

EGM0013

Controle Adaptativo

Prof. Josenalde Barbosa de Oliveira – UFRN



josenalde.oliveira@ufrn.br

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecatrônica

2023.1: 4T1234 (60h) (13:00-14:40h; 14:55-16:35)

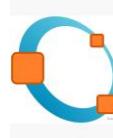
Apresentação

- Conteúdo planejado (ementa):
 - Introdução importância, características, dados históricos e alternativas ao controle adaptativo;
 - Estimação de parâmetros em tempo real algoritmos e convergência;
 - Controladores auto ajustáveis: algoritmos e estabilidade;
 - Controladores adaptativos por modelo de referência: algoritmos e estabilidade;
 - Robustez de sistemas adaptativos fenômenos de instabilização e modificações nos algoritmos;
 - Controladores PID adaptativos aspectos gerais e sintonia.

Apresentação

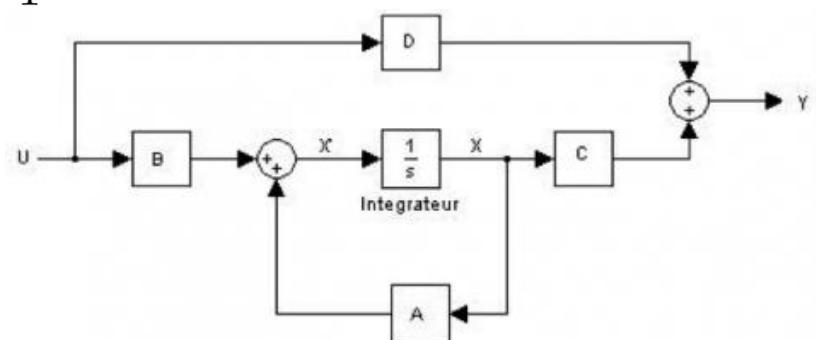
- Datas chave propostas para *deadline* de instrumentos avaliativos
 - SIGAA-avaliações
- Ferramentas simulação: Matlab/Simulink, Scilab, Octave (.m), Python, R etc.
 - [https://github.com/josenalde/adaptive control](https://github.com/josenalde/adaptive_control)
 - <https://octave.org/> (<https://octave.sourceforge.io/control/>)
 - pkg install –forge control; pkg load control
 - <https://octave-online.net/>

```
T=0.4  
G=tf([1], [T 1])  
step(P,1)  
hold on  
plot([0 T], [0 1], "g")  
plot([T T], [0 1], "k")  
hold off
```



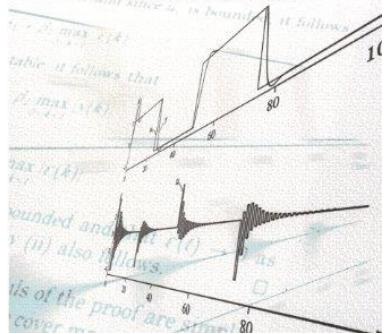
syslin(dom,A,B,C,D,x0)
Prof. Josenalde Oliveira

$$G(s) = \frac{K}{T^2 s^2 + 2dT s + 1} \equiv T^2 \ddot{y}(t) + 2dT \dot{y}(t) + y(t) = K u(t)$$
$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$



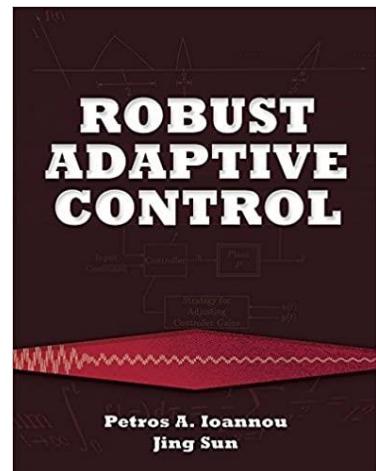
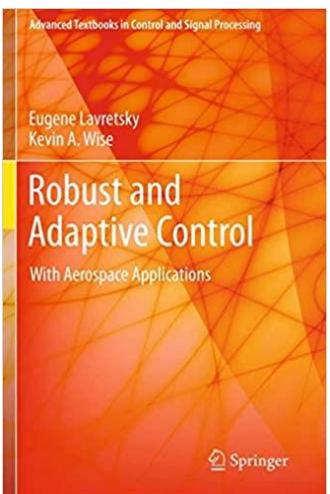
ADAPTIVE CONTROL

SECOND EDITION

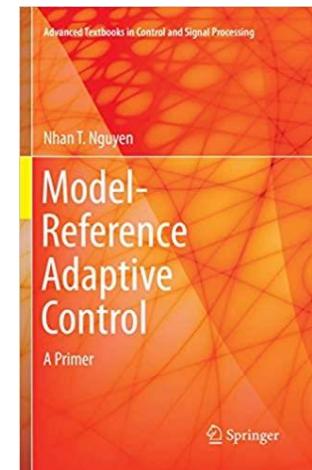


Apresentação

- Referências
 - Notas de aula
 - Åström, J. K. and Wittenmark. B, Adaptive Control, 2nd, 1995/2008.
 - Aulas disponíveis: <https://web.mit.edu/nsl/www/videos/lectures.html>
 - Lavretsky, E. and Wise, K.A. Robust and Adaptive Control, Springer, 2012;
 - Ioannou. P.A. and Sun, J. Robust Adaptive Control, Dover, 2012;
 - Nguyen, N.T. Model Reference Adaptive Control, 2018, Springer.



Prof. Josenalde Oliveira



Apresentação

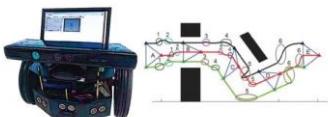
• Referências

- IOANNOU, P. and FIDAN, B. *Adaptive Control Tutorial*. SIAM - Society for Industrial and Applied Mathematics, 2006
- SASTRY, S. and BODSON, M. *Adaptive Control - Stability, Convergence and Robustness*. Prentice Hall, 1989
- FENG, G. and LOZANO, R. *Adaptive Control Systems*. Newnes, 1999.

Dianwei Qian
Editor

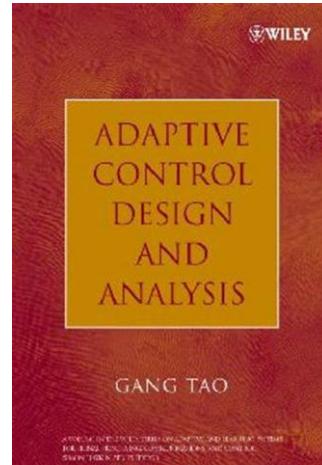
Adaptive Control

Methods, Applications
and Research

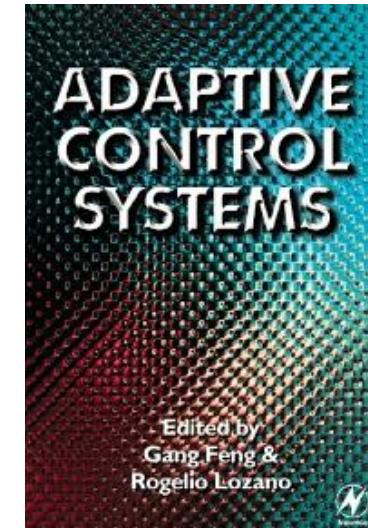


Systems Engineering Methods, Developments and Technology

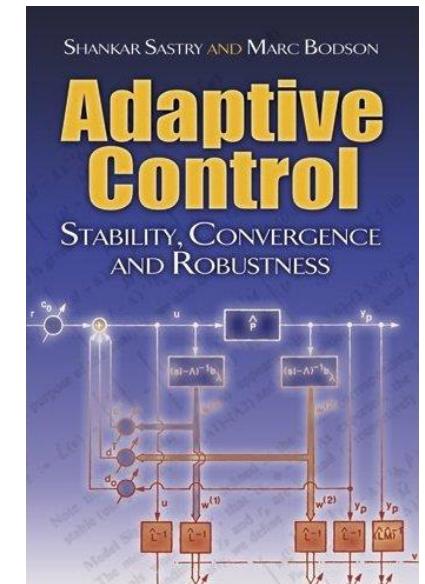
NOVA



2003



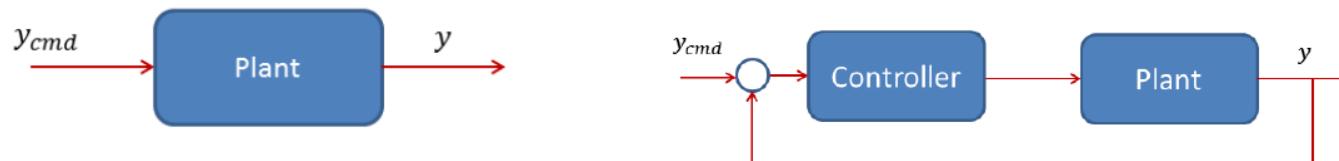
Edited by
Gang Feng &
Rogelio Lozano



Prof. Josenalde Oliveira

Motivação

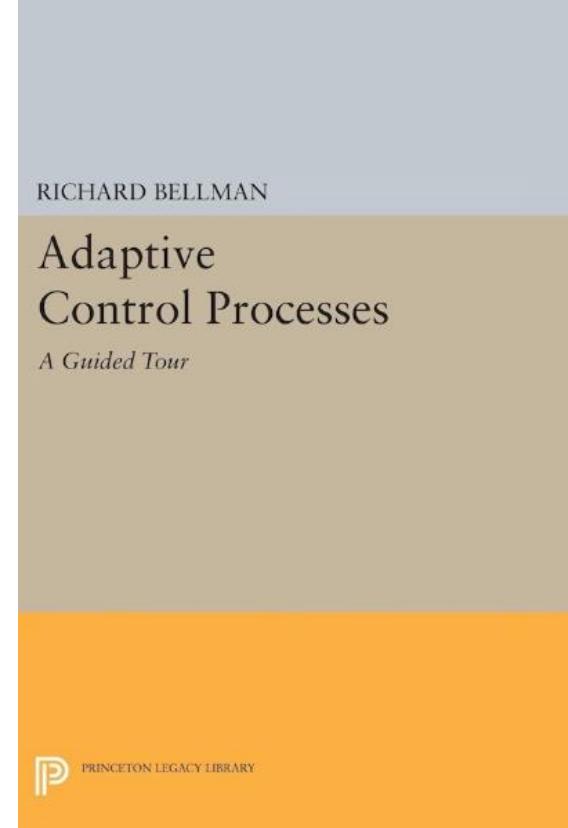
- Adaptar:
 - Mudar de comportamento frente a novas circunstâncias
 - Conformação “vantajosa” de um organismo às mudanças (biologia)
- Um controlador adaptativo pode alterar seu comportamento face a mudanças na dinâmica do processo e características dos distúrbios – controle de **sistemas incertos** (uncertain systems)
- Mas uma **simples realimentação** reduz efeitos de perturbações e incertezas, *logo qual seria a diferença?*



Motivação

- Definições de Bellman:

- **Sistema determinístico:** quando o controlador tem informação completa sobre o comportamento das entradas, e o sistema é completamente especificado
- **Sistema estocástico:** quando fatores desconhecidos estão presentes no sistema, que aparecem matematicamente como variáveis aleatórias com funções de distribuição de probabilidade conhecidas
- **Sistema adaptativo:** ainda menos é conhecido sobre o sistema e o controlador tem que aprender para melhorar sua performance através da observação das saídas a medida que o sistema evolui



Exemplo 1: controle robusto linear. Seja uma planta dada por:

$$G(s) = \frac{k_p}{s^2 + a_1 s + a_2}, \quad k_p, a_1, a_2 \text{ conhecidos com incertezas}$$

Seja o controlador $C(s) = k_c(s + c)$ do tipo PD

$$U(s) = k_c(s + c)E(s), \quad E(s) = R(s) - Y(s). \implies u(t) = \underbrace{k_c \frac{de(t)}{dt}}_D + \underbrace{k_c \times ce(t)}_P$$

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{CG}{1 + CG} = \frac{k_c k_p (s + c)}{s^2 + a_1 s + a_2 + k_c k_p (s + c)} = \frac{k_c k_p (s + c)}{s^2 + (k_c k_p + a_1)s + (k_c k_p c + a_2)}$$

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{CG}{1 + CG} = \frac{k_c k_p (s + c)}{s^2 + a_1 s + a_2 + k_c k_p (s + c)} = \frac{\cancel{k_c k_p (s + c)}}{\cancel{k_c} \left[\frac{1}{k_c} (s^2 + a_1 s + a_2) + k_p (s + c) \right]}$$

$$\text{Se } k_c \rightarrow \infty \implies \frac{Y(s)}{R(s)} = 1$$

Logo, ao aumentar k_c o polo que tende a infinito (efeito instantâneo) e o outro polo tende ao zero do controlador, cancelando-se mutuamente, logo o sistema fica "imune" a variação dos parâmetros. Ocorre, na verdade, uma transferência de energia

