} \right)$

3.5 Controladores SIMC e SIMC Improved para 3º Processo

A tabela 3.5, é composta pelo resultado da identificação do sistema $G_3(s) = \frac{1}{(0.5s+1)(0.2s+1)(0.1s+1)}e^{-0.2s}$ pelos três métodos do tempo, frequência e o combinado(tempo/frequência):

Tabela 3.5: Técnicas de Identificação para o 3º Processo

Sistema real	$G_3(s) = \frac{1}{(0.5s+1)(0.2s+1)(0.1s+1)}e^{-0.2s}$
Método do Tempo	$G_{3t} = \frac{0.997}{(0.5927s+1)}e^{-0.42s}$
Método da Frequência	$G_{3f}(s) = \frac{0.9983}{(0.6868s+1)}e^{-0.434s}$
Método Combinado	$G_c(3s) = \frac{0.9983}{(0.6398s+1)}e^{-0.434s}$

Fazendo-se analogamente o processo descrito na seção (3.3), determina-se os controladores apresentados na tabela 3.6.

Tabela 3.6: Controladores projetados a partir das Técnicas de Identificação

Método	SIMC	SIMC IMPROVED
Método do Tempo	$C_t(s) = 0.7077 \left(\frac{0.5927s+1}{0.5927s} \right)$	$C_t(s) = 0.8749 \left(\frac{0.7327s+1}{0.7327s} \right)$
Método da Frequencia	$C_f(s) = 0.7926 \left(\frac{0.6868s+1}{0.6868s} \right)$	$C_f(s) = 0.9595 \left(\frac{0.8315s+1}{0.8315s} \right)$
Método Combinado	$C_c(s) = 0.7384 \left(\frac{0.6398s+1}{0.6398s} \right)$	$C_c(s) = 0.9053 \left(\frac{0.7845s+1}{0.7845s} \right)$

4

Análise dos Controladores

Para fazer a análise de qual controlador tem melhor desempenho usaremos os parâmetros M_s , IAE e T_v , além de ter como uma referência a resposta ao degrau dos controladores projetados.

- **Parâmetro M_s :** A função sensibilidade S , em baixa frequências $S \rightarrow 0$ e em altas frequências $S \rightarrow 1$, no intervalo de frequência intermediário tem uma queda de performance no controle em malha fechada, resultando em um pico dessa função. M_s é o máximo valor desse pico, e representa o pior cenário. Um pequeno M_s garante uma boa margem de estabilidade (GRIMHOLT, 2010). O parâmetro M_s foi calculado pelo algoritmo de (GRIMHOLT, 2010) e se encontra no Anexo 1.
- **Parâmetro IAE:** Para avaliar a performance saída de controle, calculamos o erro integral absoluto (IAE) $e = y - y_s$, onde y_s é o degrau unitário. Isto é uma boa indicação da velocidade e da precisão do controlador. IAE perto de 1 (*um*) é o desejado e é o mínimo valor (SKOGESTAD e GRIMHOLT, 2011).

$$IAE = \int_0^{\infty} |e| dt. \quad (4.1)$$

- **Parâmetro TV:** Este parâmetro é para avaliar todas as mudanças nas variável de entrada (u), isto é obtido a partir da soma de todas essas variações:

$$TV = \sum_{i=1}^{\infty} |u_{i+1} - u_i| \quad (4.2)$$

Um baixo valor para TV é desejado e indica que temos um sinal de entrada suave. A performance de entrada também indica a robustez da sintonia, se o TV é alto, o controlador trabalha ativamente, assim sendo um controle agressivo e menos robusto (GRIMHOLT, 2010).

Especificações da resposta transitória: (OGATA, 2003)

- **Sobre Salto (%):** é o valor máximo de pico da curva de resposta, medido a partir da unidade. Se o valor final da resposta em regime permanente diferir da unidade então é comum utilizar porcentagem máxima do sinal.
- **Tempo de Subida (T_r)(s):** é o tempo requerido para que a resposta passe de 0 a 100% do valor final.
- **Tempo de Acomodação (T_s)(s):** é o tempo necessário para que a curva de resposta alcance valores em uma faixa de 5% em torno do valor final, aí permanecendo indefinidamente. O tempo de acomodação está relacionado à maior constante de tempo do sistema de controle.
- **Margem de Ganho (G_m):** É a faixa de ganho que se pode incrementar ou decrementar a curva de resposta em frequência de módulo da função de transferência de malha aberta (de laço) de um sistema até que se alcance o ponto de estabilidade crítica.
- **Margem de Fase (P_m):** É o valor angular a ser acrescido ou decrescido à curva de fase da resposta em frequência de um sistema operando em malha aberta na frequência em que a curva de módulo da resposta em frequência deste mesmo sistema apresenta valor unitário (ou 0.0 dB).