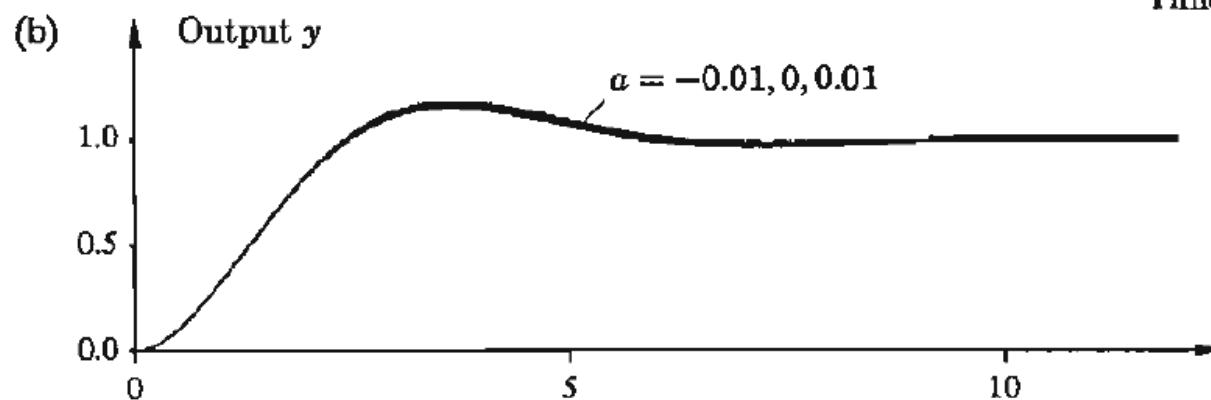
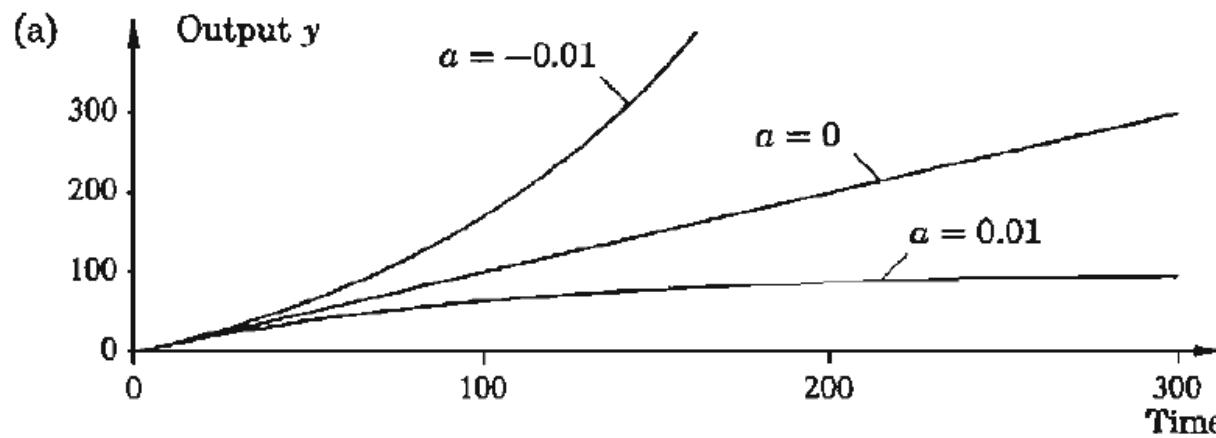
Problemas: 1) k_c elevado pode fazer com que o sinal de controle assuma valores não suportados pela planta
2) amplificação de ruídos de alta frequência (originados no processo de medição, por exemplo

Se $y(t) = m + \epsilon \sin(\omega t)$, com esta parcela senoidal sendo o ruído devido a fonte de alimentação

$$e(t) = r - y(t), \quad \frac{de(t)}{dt} = \underbrace{-\epsilon\omega \cos(\omega t)}_{\text{grande amplificação}}$$

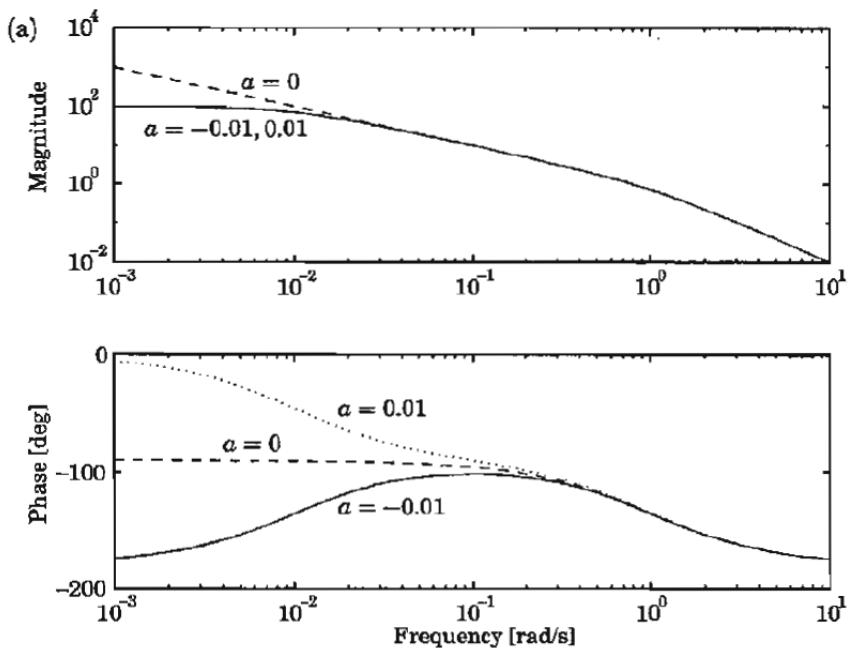
Exemplo 2: variações significativas nas respostas de malha aberta com pouco efeito em malha fechada

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(s+a)}, \quad a = -0.01, 0, 0.01$$

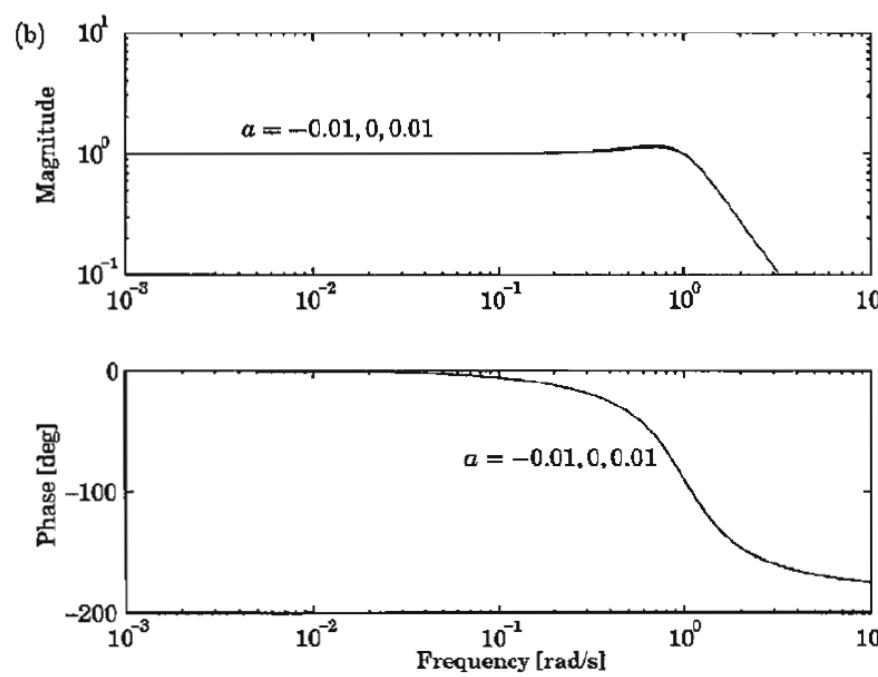


Exemplo 2: variações significativas nas respostas de malha aberta com pouco efeito em malha fechada

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)(s+a)}, \quad a = -0.01, 0, 0.01$$



Malha aberta – diagramas de Bode



Malha fechada – diagramas de Bode

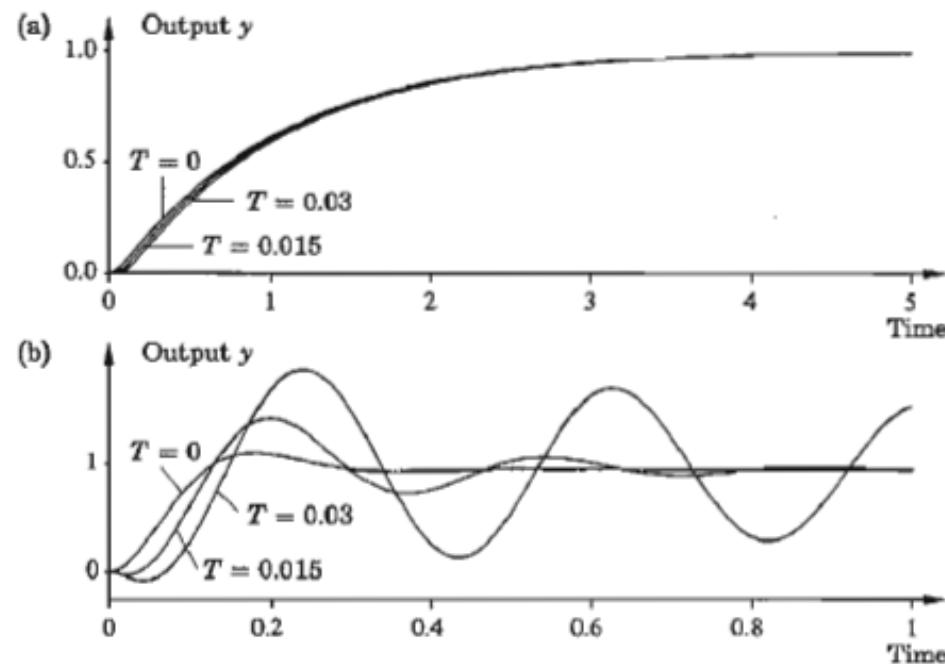
Open Loop (OL): diagramas divergem em baixas frequências mas se aproximam nas altas; Em Closed Loop (CL), coincidem

Ideia: projetar controlador com largura de banda em malha fechada suficientemente elevada.

Exemplo: [loop shaping](#)

Exemplo 3: variações desprezíveis nas respostas de malha aberta com MUITO efeito em malha fechada

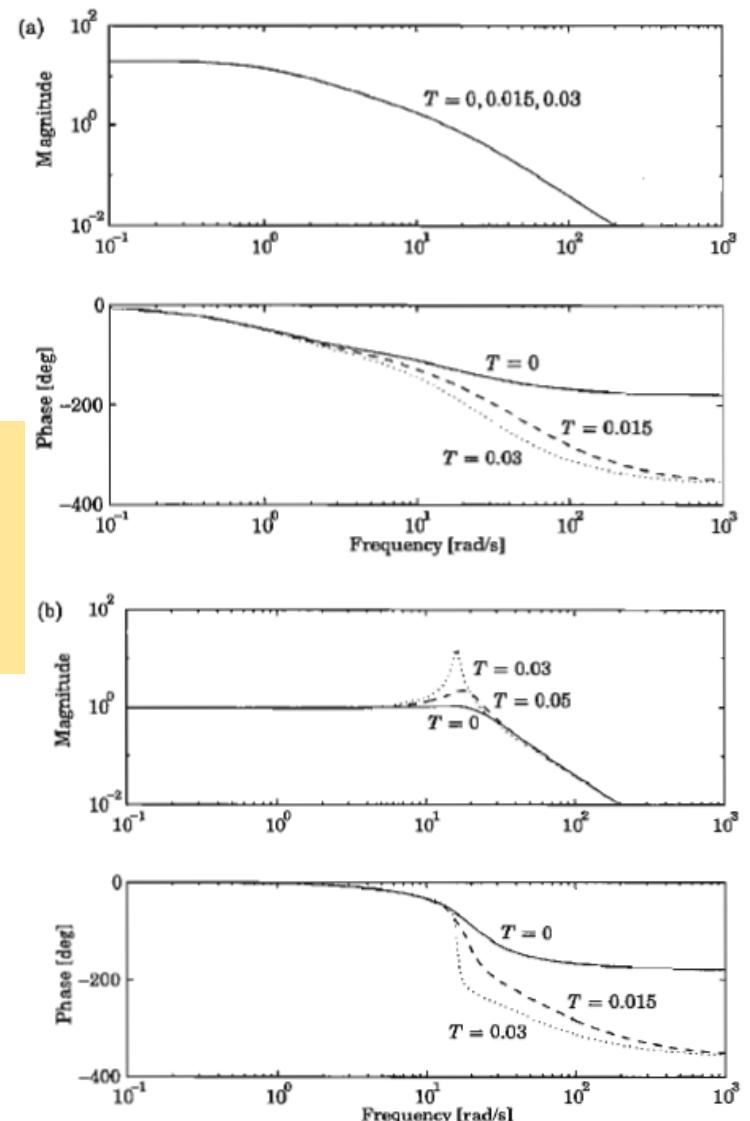
$$G(s) = \frac{400(1 - sT)}{(s + 1)(s + 20)(1 + Ts)}, \quad T = 0, 0.015, 0.03$$



OL

Escolha que garanta largura de banda CL pequena o suficiente
Diferenças significativas na frequência de corte!

CL



Exemplo 4: atuadores não lineares (por exemplo válvulas) como fonte de variações

$$G_0(s) = \frac{1}{(s+1)^3}, \quad K = 0.15, T_i = 1 \quad f(u) = u^4$$

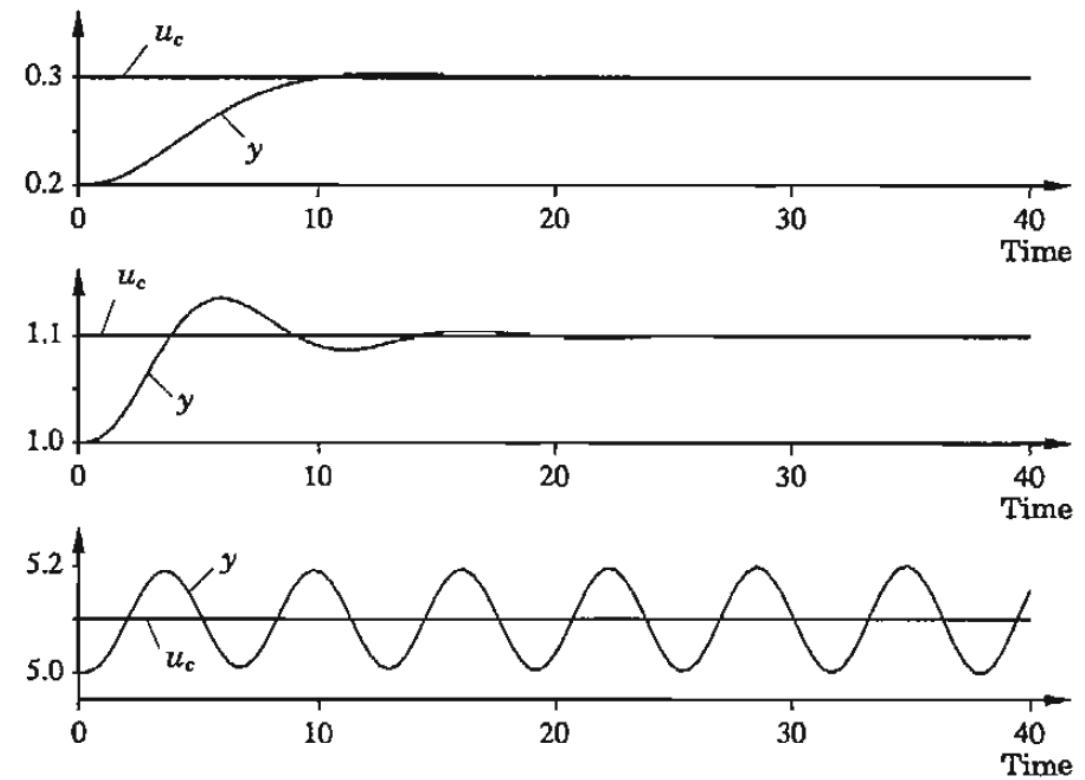
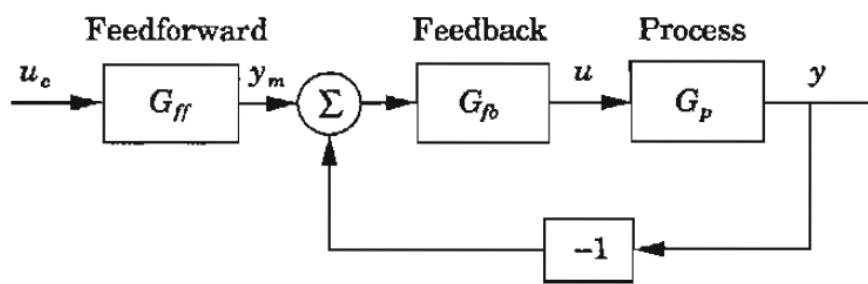
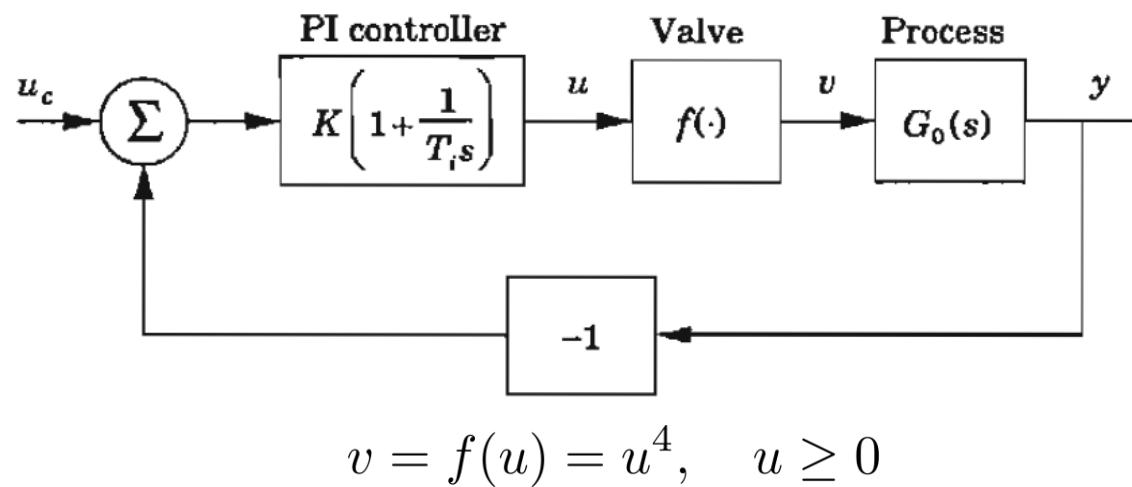


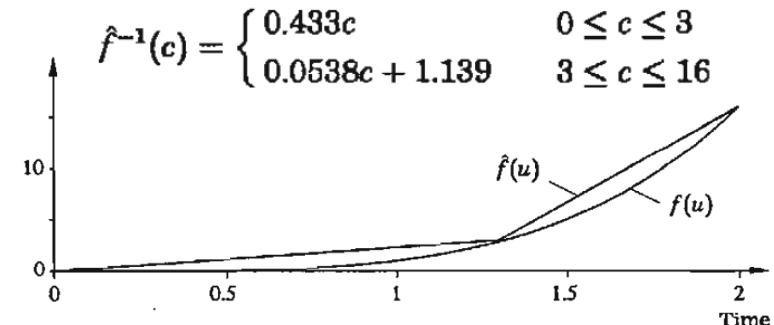
Figure 1.9 Step responses for PI control of the simple flow loop in Example 1.4 at different operating levels. The parameters of the PI controller are $K = 0.15$, $T_i = 1$. The process characteristics are $f(u) = u^4$ and $G_0(s) = 1/(s+1)^3$.

Exemplo 4: uma solução é usar a inversa da aproximação da não linearidade

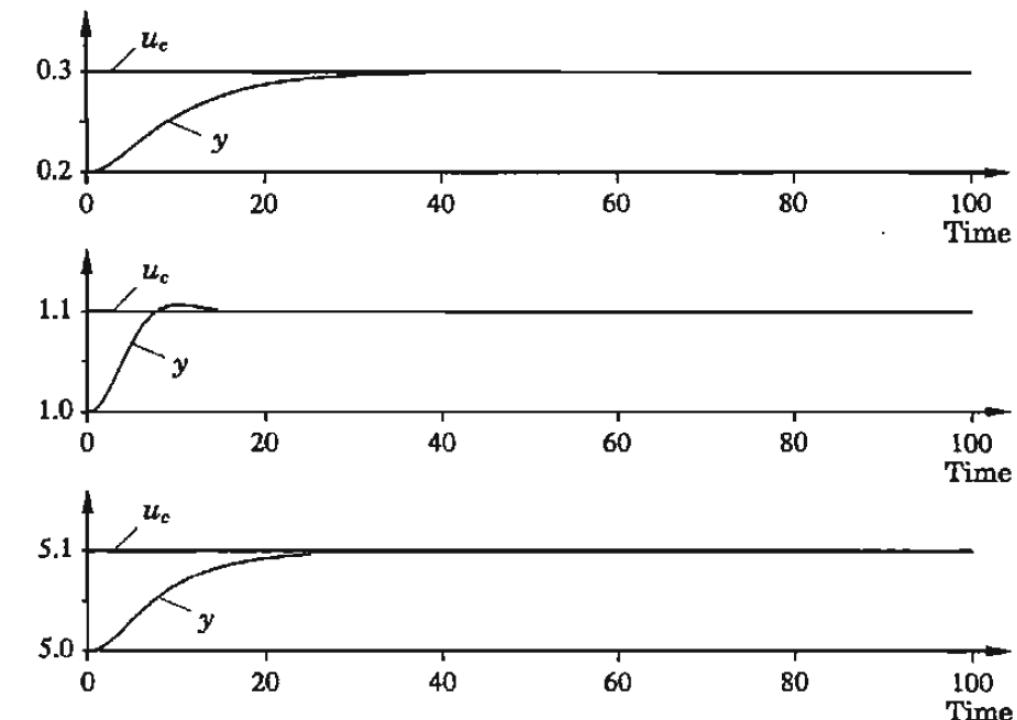
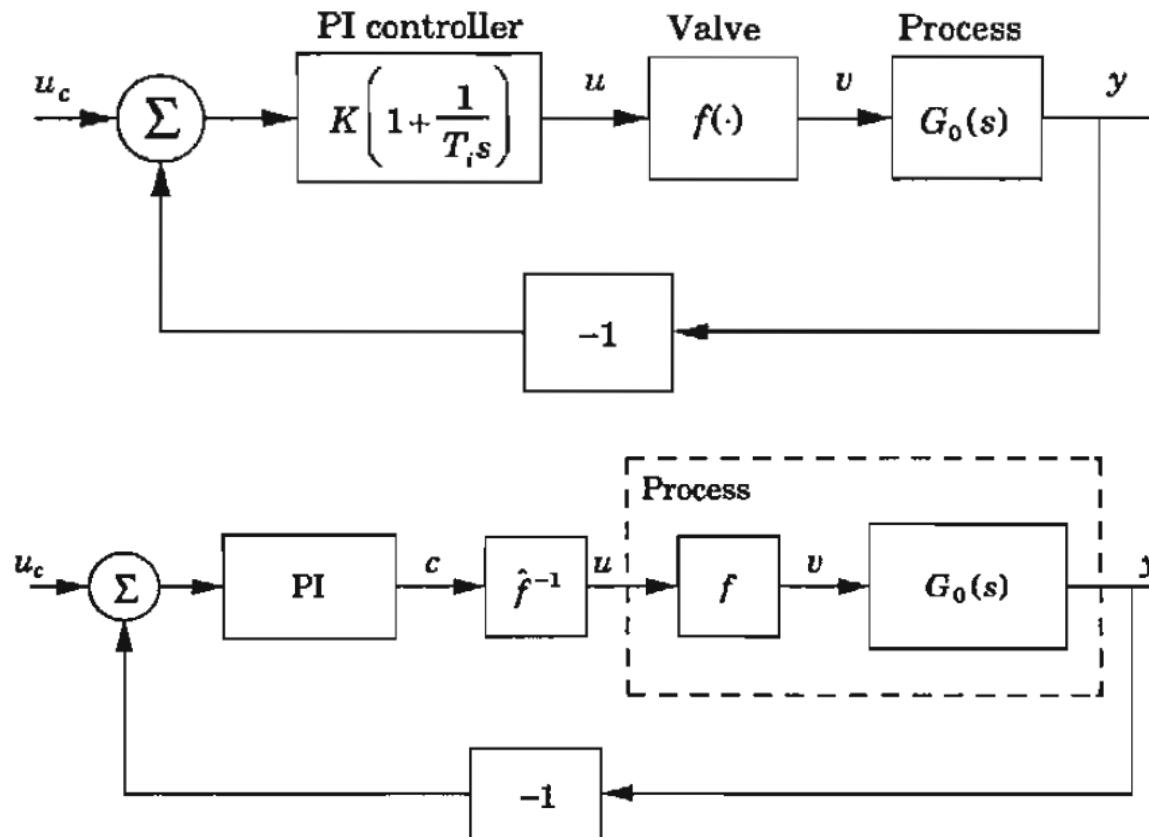
$$G_0(s) = \frac{1}{(s+1)^3}, \quad K = 0.15, T_i = 1$$

$$v = f(u) = u^4, \quad u \geq 0$$

$$v = f(u) = f(\hat{f}^{-1}(c))$$



Aproximação da não linearidade (inversa)



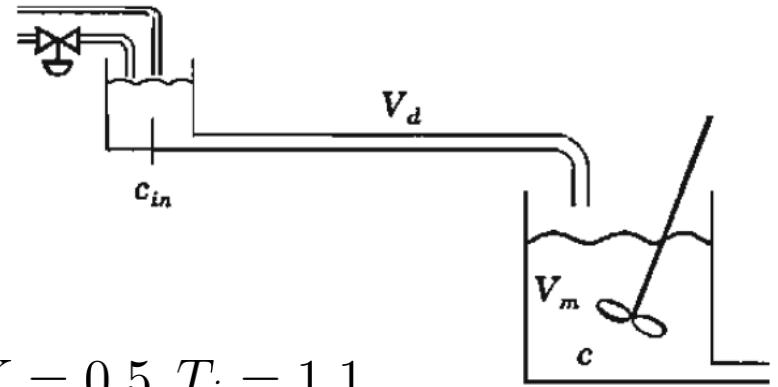
Exemplo 5: controle de processos. Dinâmica variável com mudança de taxa de produção (fluxos)

$$V_m \frac{dc(t)}{dt} = q(t)(c_{in}(t - \tau) - c(t)), \quad \tau = \frac{V_d}{q(t)}, \quad T = \frac{V_m}{q(t)}$$