4.1 Controlador SIMC - 1º Processo

Analisando a Figura (4.1) percebe-se que as curvas de resposta ao degrau de todos os controladores são equivalentes, portanto, a definição será feita pelos índices calculados. Comparando o índice M_s , os controladores C_{1t} e C_{1c} possuem os menores valores, e equivalentes, já que diferem apenas terceira casa decimal. No índice IAE, o controlador C_{1f} que tem o menor valor e por fim o Índice TV, onde o controlador C_{1c} tem o menor valor. O índice que define qual é o melhor controlador é o T_s , o controlador o C_{1f} tem um valor alto de T_s indicando que tem mas oscilação ou atingi o *set point* tardiamente. Quanto a margem de ganho (Gm) o controlador C_{1c} tem o maior valor indicando um sistema com maior estabilidade. Os índices se encontram na tabela (4.1). Logo, concluímos que para o processo $G_1(s) = \frac{1}{(4s+1)}e^{-3s}$, o controlador projetado pelo método SIMC, que terá melhor desempenho é:

$$C_{1c}(s) = 0.6641 \left(\frac{4.071s + 1}{4.071s} \right)$$

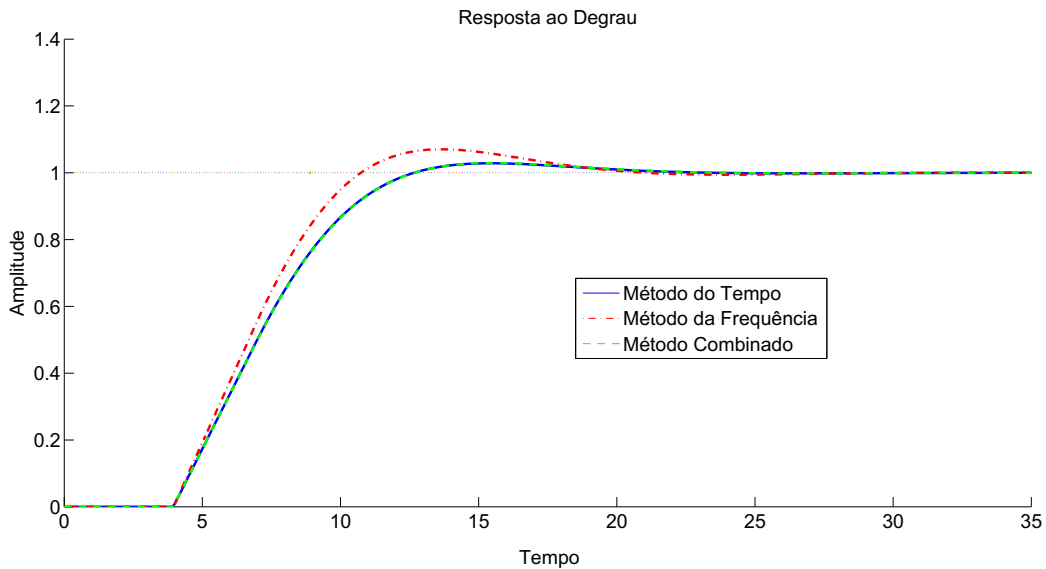


Figura 4.1: Resposta ao Degrau dos Controladores SIMC

Tabela 4.1: Índices dos Controladores SIMC 1º Processo

Controlador	M_s	IAE(y)	TV(u)	Gm	Pm	Sobre Salto(%)	Tr	T_s
C_{1t}	1.5784	8.0784	1.1635	3.1695	62.3500°	2.8377	12.7000	11.2000
C_{1f}	1.6775	7.8152	1.2445	2.8472	58.8400°	7.0205	10.8000	16.0000
C_{1c}	1.5773	8.5827	1.0699	3.1772	62.2736°	2.9181	12.7000	11.3000

4.2 Controlador SIMC Improved - 1º Processo

Na resposta ao degrau dos controladores SIMC Improved Figura (4.2), as curvas do método tempo e combinado chegam a se sobrepor, de tanta similaridade, além de ter semelhança também com o método da frequência, logo temos que comparar os índices para definição do controlador mais eficiente.

Analisando a tabela (4.2), para o índice M_s temos valores semelhantes para os métodos do tempo e combinado (comprovando também a equivalência nas suas curvas de resposta ao degrau), e um valor maior para o método da frequência. Para o índice IAE o menor valor é para o método da frequência, indicando uma maior precisão deste controlador, já no índice TV novamente valores equivalentes para o método do tempo e combinado que possuem um valor inferior ao do método da frequência. Tivemos um Sobre Salto grande para o método $C_{1f}Improved$, e apesar de ter um Tr menor que os outros o T_s é alto, assim justificando mais ainda a escolha pelo método:

$$C_{1c}Improved(s) = 0.8333 \left(\frac{5.1077s + 1}{5.1077s} \right)$$

Foi escolhi por ter uma boa robustez, apesar de não ser tão rápido, é preciso.