Para $q(t)$ constante:

$$G_0(s) = \frac{e^{-s\tau}}{1 + sT}$$

PI projetado para caso nominal com $q = 1, T = 1, \tau = 1 \implies K = 0.5, T_i = 1.1$



c_{in} : concentração na entrada do tubo

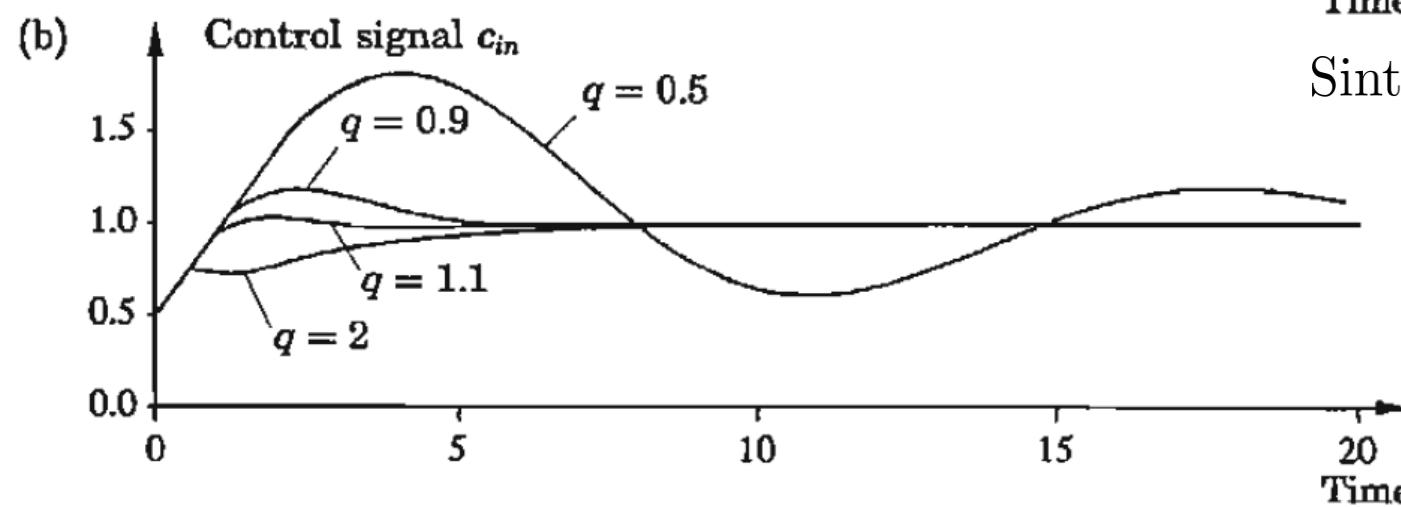
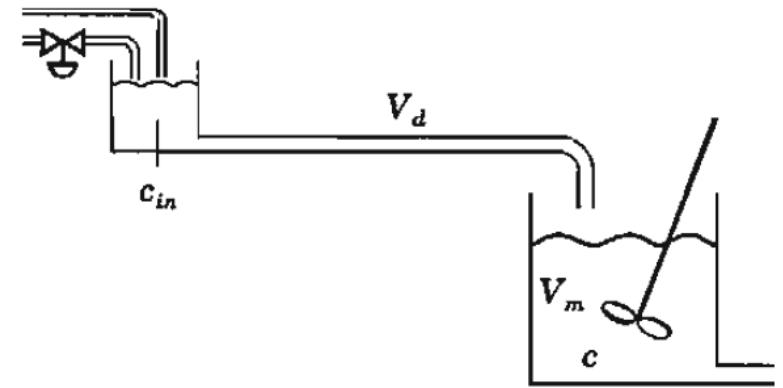
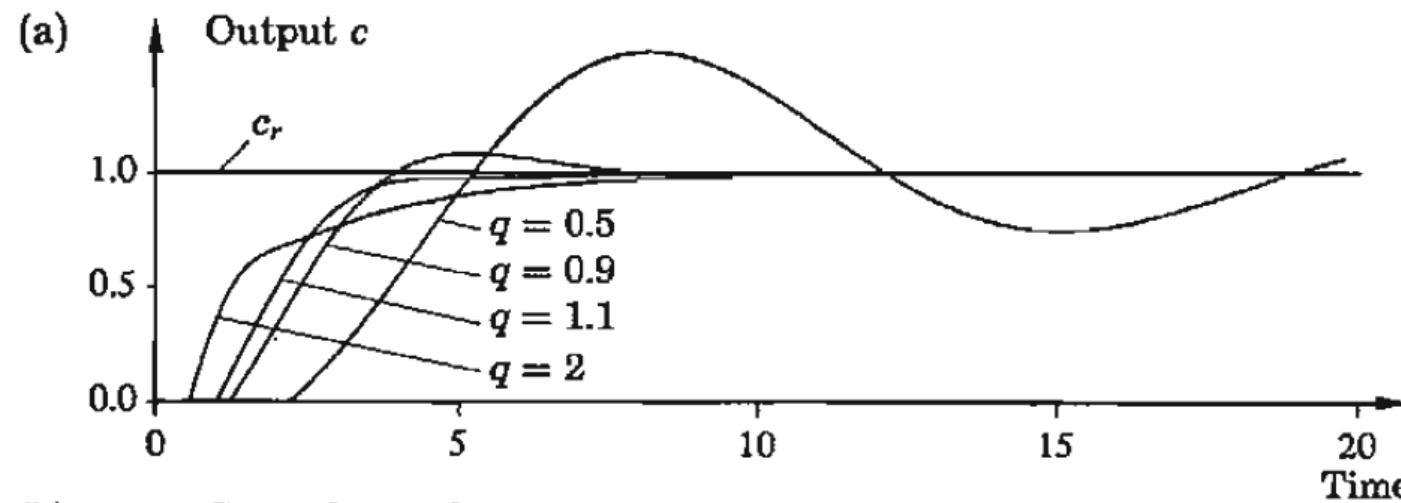
c : concentração no tanque (saída)

V_d : volume do tubo

V_m : volume do tanque

q : fluxo no tanque

Exemplo 5: controle de processos. Dinâmica variável com mudança de taxa de produção (fluxos)



Sintonizar para pior caso - segurança q baixo

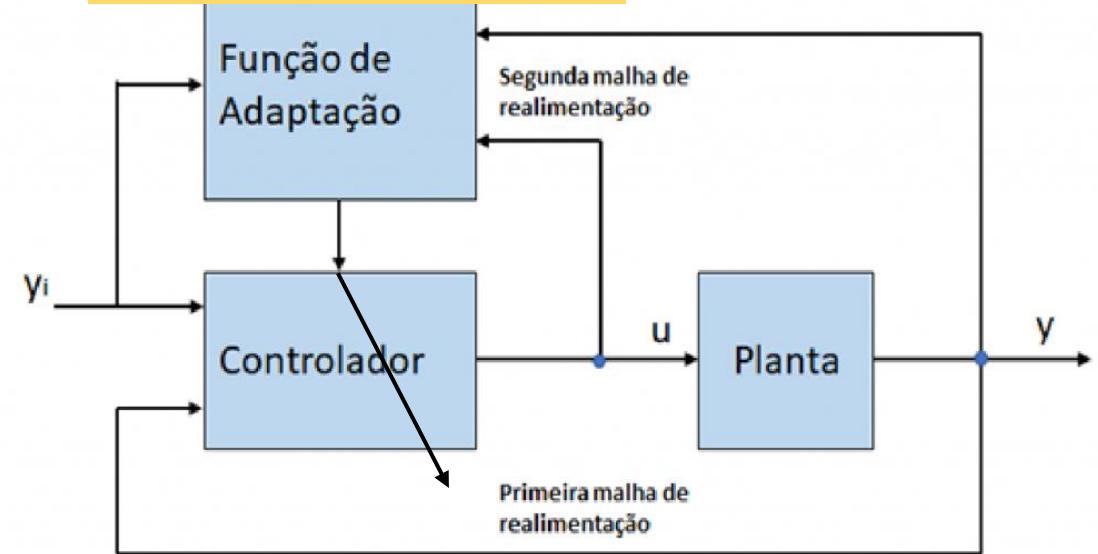
Motivação

- Adaptar:
 - Mudar de comportamento frente a novas circunstâncias
 - Um controlador adaptativo pode alterar seu comportamento face a mudanças na dinâmica do processo e características dos distúrbios
 - Mas uma simples realimentação reduz efeitos de perturbações e incertezas,*logo qual seria a diferença?*
 - Discussões desde 1961, *sem consenso*, mas concluíram que uma malha de realimentação com ganho constante não seria considerado “**adaptativo**”
 - Logo, assume-se um controlador adaptativo **como aquele com parâmetros ajustáveis e um mecanismo de ajuste destes parâmetros**

Motivação

- Adaptação paramétrica torna o sistema geral não linear
- Usualmente a dinâmica de adaptação na segunda malha é mais lenta que a primeira malha

Mecanismo/Algoritmo
de ajuste dos parâmetros
do controlador



- No projeto do controlador para sistemas reais, os parâmetros geralmente variam e/ou o ponto de operação
- O modelo para a planta física representa uma planta nominal, ou seja, é uma aproximação para a planta para uma determinada condição de operação
- O controle adaptativo trata de plantas com parâmetros desconhecidos ou parcialmente conhecidos (conhecidos com incertezas)
- (y) e (u) tem informações sobre as características da planta e são usadas para que o controlador “[aprenda](#)” sobre o comportamento da planta e corrija seus parâmetros – [revisão adaptativo x aprendizagem](#)

Motivação

- X-15 – USAF
- Aeronave experimental – teste de controladores de voo
- Controladores adaptativos associados à evolução da aviação

Mecanismo/Algoritmo
de ajuste dos parâmetros
do controlador



Primeiro voo – 1959 (até 1968)

Introdução

- A operação de uma máquina ao longo do tempo sofre **desgastes**, mesmo que seja feita uma manutenção eficiente da mesma, ou se o ambiente de operação da máquina teve alguma mudança. Em ambos casos, a dinâmica do processo ao longo do tempo pode fazer com que se necessite de ajustes dos parâmetros que o algoritmo de controle utilize para realizar a operação da máquina. Esses ajustes são feitos a partir de uma segunda malha de realimentação. Portanto, o controle adaptativo procura realizar um controle que seja capaz de *modificar seus próprios parâmetros de referência de controle*, para fazer frente às mudanças da dinâmica de sua operação, e com isso, buscar manter o nível desejado de desempenho.

DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS PID

É possível determinar (ou realizar a sintonia) dos parâmetros de controle PID no controlador de forma automática e autoadaptativa.

A **Sintonia Automática** será iniciada sempre por requisição do operador. A **Sintonia Autoadaptativa**, por sua vez, será iniciada pelo próprio controlador sempre que o desempenho de controle piorar.

*Manual do Novus 1200 diferencia **automática** de **autoadaptativa***



Novus 1200 – PID adaptativo

Introdução

SINTONIA AUTOMÁTICA

No início da **Sintonia Automática**, o controlador tem o mesmo comportamento de um controlador Liga/Desliga (controle ON/OFF), aplicando atuação mínima e máxima ao processo.

Ao longo do processo de sintonia, a atuação do controlador será refinada até a sua conclusão, já sob controle PID otimizado.

Caso o operador selecione as opções FAST, FULL, RSLF ou TGHT no parâmetro ATUN, ela iniciará imediatamente.

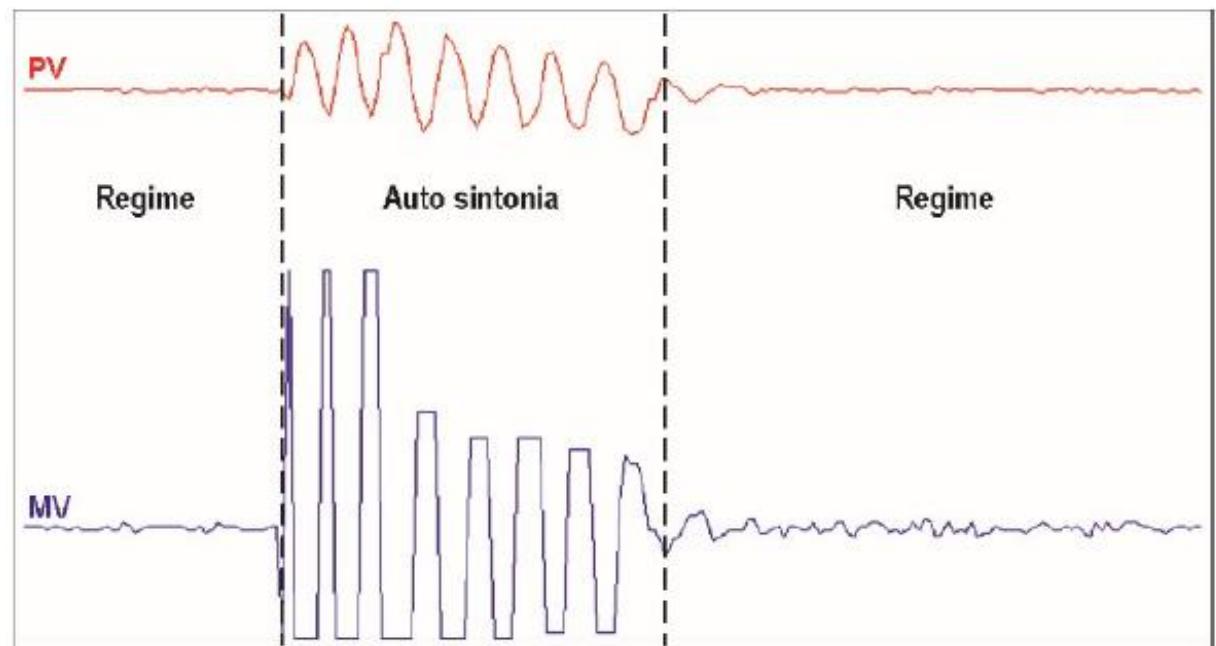


Figura 16 – Exemplo de uma Sintonia Automática

Introdução

SINTONIA AUTOADAPTATIVA

Será iniciada pelo controlador sempre que o desempenho de controle for pior que o encontrado após a sintonia anterior.

Para ativar a supervisão de desempenho e a **Sintonia Autoadaptativa**, deve-se ajustar o parâmetro ATUN para SELF, RSLF ou TGHT.

O comportamento do controlador durante a **Sintonia Autoadaptativa** dependerá da piora de desempenho encontrada. Se o desajuste for pequeno, a sintonia será praticamente imperceptível para o usuário.

Se o desajuste for grande, a **Sintonia Autoadaptativa** será semelhante ao método de **Sintonia Automática**, aplicando uma atuação mínima e máxima ao processo em controle liga/desliga.

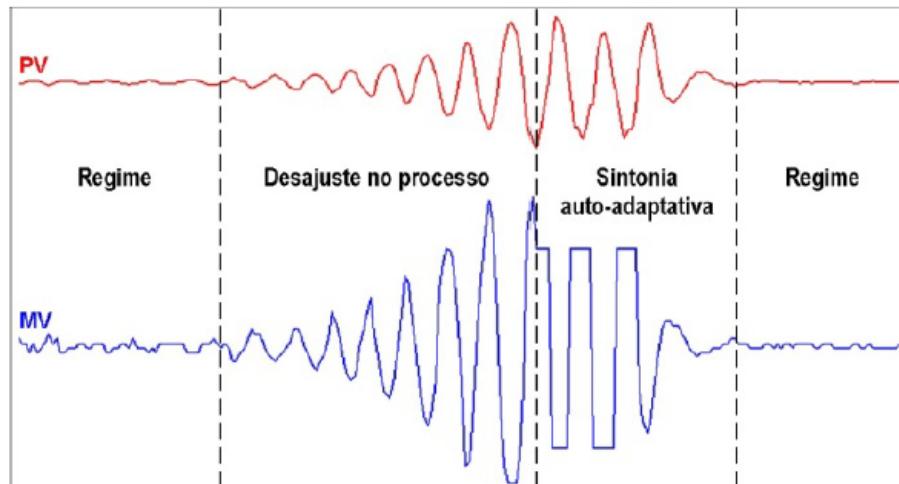


Figura 17 – Exemplo de uma Sintonia Autoadaptativa

Por meio do parâmetro ATUN, o operador pode selecionar o tipo de sintonia desejada:

- **OFF:** O controlador não executa **Sintonia Automática** e nem **Autoadaptativa**. Os parâmetros PID **não** serão automaticamente determinados e **nem** otimizados pelo controlador.
- **FAST:** O controlador realiza o processo de **Sintonia Automática** uma única vez, retornando ao modo OFF ao final. Neste modo, a sintonia será concluída em menor tempo, mas não será tão precisa quanto no modo FULL.



Introdução

- **FULL:** Semelhante ao modo FAST. Neste caso, a sintonia será mais precisa e demorada, resultando em melhor desempenho do controle PID.
- **SELF:** O desempenho do processo será monitorado e o controlador iniciará automaticamente a **Sintonia Autoadaptativa** sempre que o desempenho piorar.
Uma vez que a sintonia esteja completa, se iniciará uma fase de aprendizado. Nela, o controlador coletará informações pertinentes ao processo controlado. Esta fase, cujo tempo será proporcional ao tempo de resposta do processo, será indicada pelo sinalizador **TUNE**, que piscará.
Depois dela, o controlador poderá avaliar o desempenho do processo e determinar a necessidade de uma nova sintonia.
Recomenda-se não desligar o equipamento e não alterar o valor de SP durante esta etapa.
- **rSLF:** Realiza a **Sintonia Automática** e retorna para o modo SELF. Tipicamente utilizado para forçar a **Sintonia Automática** imediata de um controlador que estava operando no modo SELF, retornando a este modo no final.
- **TGHT:** Semelhante ao modo SELF. Neste caso, além da **Sintonia Autoadaptativa**, o controlador também executará a **Sintonia Automática** sempre que for colocado em RUN=YES ou for ligado.

Os métodos de **Sintonia Automática** e **Sintonia Autoadaptativa** são adequados para a grande maioria dos processos industriais. Entretanto, podem existir processos ou mesmo situações específicas onde os métodos que não serão capazes de determinar os parâmetros do controlador de forma satisfatória, resultando em oscilações indesejadas ou mesmo levando o processo a condições extremas.

As próprias oscilações impostas pelos métodos de sintonia podem ser intoleráveis para determinados processos. O operador deve considerar esses possíveis efeitos antes de iniciar o uso do controlador. Devem-se adotar medidas preventivas para garantir a integridade do processo e dos usuários.

O sinalizador **TUNE** permanecerá ligado durante o processo de sintonia.

No caso de saída PWM ou pulso, a qualidade da sintonia dependerá também do tempo de ciclo previamente ajustado pelo usuário.

Caso a sintonia não resulte em controle satisfatório, a **Tabela 8** apresenta orientações sobre como corrigir o comportamento do processo:

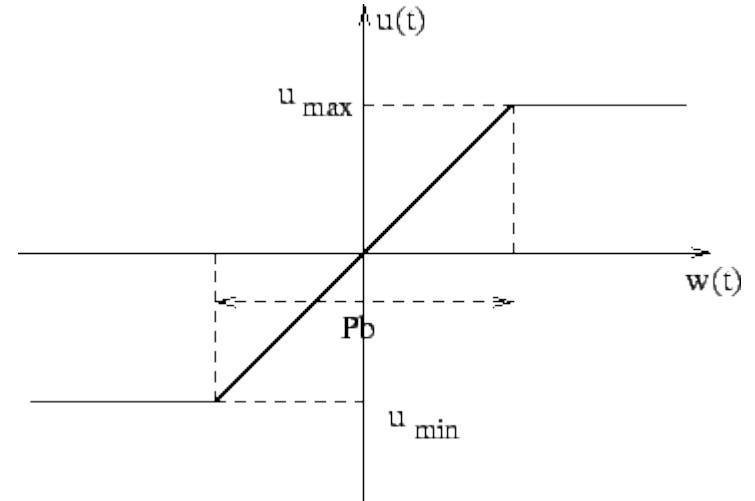
Introdução

PARÂMETRO	PROBLEMA VERIFICADO	SOLUÇÃO
Banda Proporcional	Resposta lenta	Diminuir
	Grande oscilação	Aumentar
Taxa de Integração	Resposta lenta	Aumentar
	Grande oscilação	Diminuir
Tempo Derivativo	Resposta lenta ou instabilidade	Diminuir
	Grande oscilação	Aumentar

Tabela 8 – Orientação para ajuste manual dos parâmetros PID

Regras práticas de ajuste

$$U(s) = K(bU_c(s) - Y(s) + \frac{1}{sT_i}(U_c(s) - Y(s)) - \frac{sT_d}{1 + sT_d/N}Y(s))$$



$$Pb = w_2 - w_1, \quad u_{max} - u_{min} = K P_b$$

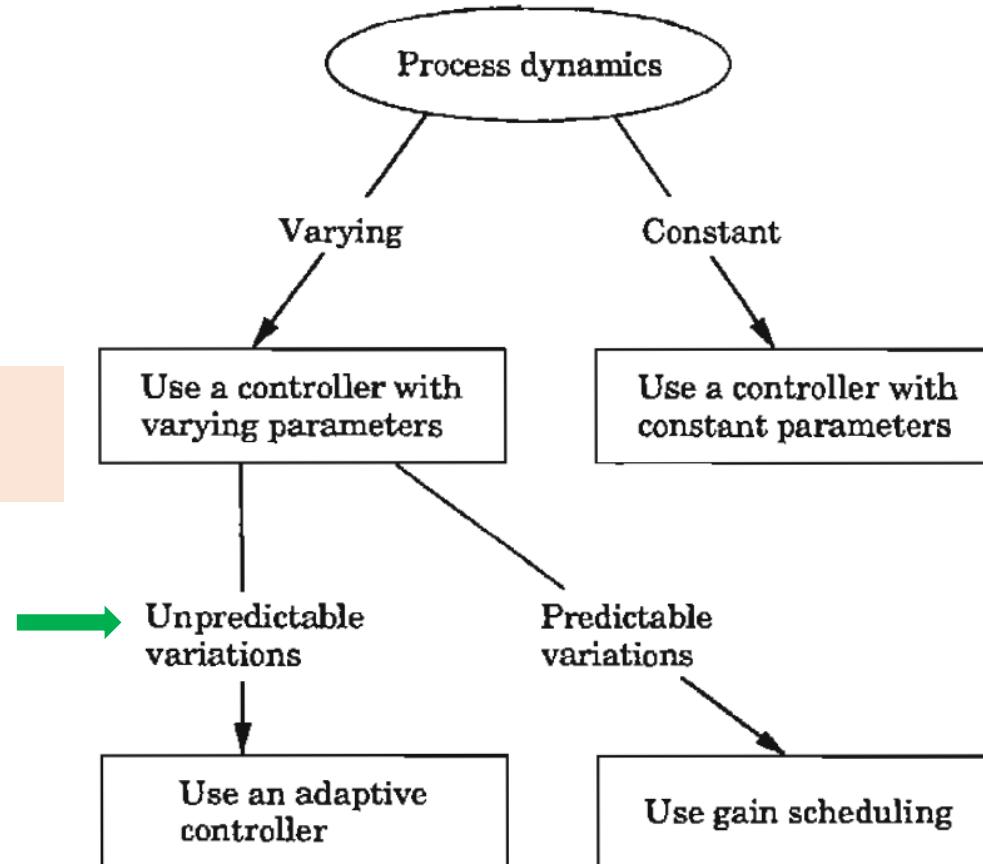
$$w_1 = u_{min}/K, \quad w_2 = u_{max}/K$$

Exemplo 6: detecção de comportamento com acionamento de sintonizador - ADAPTATIVO?
Análise de artigo

<https://folk.ntnu.no/skoge/prost/proceedings/PID-2018/0006.PDF>

Que tipo então de controlador usar?

Continuamente durante
execução ou sob demanda?

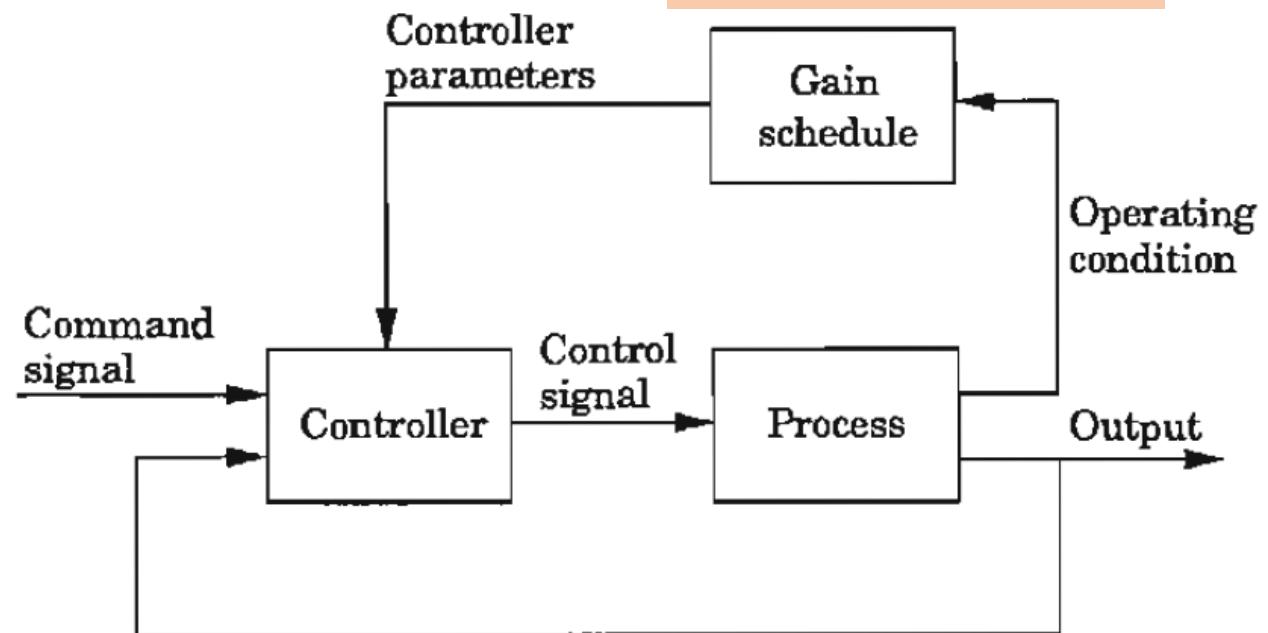


Outras alternativas ao controle adaptativo

- Escalonamento de ganhos

- Necessita da caracterização de N pontos de operação da planta e do projeto dos parâmetros do controlador para cada ponto de operação
- Dados são armazenados numa estrutura de dados (ED) e, a partir de medições auxiliares, um determinado ponto de operação é caracterizado (detectado) e obtidos da ED* o set de parâmetros ED construída off-line (sem realimentação para corrigir programação incorreta da ED)
- Condições não previstas e/ou alterações rápidas e frequentes do ponto de operação pode levar a deterioração do desempenho ou mesmo instabilizar