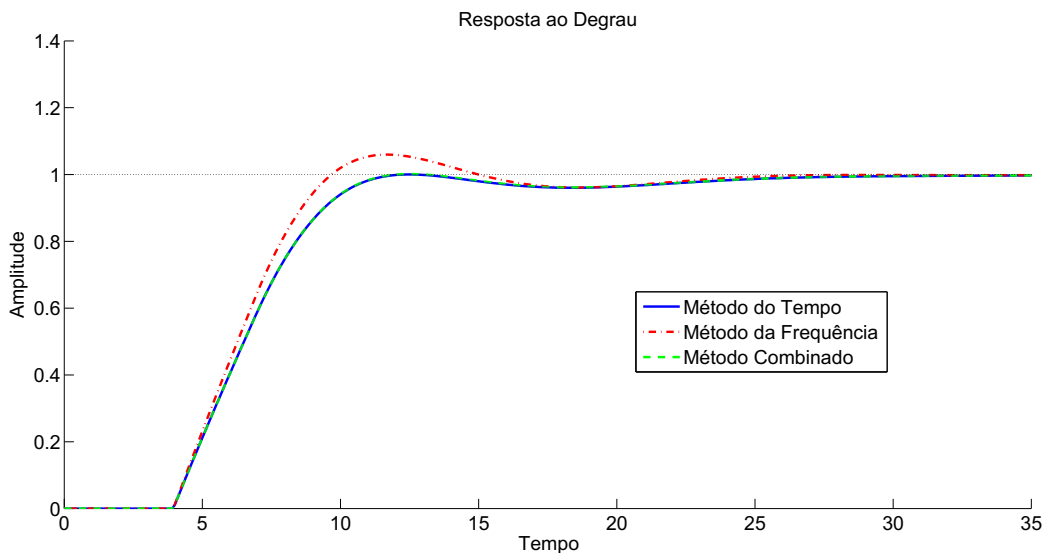


Figura 4.2: Resposta ao Degrau dos Controladores SIMC Improved

Tabela 4.2: Índices dos Controladores SIMC Improved 1º Processo

Controlador	Ms	IAE(y)	TV(u)	Gm	Pm	Sobre Salto(%)	Tr	Ts
$C_{1t}Improved$	1.6779	7.1104	1.7662	2.7335	65.9737°	0.0163	12.4000	10.1000
$C_{1f}Improved$	1.7889	6.8516	2.0933	2.4940	61.6326°	5.9603	9.7000	12.7000
$C_{1c}Improved$	1.6759	7.0960	1.7634	2.7401	65.9288°	0.1360	12.1000	10.1000

4.3 SIMC e SIMC Improved - 1º Processo

Agora será comparado o melhor entres o SIMC e SIMC Improved. No gráfico de resposta ao degrau (figura (4.3)), a curva do método SIMC é melhor já que não tem oscilação, mesmo tendo um Sobre Salto maior e um tempo de acomodação um pouco maior, do que o controlador $C_{1c}Improved$. Na comparação dos índices (tabela 4.3) o C_{1c} é superior no Ms e TV . O $C_{1c}Improved$ tem um menor IAE levando a ter um menor Tr e Ts , porém sua resposta oscila um pouco. Isto comprova que o método SIMC Improved tem melhor desempenho apenas em sistema de atraso puro. Logo o melhor controlador para este processo é:

$$C_c(s) = 0.6641 \left(\frac{4.071s + 1}{4.071s} \right)$$

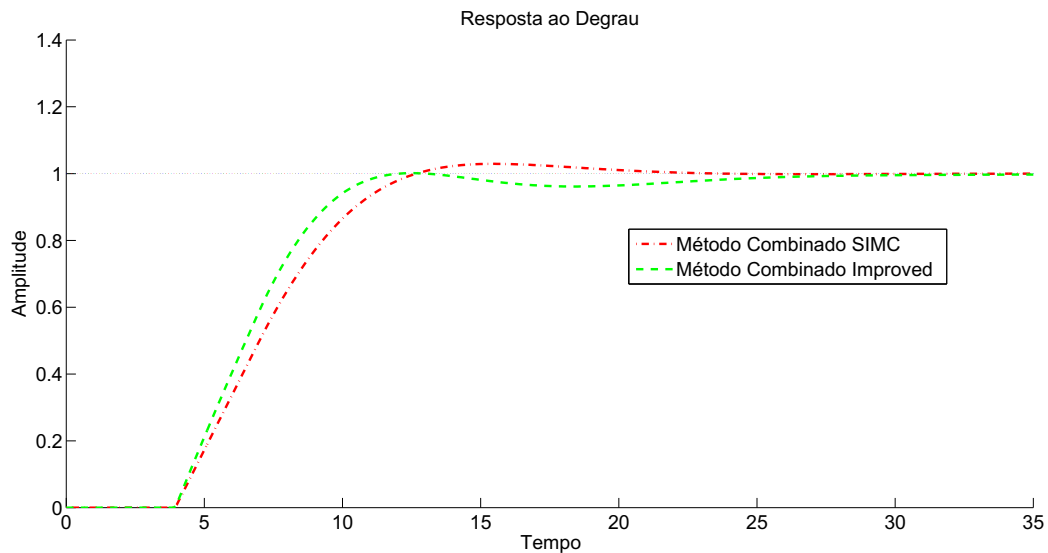


Figura 4.3: Comparação entre os controladores SIMC e SIMC Improved para o 1º Processo

Tabela 4.3: Comparação entre os métodos SIMC e SIMC Improved 1º Processo

Controlador	Ms	IAE(y)	TV(u)	Gm	Pm	Sobre Salto(%)	Tr	Ts
C_{1c}	1.5773	8.5827	1.0699	3.1772	62.2736°	2.9181	12.7000	11.3000
$C_{1cImproved}$	1.6759	7.0960	1.7634	2.7401	65.9288°	0.1360	12.1000	10.1000

4.4 Controlador SIMC - 2º Processo

Para o segundo processo $G_2(s) = \frac{1}{(s+1)^4}$, a resposta ao degrau dos controladores está plotado na figura (4.4). Comparando as curvas dos métodos, há um equivalência entre a curva da frequência e do combinado, que também tem uma melhor resposta, já a curva do tempo, tem um Sobre Salto e Tr bastante alto indicando que sua resposta não é mais favorável, restando os outros dois métodos a serem comparados. Quanto a resposta o melhor controlador é o C_{2t} , pois tem o menor Tr, indicando que rapidamente atingi o *set point*, e não fica oscilando em torno deste valor.