Medições auxiliares correlacionadas com a dinâmica do sistema



Input A	Input B	Output C
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

*função de mapeamento ou tabela *lookup*

Outras alternativas ao controle adaptativo

- Controle robusto não linear (sistemas com estrutura variável)
 - A estrutura do sistema pode ser alterada por dispositivos de chaveamento

Seja o sistema:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 = x_2 &= f_1(x) \\ \dot{x}_2 = a_1x_1 + a_2x_2 + u &= f_2(x)\end{aligned} \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \end{bmatrix} \quad \dot{x} = f(x)$$

Supor que a dinâmica desejada para o sistema é obtida com trajetórias restritas a uma superfície de chaveamento s

$$s = \{x \in \mathbb{R}^2 | s(x) = cx_1 + x_2 = 0, c > 0\}$$

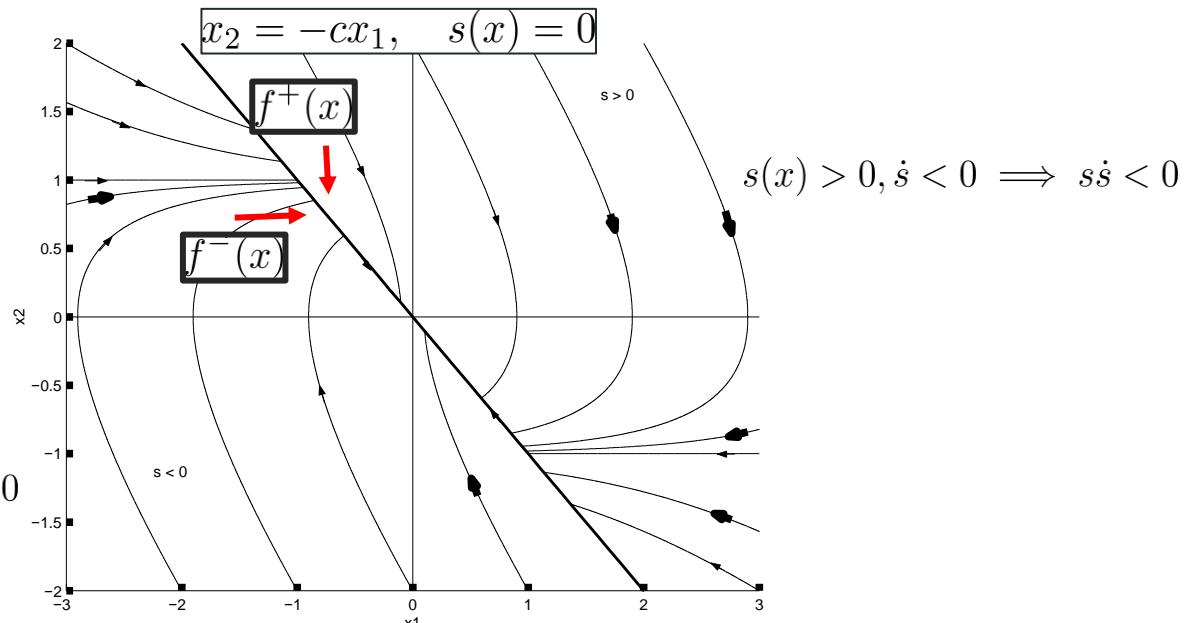
Controle:

$$u(x) = u^+(x), \quad s(x) > 0$$

$$u(x) = u^-(x), \quad s(x) < 0$$

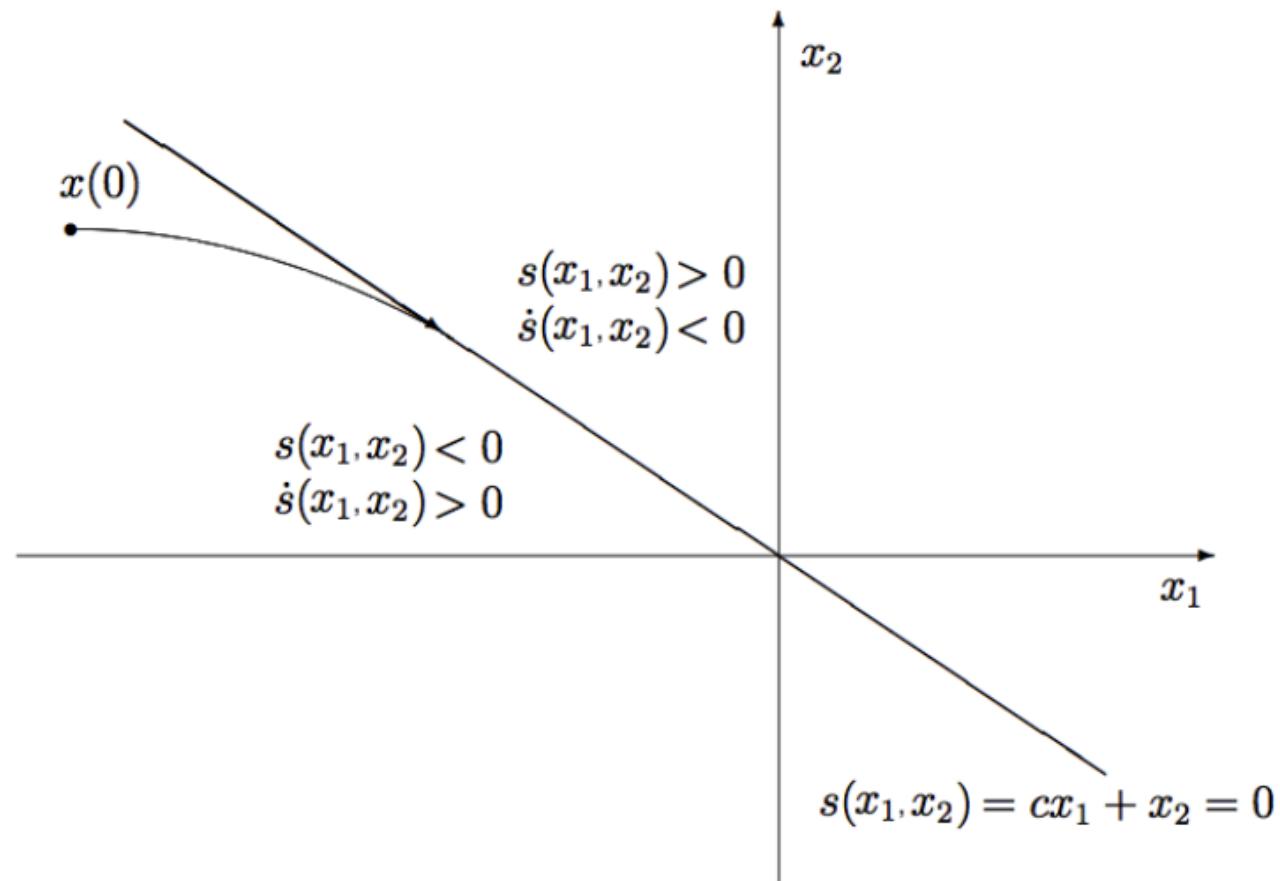
$$\dot{x} = f^+(x), \quad s(x) > 0$$

$$\dot{x} = f^-(x), \quad s(x) < 0 \quad s(x) < 0, \dot{s} > 0 \implies s\dot{s} < 0$$



Outras alternativas ao controle adaptativo

- Controle robusto não linear (sistemas com estrutura variável)
 - A estrutura do sistema pode ser alterada por dispositivos de chaveamento



Outras alternativas ao controle adaptativo

- Controle robusto não linear (sistemas com estrutura variável)

Se a condição $s\dot{s} < 0$ é satisfeita em uma vizinhança de $s(x) = 0$, os campos vetoriais $f^+(x), f^-(x)$ apontam para s nesta vizinhança. Portanto, se uma trajetória alcanças é forçada a deslizar (escorregar ou apresenta um modo deslizante - sliding mode - sobre esta superfície, ou seja, é definido um modo deslizante em s)

Seja o controle u dado por:

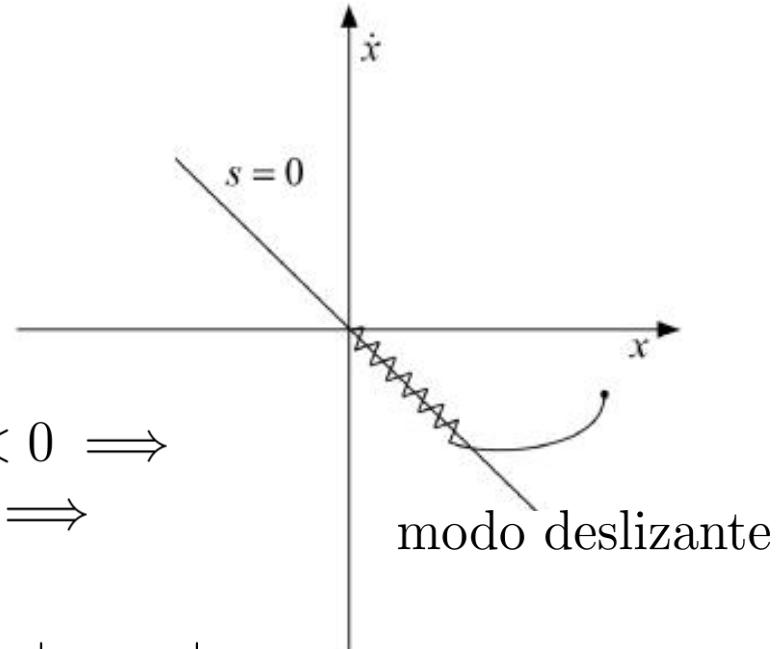
$$u = \theta_1 x_1 + \theta_2 x_2 = \theta^T x$$

$$s = cx_1 + x_2$$

$$\begin{aligned} s\dot{s} < 0 \implies s(cx_2 + \dot{x}_1) < 0 &\implies s[cx_2 + a_1x_1 + a_2x_2 + u] < 0 \implies \\ &\implies s[cx_2 + a_1x_1 + a_2x_2 + \theta_1x_1 + \theta_2x_2] < 0 \implies \\ &\implies s[(\theta_1 + a_1)x_1 + (\theta_2 + a_2 + c)x_2] < 0 \implies \end{aligned}$$

Se tivermos:

$$\theta_1 = -\bar{\theta}_1 \operatorname{sgn}(sx_1), \quad \bar{\theta}_1 > |a_1| \quad \theta_2 = -\bar{\theta}_1 \operatorname{sgn}(sx_2), \quad \bar{\theta}_2 > |a_2 + c|$$



Outras alternativas ao controle adaptativo

- Controle robusto não linear (sistemas com estrutura variável)

Se tivermos: $\theta_1 = -\bar{\theta}_1 \operatorname{sgn}(sx_1)$, $\bar{\theta}_1 > |a_1|$ $\theta_2 = -\bar{\theta}_1 \operatorname{sgn}(sx_2)$, $\bar{\theta}_2 > |a_2 + c|$

$$\implies s\{[-\bar{\theta}_1 \operatorname{sgn}(sx_1) + a_1]x_1 + [-\bar{\theta}_2 \operatorname{sgn}(sx_2) + a_2 + c]x_2\} < 0$$

$$\implies -\bar{\theta}_1|sx_1| + a_1sx_1 - \bar{\theta}_2|sx_2| + (a_2 + c)sx_2 < 0$$

Então, com:

$$\bar{\theta}_1 > |a_1|, \quad \bar{\theta}_2 > |a_2 + c| \implies s\dot{s} < 0$$

No deslizamento ideal a frequência de chaveamento é infinita

No deslizamento real a frequência de chaveamento é finita (chattering)

No deslizamento há uma redução da ordem na dinâmica do sistema, pois na reta de chaveamento:

$$s(x) = 0 \implies cx_1 + x_2 = 0 \implies x_2 = -cx_1$$

$$\dot{x}_1 = x_2 \implies \dot{x}_1 = -cx_1 \implies x_1(t) = e^{-c(t-t_0)}x_1(t-t_0), \quad t_0 \text{ instante onde atinge a reta}$$

Outras alternativas ao controle adaptativo

- Controle robusto não linear (sistemas com estrutura variável)

Se a_1 e a_2 são variantes no tempo e/ou conhecidos com incertezas, temos:

$$\bar{\theta}_1 > \sup_{t \geq 0} |a_1(t)| \quad \bar{\theta}_2 > \sup_{t \geq 0} |a_2(t) + c|$$

OBSERVAÇÃO: regime quase-estacionário (adaptativo): parâmetro deve variar mais lentamente que dinâmica de aprendizado do parâmetro

Problemas: a) medir todas as variáveis de estado; b) chattering (desgaste nos componentes)

Existem soluções com abordagens E/S (vs-mrac etc.) e suavização de chattering

Opção para reduzir relés:

$$\begin{aligned} u &= \theta_1 x_1 + \theta_2 x_2 \\ &= [-\bar{\theta}_1 sgn(sx_1)]x_1 + [-\bar{\theta}_2 sgn(sx_2)]x_2 \implies \\ &= -\bar{\theta}_1 |x_1| sgn(s) - \bar{\theta}_2 |x_2| sgn(s) \implies \\ &= -[\bar{\theta}_1 |x_1| + \bar{\theta}_2 |x_2|] sgn(s) \end{aligned} \quad \begin{aligned} \text{Se } |x_1| \leq k_1, \quad |x_2| \leq k_2 \implies \\ \implies u = -K sgn(s), \quad K > \bar{\theta}_1 |x_1| + \bar{\theta}_2 |x_2| \end{aligned}$$

Outras alternativas ao controle adaptativo

- Neural, fuzzy etc. (inteligente!)