Quanto ao índices dos controladores, o *Ms* o controlador C_{2c} tem o melhor desempenho, o C_{2f} tem um valor aproximado e o C_{2t} tem um valor muito alto, já o IAE o C_{2f} tem o menor valor, porém C_{2c} tem um valor tão proximo que podemos considerá-los equivalentes. No TV o C_{2c} tem o menor valor e o C_{2t} pior. Na Gm o C_{2t} tem o maior valor indicando uma boa robustez. Portanto o melhor controlador SIMC é:

$$C_{2c}(s) = 0.7291 \left(\frac{2.741s + 1}{2.741s} \right)$$

Tabela 4.4: Índice dos Controladores SIMC 2º Processo

Controlador	Ms	IAE(y)	TV(u)	Gm	Pm	Sobre Salto(%)	Tr	Ts
C_{2t}	1.9876	5.4526	2.4518	2.5978	47.8598°	23.0031	6.1000	15.7000
C_{2f}	1.6899	4.9083	1.8364	3.1480	65.6700°	4.5780	7.1000	14.7000
C_{2c}	1.6300	5.0048	1.6899	3.4115	63.9042°	5.2217	7.6000	9.3000

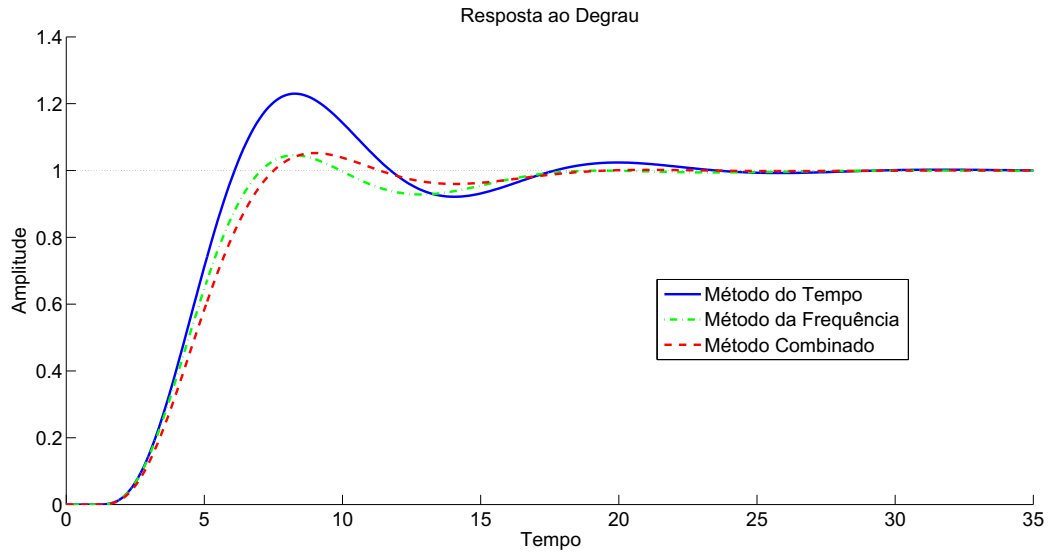


Figura 4.4: Resposta ao degrau SIMC 2º Processo

4.5 Controlador SIMC Improved - 2º Processo

Na resposta ao degrau para os controladores SIMC Improved, para a curva do tempo temos um Sobre Salto altíssimo, apesar de os tempos de acomodação T_s serem equivalentes para todas as curvas, isto indica que o controlador $C_{2t}Improved$ tem um controle bem agressivo, em contradição o $C_{2c}Improved$ tem o menor Sobre Salto, portanto uma resposta bem amortecida, apesar de o T_r ser um pouco maior que o controlador $C_{2f}Improved$.

No índice M_s o controlador $C_{2c}Improved$ tem o menor valor, seguido do $C_{2f}Improved$ que tem um valor bem aproximado. O IAE do $C_{2c}Improved$ e $C_{2f}Improved$ são equivalentes, só o $C_{2t}Improved$ que difere tendo um valor maior. No TV o $C_{2c}Improved$ tem o menor valor e na Gm tem o maior valor indicando a maior robustez, apesar de ter uma boa robustez não é lento, já que seu valor de acomodação é equivalente aos outros controladores. Logo, o controlador SIMC Improved com melhor desempenho é :

$$C_{2c}Improved(s) = 0.8957 \left(\frac{3.3677s + 1}{3.3677s} \right)$$

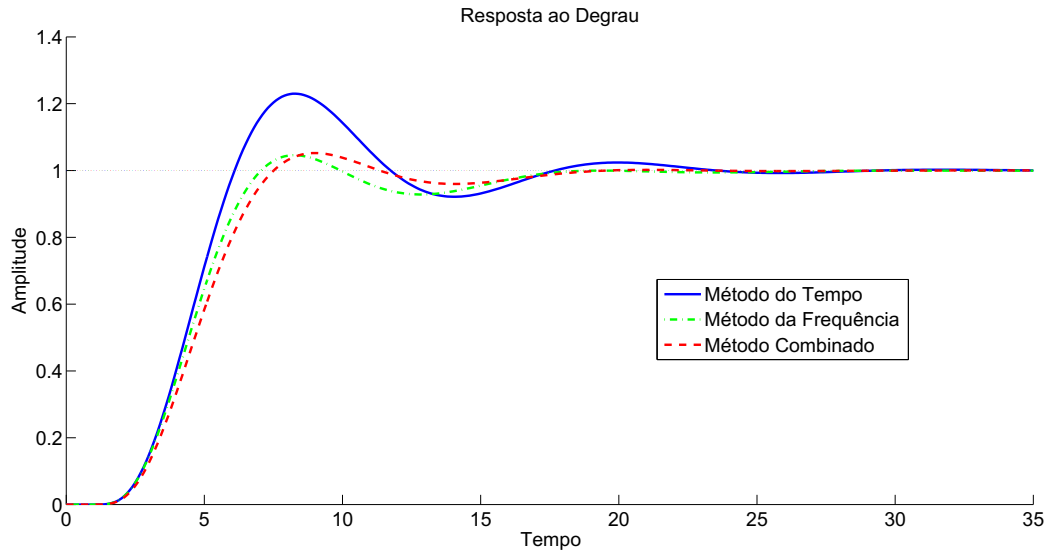


Figura 4.5: Resposta ao degrau SIMC Improved 2º Processo

Tabela 4.5: Índices dos Controladores SIMC Improved 2º Processo

Controlador	Ms	IAE(y)	TV(u)	Gm	Pm	Sobre Salto(%)	Tr	Ts
$C_{2t}Improved$	2.0473	5.2178	2.7835	2.4503	48.9647°	21.9805	5.8000	14.8000
$C_{2f}Improved$	1.7892	4.9143	2.2657	2.8401	65.4940°	5.4344	6.5000	14.6000
$C_{2c}Improved$	1.7069	4.9038	1.9112	3.0857	65.9146°	4.5753	7.0000	14.7000

4.6 SIMC e SIMC Improved - 2º Processo

Observando a resposta ao degrau (figura (4.6)) as curvas do dois métodos são semelhantes, porém a curva do C_{2c} responde rapidamente ao processo, já que o seu tempo de acomodação (T_s) é bem menor que o do controlador $C_{2c}Improved$.

Comparando o Ms o controlador do método SIMC C_{2c} é superior em relação ao $C_{2c}Improved$, quanto ao IAE temos valores aproximados do dois método, julgando-se, equivalentes, mais um índice para definir nossa escolha o TV, o controlador C_{2c} , tem um menor valor, confirmando que nesse segundo processo $G_2(s) = \frac{1}{(s+1)^4}$ onde não temos atraso o método SIMC será mais eficiente. Logo o controlador mais eficiente para o segundo processo é:

$$C_{2c}(s) = 0.7291 \left(\frac{2.741s + 1}{2.741s} \right)$$

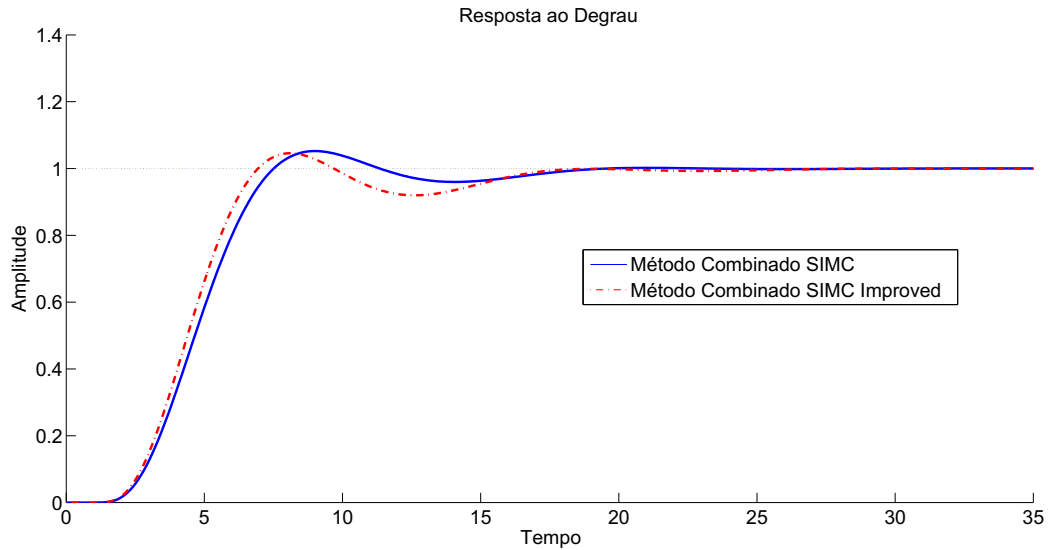


Figura 4.6: Comparação entre o melhor controlador SIMC e SIMC Improved para o 2º Processo

Tabela 4.6: Comparação dos parâmetros, controladores SIMC e SIMC Improved - 2º Processo

Controlador	Ms	IAE(y)	TV(u)	Gm	Pm	Sobre Salto(%)	Tr	Ts
C_{2c}	1.6300	5.0048	1.6899	3.4115	63.9042°	5.2217	7.6000	9.3000
$C_{2cImproved}$	1.7069	4.9038	1.9112	3.0857	65.9146°	4.5753	7.0000	14.7000