N6400 Controlador/Programador 1/16 DIN



Programação Free-Form

Start Delay

Recuperação após falha de energia

Saídas de evento/programação ativas

Inicialização remota

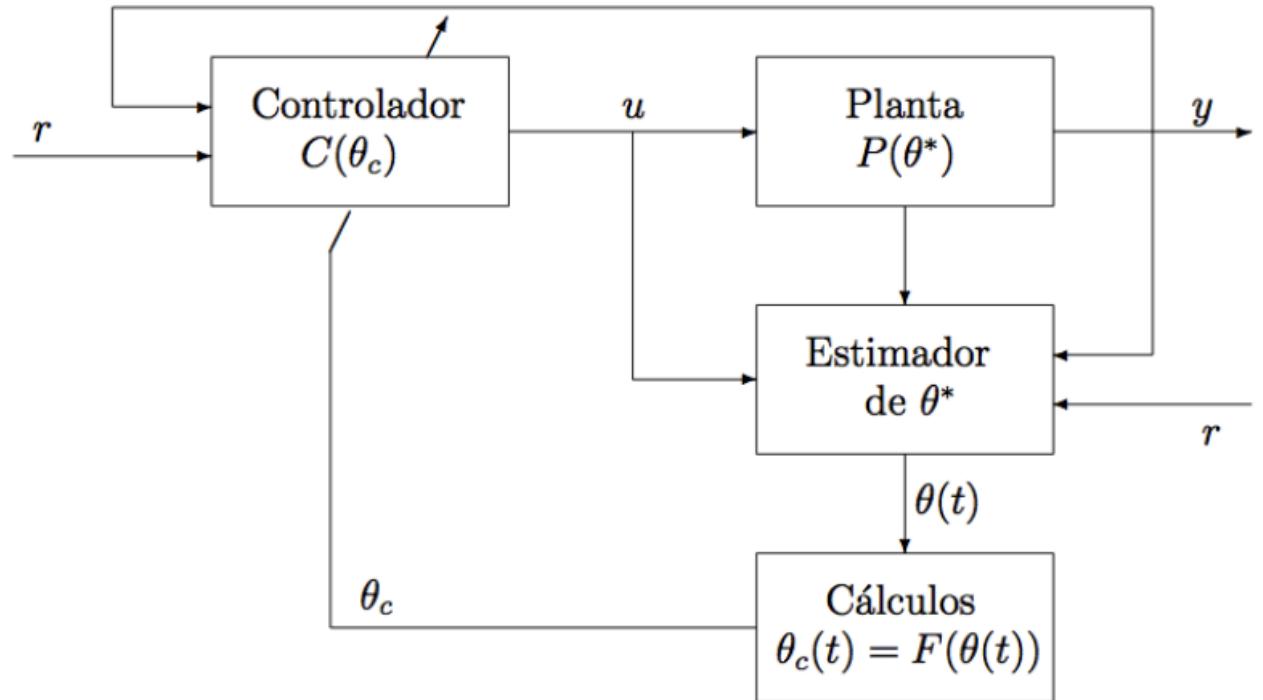
Comunicação Modbus



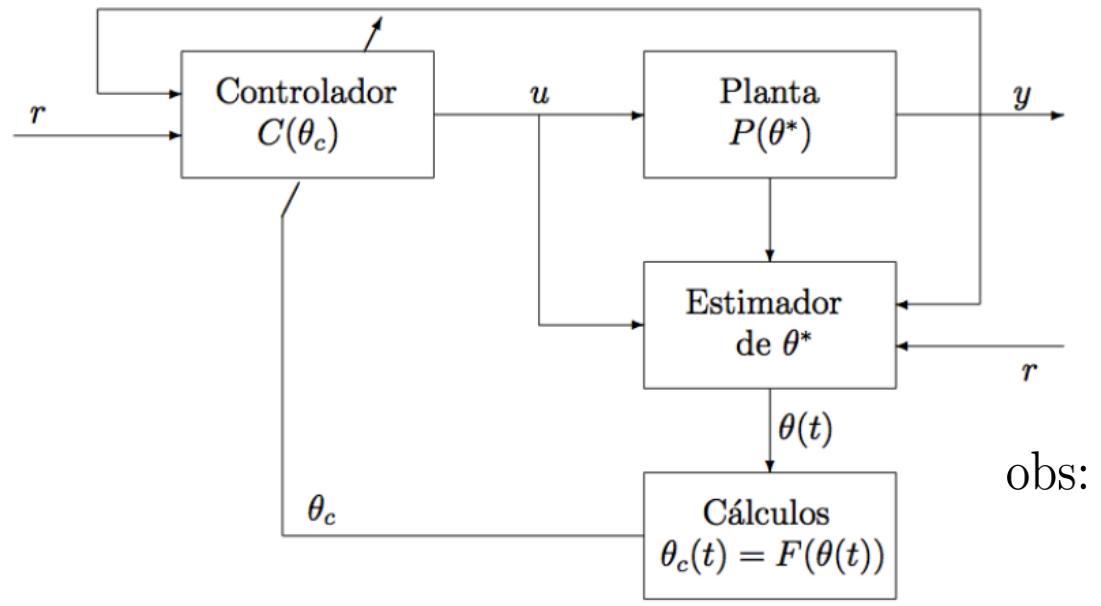
O N6400 é um dos controladores/programadores 1/16 DIN mais poderosos atualmente disponíveis. Ele apresenta nosso comprovado algoritmo de controle de lógica fuzzy RaPID, para um controle mais rápido e preciso. Quatro programas podem ser mantidos na memória.

Estratégias de controle adaptativo

- Um controlador adaptativo é formado pela combinação de um estimador de parâmetros online (adaptação continuamente...) (que fornece estimativas de parâmetros desconhecidos em cada instante) com uma lei de controle cuja motivação é proveniente do caso em que a planta tem parâmetros conhecidos
- **Controle adaptativo INDIRETO:** parâmetros da planta estimados online e usados para o cálculo dos parâmetros do controlador



Estratégias de controle adaptativo



θ^* → parâmetros da planta - coeficientes de $G(s)$
* desconhecidos ou conhecidos com incertezas

$P(\theta^*)$ → modelo da planta

$\theta(t)$ → estimativa para θ^*

$P(\theta(t))$ → modelo da planta com parâmetros estimados

$\theta_c(t)$ → parâmetros do controlador , $\theta_c(t) = F[\theta(t)]$

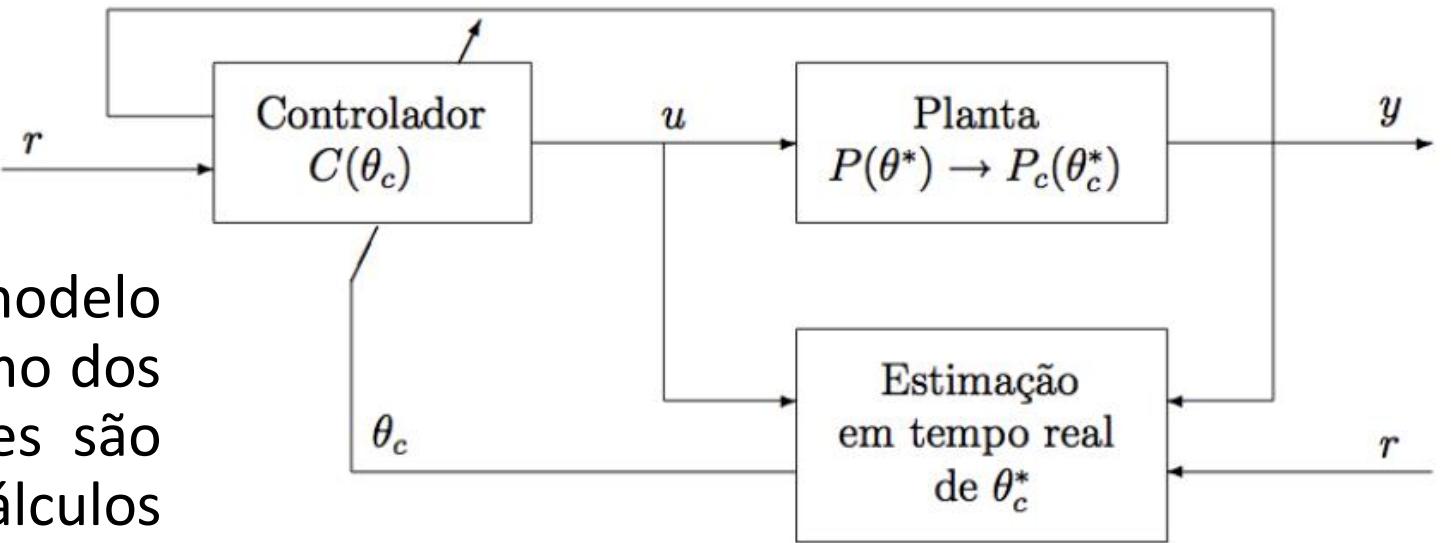
$C(\theta_c(t))$ → modelo do controlador

obs: a forma da lei de controle $C(\theta_c(t))$ e a equação algébrica $\theta_c(t) = F(\theta(t))$ são escolhidas da mesma maneira que $C(\theta_c^*)$ e $\theta_c^* = F(\theta^*)$, quando θ^* é conhecido

Necessário garantir a existência do mapeamento entre $\theta(t)$ e $\theta_c(t)$ para todo instante t

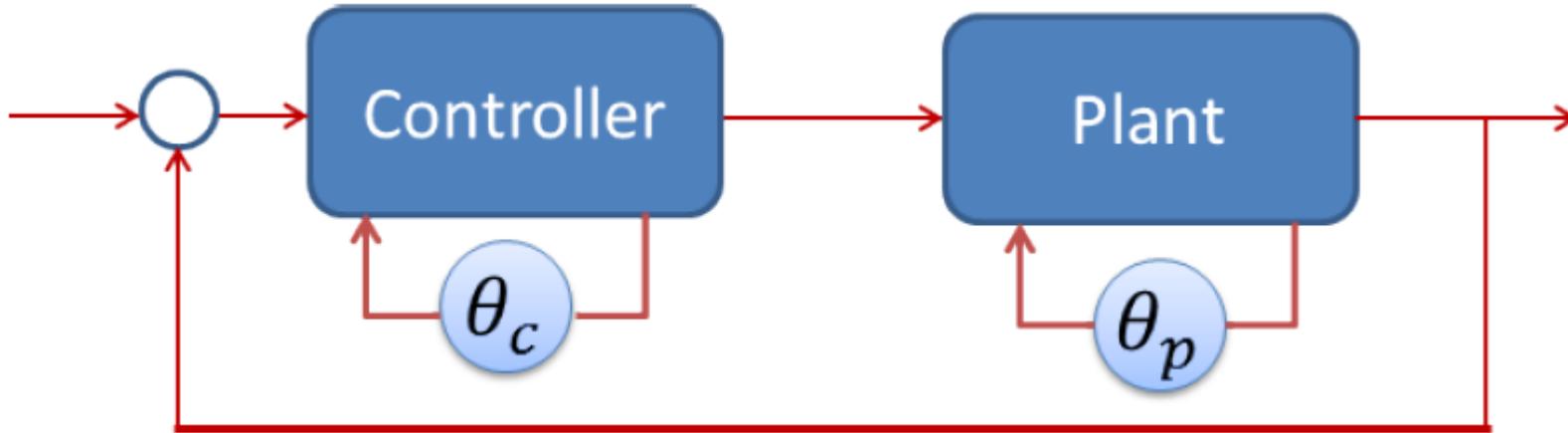
Estratégias de controle adaptativo

- **Controle adaptativo DIRETO:** o modelo da planta é parametrizado em termo dos parâmetros do controlador e estes são estimados diretamente, sem cálculos intermediários envolvendo estimativas dos parâmetros da planta.
 - Restrito à plantas de FASE MÍNIMA



$C(\theta_c^*) \rightarrow$ leva o sistema a atender os requisitos de desempenho
 $P_c(C(\theta_c^*))$ e $P(\theta^*)$ apresentam as mesmas características E/S
 $\theta_c(t) \rightarrow$ estimativa online para θ_c^*
 $P_c(\theta_c^*) \rightarrow$ modelo da planta parametrizado em função de θ_c^*