4.7 Controlador SIMC - 3º Processo

Para este processo $G_3(s) = \frac{1}{(0.5s+1)(0.2s+1)(0.1s+1)}e^{-0.2s}$, a resposta ao degrau (figura (4.7)) dos controladores são praticamente iguais, não podendo eleger uma com melhor desempenho ou não, até os índices das curvas semelhantes como o Sobre Salto, Tr e Ts. Já na análise dos índices dos controladores, temos o mesmo TV para todos os controladores, no índice IAE também temos valores que pouco se diferem, ocorrendo igualmente para o índice Ms que apenas tem mudança na terceira ou quarta casa decimal. Portanto, como o combinado nós da um sistema bem próximo do real na identificação, no controle deverá ter o mesmo desempenho como já foi percebido nos processos anteriores. Logo o melhor controlador para este processo é:

$$C_c(3s) = \frac{0.9983}{(0.6398s + 1)}e^{-0.434s}$$

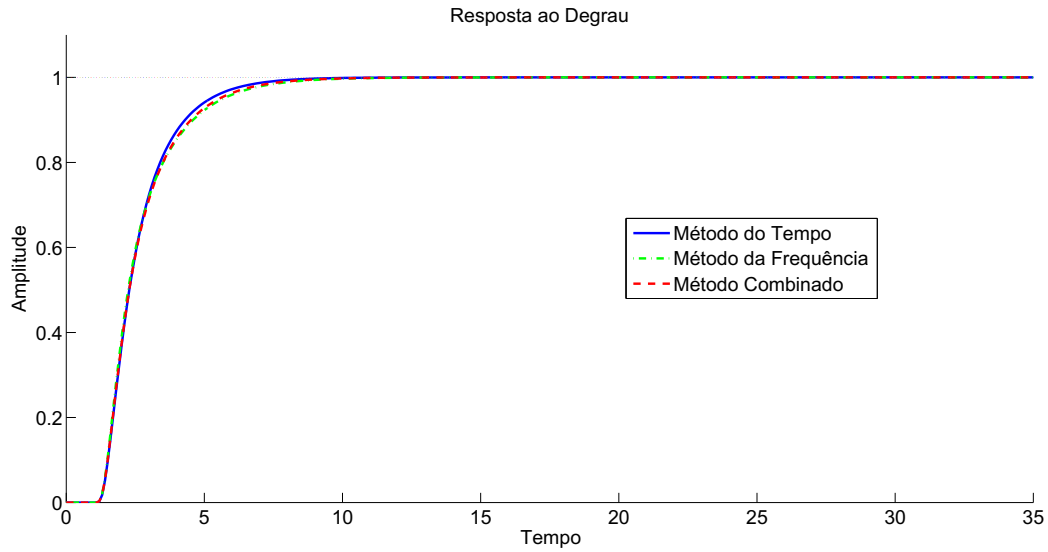


Figura 4.7: Controladores SIMC para 3º Processo

Tabela 4.7: Índice dos Controladores SIMC 3º Processo

Controlador	Ms	IAE(y)	TV(u)	Gm	Pm	Sobre Salto(%)	Tr	Ts
C_{3t}	1.2374	2.6583	2.0000	7.3528	77.3870°	0.0000	13.5000	5.2000
C_{3f}	1.2370	2.7164	2.0000	7.0041	80.3866°	0.0000	15.4000	5.6000
C_{3c}	1.2318	2.7163	2.0000	7.3013	79.1190°	0.0000	14.8000	5.5000

4.8 Controlador SIMC Improved- 3º Processo

Na resposta ao degrau (figura (4.8)) as curvas são semelhantes, no método da frequência e combinado até se sobrepõe, impossibilitando uma análise pelas curvas, levando a índices Sobre Salto, Tr e Ts semelhantes.

Os índices podemos generalizar e dizer que são todos equivalentes, e sem precisar de uma maior análise definir o controlador $C_{3c}Improved$, como o melhor controlador, devido ao mesmo fato explicado no método SIMC.

Tabela 4.8: Índice dos Controladores SIMC Improved 3º Processo

Controlador	Ms	IAE(y)	TV(u)	Gm	Pm	Sobre Salto(%)	Tr	Ts
$C_{3t}Improved$	1.2533	2.6583	2.0000	6.7065	80.2768°	0.0000	15.6000	5.6000
$C_{3f}Improved$	1.2613	2.7165	2.0000	6.1730	84.1775°	0.0000	17.3000	6.0000
$C_{3c}Improved$	1.2524	2.7165	2.0000	6.4271	82.9673°	0.0000	16.7000	5.9000

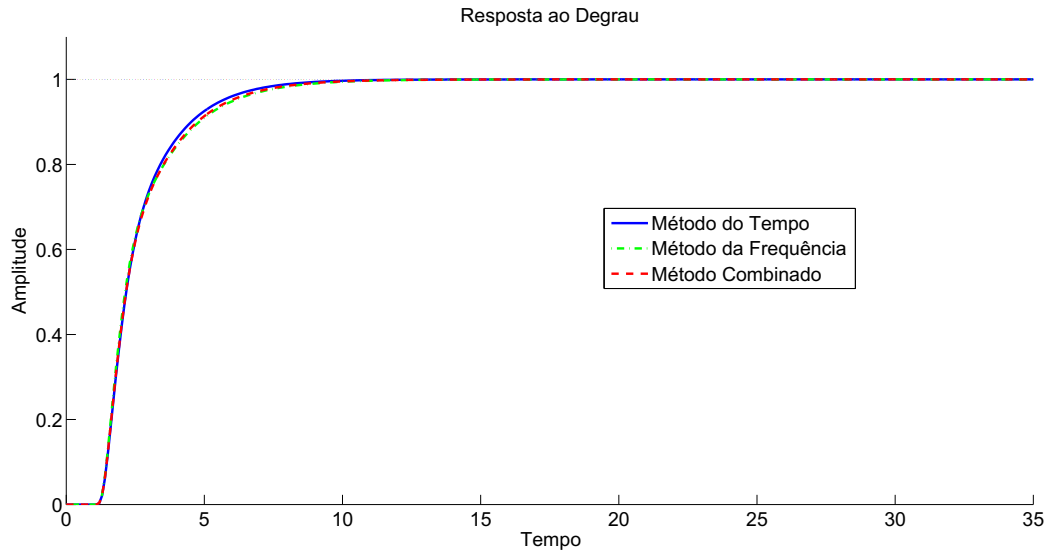


Figura 4.8: Controladores SIMC Improved para 3º Processo

4.9 SIMC e SIMC Improved- 3º Processo

Mais uma vez a resposta ao degrau dos dois controladores são praticamente idênticas, mas quando vamos comparar os índices percebemos que o controlador C_{3c} tem um menor tempo de acomodação (T_s) e um menor tempo de subida (T_r), portanto já nos dar uma indicação de qual controlador tem um melhor desempenho.

Já no índices também temos valores equivalentes, apenas no índice M_s temos uma pequena diferença, que poderíamos considerar até semelhantes, mas considerando este pico dá função sensibilidade menor, podemos alcançar melhores resposta com este controlador. Analisando os índices G_m , temos a conclusão que o controlador C_{3c} , tem uma maior robustez, isto aliado a um pequeno tempo de acomodação como foi visto na comparação acima, nos indica um bom controlador. Portanto, como esperado para um sistema de constante de tempo pequena, o controlador do método SIMC tem melhor desempenho. Então o controlador para o processo $G_3(s) = \frac{1}{(0.5s+1)(0.2s+1)(0.1s+1)}e^{-0.2s}$, é o controlador:

$$C_c(s) = 0.7384 \left(\frac{0.6398s + 1}{0.6398s} \right)$$

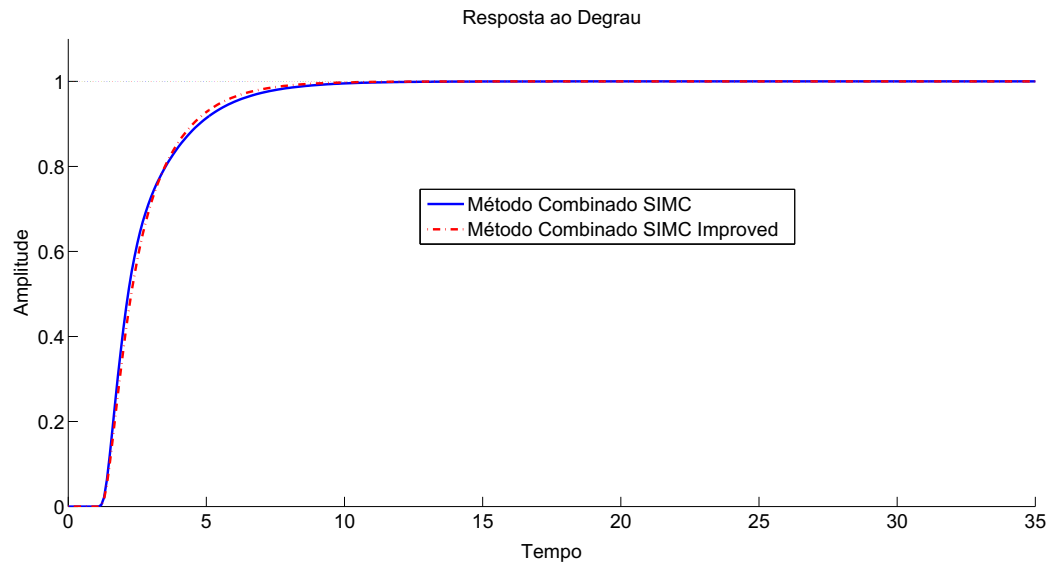


Figura 4.9: Comparação controlador SIMC C_{3c} e o SIMC Improved $C_{3c}Improved$

Tabela 4.9: Comparação entre os controladores SIMC G_{3c} e o SIMC Improved $G_{3c}Improved$

Controlador	Ms	IAE(y)	TV(u)	Gm	Pm	Sobre Salto(%)	Tr	Ts
C_{3c}	1.2318	2.7163	2.0000	7.3013	79.1190°	0.0000	14.8000	5.5000
$C_{3c}Improved$	1.2524	2.7165	2.0000	6.4271	82.9673°	0.0000	16.7000	5.9000

5

Conclusões

A técnica de identificação combinado tempo/frequência , como foi provado no trabalho de (JUNIOR, SANTOS e BARROS, 2009), tem uma boa aproximação do sistema real. Utilizando alguns sistemas identificados por esse técnica, foram projetados controladores PI e comparado com controladores projetados por outras técnicas de identificação também proposta em (JUNIOR, SANTOS e BARROS, 2009). O controladores projetados por sistemas identificados pela técnica do combinado tempo/frequência , tiveram melhor desempenho e uma maior robustez, característica relevante para controladores que irão trabalhar em plantas industriais onde precisamos ter uma boa confiabilidade, já que são processos quase ininterruptos.