Estratégias de controle adaptativo



$\theta_p \rightarrow$ parâmetro do modelo da planta, desconhecido

$\theta_c \rightarrow$ parâmetro do controlador

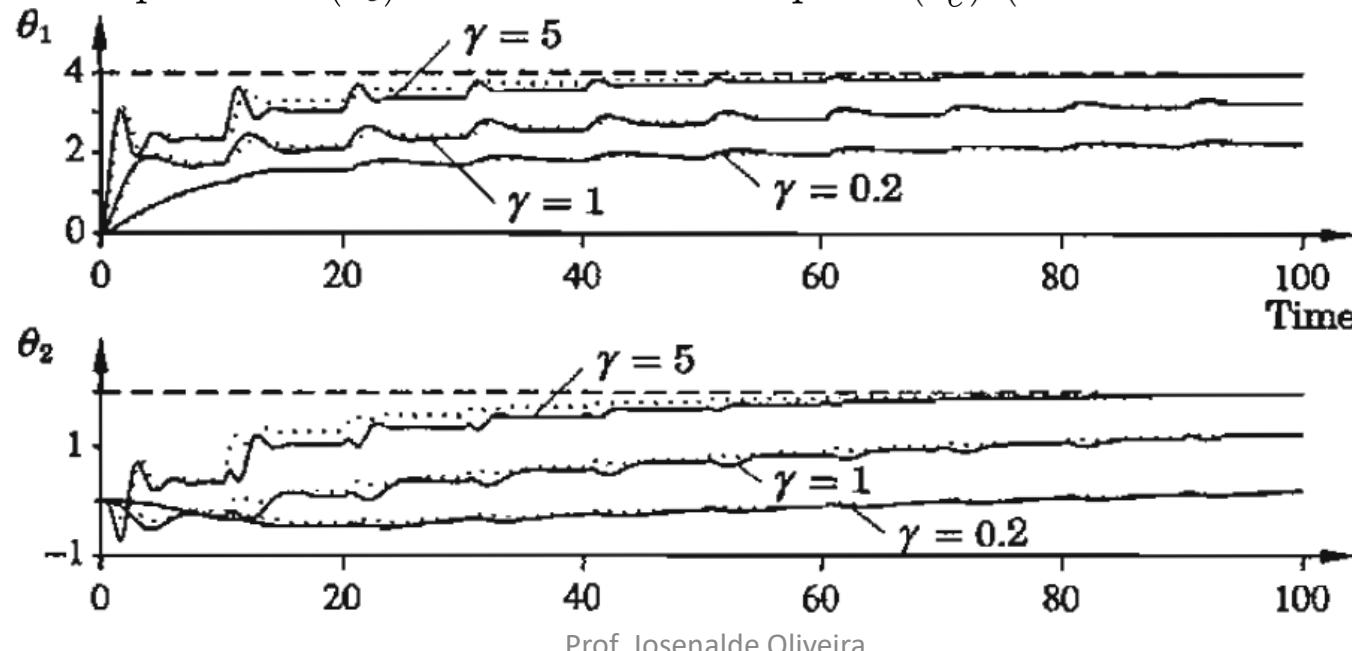
Controle adaptativo indireto: estimar θ_p como $\hat{\theta}_p$. Calcule $\hat{\theta}_c$ usando $\hat{\theta}_p$

Controle adaptativo direto: estimar diretamente θ_c como $\hat{\theta}_c$. Calcule a estimativa da planta $\hat{\theta}_p$ usando $\hat{\theta}_c$

Princípio de Equivalência à Certeza

- Princípio básico em controle adaptativo: o projeto do modelo do controlador trata a estimativa (no caso de controle direto) ou a estimativa da planta (no caso indireto) como se fossem os verdadeiros parâmetros
 - *Princípio de equivalência ad-hoc*

Justificativa: se as estimativas $\theta_c(t)$ e $\theta(t)$ CONVERGEM para os valores verdadeiros θ_c^* , θ^* , respectivamente, o desempenho do controlador adaptativo $C(\theta_c)$ TENDE ao obtido por $C(\theta_c^*)$ (controlador obtido com os parâmetros conhecidos)

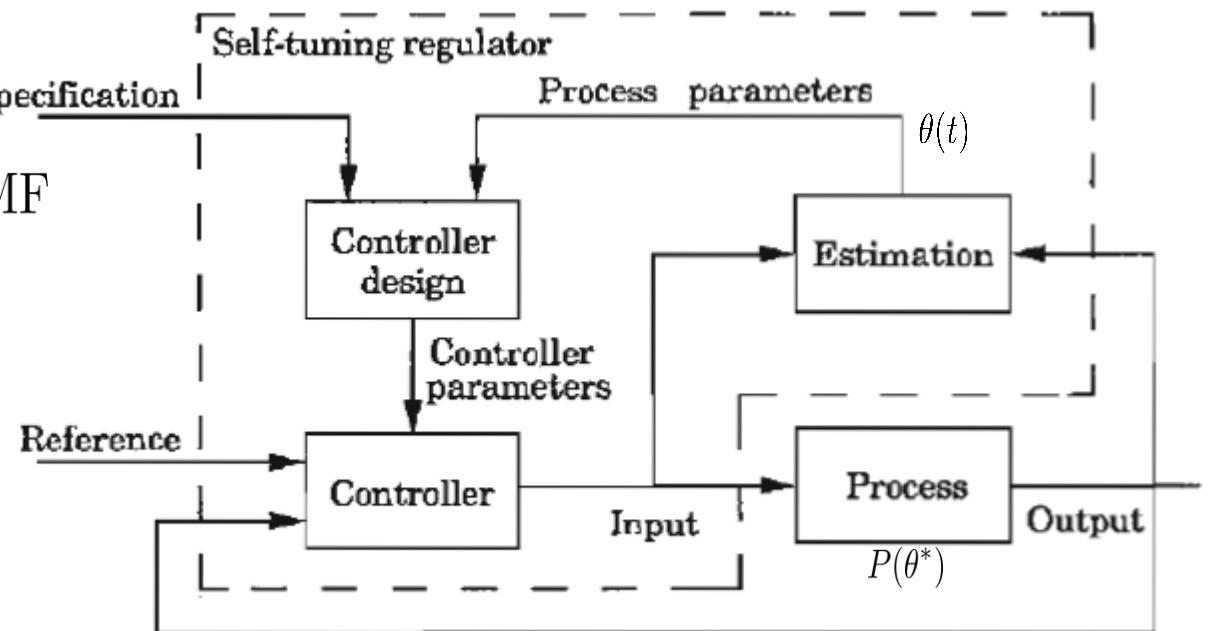


Controlador auto ajustável (STC)

- Ou adaptativo por posicionamento de polos ([APPC](#))
- Inicialmente desenvolvido no caso discreto, em abordagem estocástica para a abordagem indireta
- Requisitos de desempenho especificados pelo posicionamento de polos da planta em malha fechada nos locais desejados

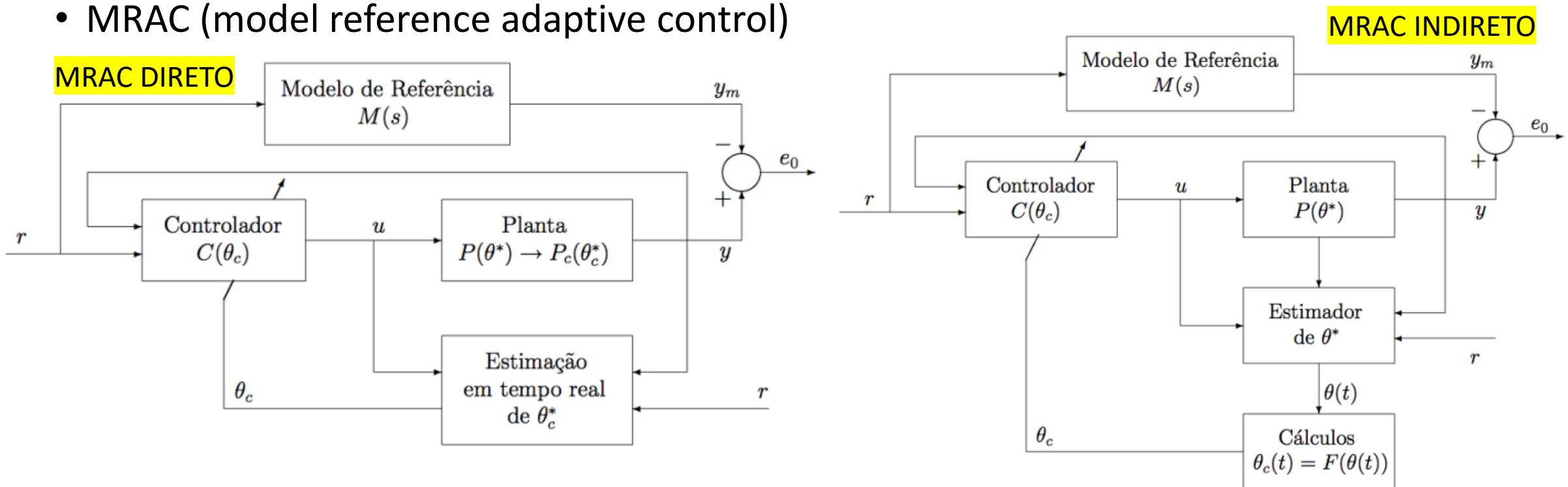
$C(\theta_c^*)$ e θ_c^* escolhidos para atender aos requisitos de MF

Posiciona apenas polos, menos restrições



Controle adaptativo por modelo de referência

- MRAS: modelo de referência especifica os requisitos de desempenho que deseja-se para a planta em malha fechada (model reference adaptive systems)
- MRAC (model reference adaptive control)



$C(\theta_c)$ projetado para que todos os sinais do sistema sejam limitados e a func. de transf. da planta em MF entre r e y seja igual a M condição de matching. Então $\lim_{t \rightarrow \infty} e_0(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) - y_m(t) = 0$

Controle adaptativo por modelo de referência

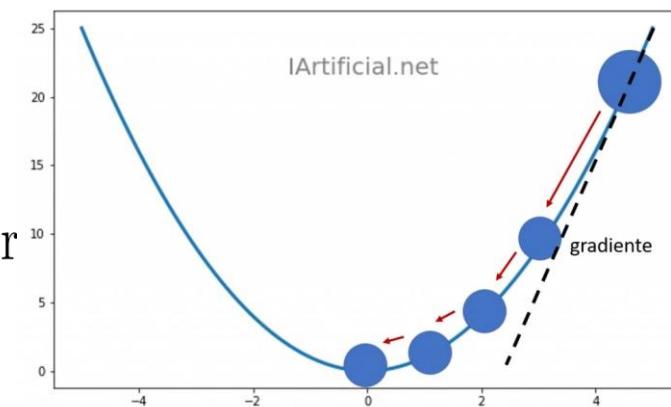
- A condição de “matching” (a realimentação só altera os polos da planta. Deve-se substituir os zeros da planta pelos do modelo de referência) é obtida pelo cancelamento dos zeros da função de transferência P da planta e substituição destes pelos zeros existentes em M. Logo este cancelamento pode ser numericamente impreciso, restringindo a operação a plantas de fase mínima
- Ideia de estimação base remonta ao início da década de 60: regra MIT
 - Vista como um gradiente para minimizar o erro quadrático entre a planta e o modelo de referência

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma e_0 \frac{\partial e_0}{\partial \theta} \quad e_0 = y - y_m \rightarrow \text{erro de rastreamento do modelo de referência}$$

$\theta \rightarrow \text{parâmetro do controlador}$

$\frac{\partial e_0}{\partial \theta} \rightarrow \text{sensibilidade do erro em relação ao parâmetro do controlador}$
 $\text{obtida por aproximações}$

$\gamma \rightarrow \text{taxa de adaptação}$



- Estimador de parâmetro ‘online’ introduz uma não linearidade multiplicativa que torna o sistema em malha fechada não linear e, frequentemente, variante no tempo.

Métodos de estimação

- Métodos de sensibilidade: são usados para projetar a lei adaptativa de maneira que a estimativa dos parâmetros sejam ajustados em uma direção que minimize uma certa função de desempenho. A lei adaptativa é dirigida pela derivada parcial (sensibilidade) da função de desempenho em relação aos parâmetros estimados, multiplicada por um sinal de erro que caracteriza a diferença entre o comportamento real e o desejado
- Ex. MRAC direto

$$e_0 = y - y_m$$

$$\text{Se } \theta_c = \theta_c^* \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} e_0(t) = 0$$

$$\text{Quando } e_0 \neq 0 \Rightarrow \theta_c \neq \theta_c^*$$

$$y(\theta_c) \Rightarrow e_0(\theta_c), \text{ pois } y_m \text{ não depende de } \theta_c$$

Para que $e_0 \rightarrow 0$, ajusta-se θ_c em uma direção que minimize uma função de custo do erro de saída e_0
Procura-se sempre usar funções convexas, que sempre possuem mínimo global

$$\text{Seja } J(\theta_c) = \frac{e_0^2(\theta_c)}{2} > 0$$

Métodos de estimação

- Método do gradiente

Seja $J(\theta_c) = \frac{e_0^2(\theta_c)}{2} > 0$

$$\dot{\theta}_c = -\gamma \nabla J(\theta_c) = -\gamma e_0 \nabla e_0(\theta_c), \text{ onde } \nabla e_0(\theta_c) = \begin{bmatrix} \frac{\partial e_0}{\partial \theta_{c1}} \\ \vdots \\ \frac{\partial e_0}{\partial \theta_{cn}} \end{bmatrix}, \quad \theta_c = \begin{bmatrix} \theta_{c1} \\ \vdots \\ \theta_{cn} \end{bmatrix}$$

Mas $\nabla e_0(\theta_c) = \nabla y(\theta_c) \implies \dot{\theta}_c = -\gamma e_0 \nabla y(\theta_c), \gamma > 0$ (ganho adaptativo)

$\frac{\partial y}{\partial \theta_{ci}}, \quad i = 1, \dots, n \rightarrow$ sensibilidade de y em relação aos elementos de θ_c

Se $J(\theta_c)$ é uma função convexa, J tem um mínimo global que satisfaz $\nabla y(\theta_c) = 0$ e, então $\dot{\theta}_c = 0$ e a adaptação para

Problema: a implementação de $\dot{\theta}_c$ requer a geração on-line da sensibilidade de $\nabla y(\theta_c)$ que depende dos parâmetros da planta (desconhecidos). Portanto, $\nabla y(\theta_c)$ não é disponível. Uma solução é utilizar aproximação para a sensibilidade

Regra do MIT: substituição dos parâmetros desconhecidos por suas estimativas on-line. Só se garante estabilidade local para o ganho adaptativo γ e o sinal de referência r pequenos