Os controladores projetados a partir da técnica de identificação pelo método da frequência, teve um desempenho moderado, com algumas peculiaridades. No 1º processo onde tinha o maior atraso (θ) as resposta dos controladores da frequência eram bem mais lentas (Tomando o tempo de acomodação (T_s) como referência para essa análise) que a dos outros métodos, além de ter um Sobre Salto maior que os outros controladores.

Controladores projetados a partir do método do tempo, tiveram um péssimo desempenho no processo sem atraso (2º processo), suas curvas de resposta ao degrau tiveram Sobre Salto bem acima dos outros além de suas respostas lentas (Tomando o tempo de acomodação (T_s) como referência para essa análise). Nos índices de estabilidades (G_m e P_m) tiveram os

menores valores e nos demais índices o desempenho foi o pior entre os três.

Para o sistema com um atraso de tempo pequeno(3º Processo), o método combinado não foi tão superior aos outros métodos, apesar de ter tido melhor desempenho, mas no processo sem atraso(2º Processo), sua performance foi bem superior do que os demais controladores.

Outra conclusão que tiramos foi a performance do método SIMC Improved, nos três processos foram eleitos controladores projetados pelo método SIMC. Não sendo surpresa, pois, em (SKOGESTAD e GRIMHOLT, 2011) é ressaltado que o método SIMC Improved é bem particular para uma situação e um determinado processo, que no caso seria, um processo de tempo de atraso puro, e com M_s entre um intervalo específico também. Já no processo com uma constante de tempo pequena, tivemos quase uma equivalência entre os controladores dos dois métodos SIMC e SIMC Improved, isto também foi analisado em (SKOGESTAD e GRIMHOLT, 2011).

5.1 Trabalhos Futuros

Como projeto para trabalhos futuro, fica a idéia de usar a técnica de identificação do método combinado em um processo real, conseqüentemente projetar um controlador e comparar com outros controladores projetados por diferentes técnicas de identificação. Outro ponto interessante a ser estudado posteriormente é análise individual dos controladores em processos característicos como, tempo de atraso puro, domínio de atraso no tempo ou um processo integral, para definição de qual processo específico os controladores projetados por essas técnicas tem um desempenho acima dos demais.

5.2

Referências Bibliográficas

- AGUIRRE, L. A. (2004) *Introdução à Identificação de Sistemas - Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*, 2^o edic..
- ÅSTRÖM, K. J. e HÄGGLUND, T. (1995) *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, Instrument Society of America, Research Triangle Park, North Carolina, 2^o edic..
- ÅSTRÖM, K. J. e HÄGGLUND, T. (2006) *Advanced PID Control*, Instrument Society of America, Research Triangle Park, North Carolina.
- COELHO, F. e BARROS, P. R. (2003) Continuous-time identification of first-order plus dead-time models from step response in closed loop, 13th IFAC Symposium on System Identification, pp. 291–309.
- GRIMHOLT, C. (2010) *Verification and Improvements of the SIMC Method for PI Control*, Specialization project, Trondheim.
- JUNIOR, G. A.; SANTOS, J. B. M. D. e BARROS, P. R. (2009) On simple identification techniques for first-order plus time-delay systems, Saint-Marlo, France: 15th IFAC Symposium on System Identification.
- OGATA, K. (2003) *Engenharia de controle moderno*, Prentice Hall, 4^o edic..
- SKOGESTAD, S. (2003) Simple analytic reules for model reduction and pid controller tuning, *Journal of Process Control*, **13**:291–309.
- SKOGESTAD, S. e GRIMHOLT, C. (2011) The simc method for smooth pid controller tunig, Chapter for PID book (planned: Springer, 2011, Editor: R. Vilanova).
- SUDARESAN, K. e KRISHNASWAMY, P. (1977) Estimation of time delay time constant parameters in time, frequency, and laplace domains., *Can. J. of Chem. Eng.*, p. 257.



Anexo I

Função para calcular M_s

```
% ----- %  
% Function for calculaing the  $M_s$  for a process and tuning. %  
% %  
% Original function made by: Sigurd Skogestad %  
% Modified by: Chriss Grimholt, to handel %  
% transfer function inputs. %  
% Made: September 2010 %  
% ----- %  
  
function MS_S = ms(gp, kc, ti)  
  
    [gp_n gp_d] = tfdata(gp,'v');  
  
    delay = totaldelay(gp);  
  
    w = logspace(-4,4,4000);  
  
    Gol_n_s = conv([ti*kc kc],gp_n);  
    Gol_d_s = conv([ti 0],gp_d);  
  
    Gol_n_w = polyval(Gol_n_s,w*1i);  
    Gol_d_w = polyval(Gol_d_s,w*1i);  
    delay_w = exp(-delay*w*1i);  
  
    Gol = Gol_n_w./Gol_d_w.*delay_w;  
  
    S = 1./abs(1+Gol);  
    MS_S = max(S);  
end
```