107484 – Controle de Processos

Aula: Sintonia de Controladores PID

Prof. Eduardo Stockler

Departamento de Engenharia Elétrica

Universidade de Brasília

UnB

1º Semestre 2015

Sintonia de Controladores

- Características Desejáveis do Controlador

1. Resposta Rápida
2. Rejeição adequada a perturbações
3. Insensível a erros de modelagem e erros de medição
4. Evitar ação de controle excessiva
5. Adequado sob uma larga faixa de condições operacionais

- Objetivos conflitantes → sintonia de compromisso
- Esta sintonia pode ser conduzida de acordo com:

1. Correlações para sintonia (FOPDT)
2. Síntese baseada em modelo (obs.: análise de estabilidade da FTMF, $1 + G_c(s)G(s) = 0$, não garante a qualidade do controle)
3. Simulações sucessivas
4. Resposta Frequencial
5. Sintonia no campo

Escolha da estrutura do controlador

Considerações qualitativas

- Uso do controlador PI:
  - ação

Escolha da estrutura do controlador

I. Método sistemático

1. Defina um critério de desempenho
2. Para cada uma das estruturas (P, PI e PID) cálcule o valor ótimo do critério escolhido
3. Selecione o controlador que formence melhor desempenho

Escolha da estrutura do controlador

II. Método empírico

Para Processos Estáveis

τ / θ	<2	2 a 5	5 a 10	10 a 20	>20
Tipos de Controles	cascata, antecipatório e controle especiais	PID	PI	P	ON-OFF

Para Processos Instáveis

$K \cdot \theta$	> 0,5	0,5 a 0,2	0,2 a 0,1	0,1 a 0,05	< 0,05
Tipos de Controles	cascata, antecipatório e controle especiais.	PID	PI	P	ON-OFF

Fonte: *Fundamentos de Controle de Processos*, Senai, ES, 1999

Escolha da estrutura do controlador

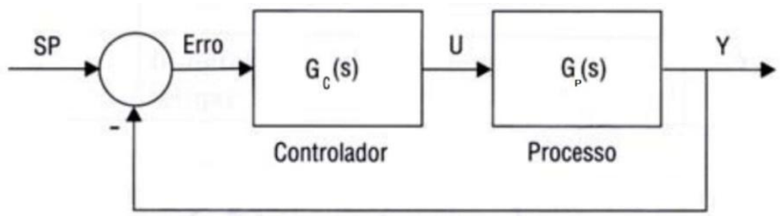
II. Método empírico

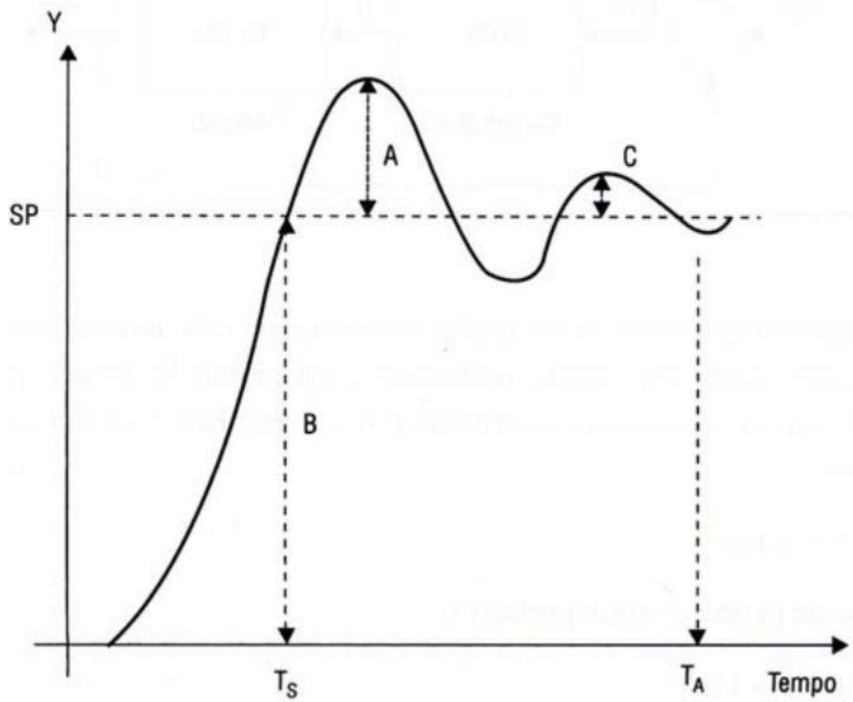
Starting PID Settings For Common Control Loops

Loop Type	PB %	Integral min/rep	Integral rep/min	Derivative min	Valve Type
Flow	50 to 500	0.005 to 0.05	20 to 200	none	Linear or Modified Percentage
Liquid Pressure	50 to 500	0.005 to 0.05	20 to 200	none	Linear or Modified Percentage
Gas Pressure	1 to 50	0.1 to 50	0.02 to 10	0.02 to 0.1	Linear
Liquid Level	1 to 50	1 to 100	0.1 to 1	0.01 to 0.05	Linear or Modified Percentage
Temperature	2 to 100	0.2 to 50	0.02 to 5	0.1 to 20	Equal Percentage
Chromatograph	100 to 2000	10 to 120	0.008 to 0.1	0.1 to 20	Linear

These settings are rough, assume proper control loop design, ideal or series algorithm and do not apply to all controllers.
(From *Process Control Systems (Shinskey) p.99 and Tuning and Control Loop Performance (McMillan) p 39)*

Resposta Sistema em Malha Fechada





- Métodos baseados em critérios da resposta transiente (domínio do tempo)
- Alguns critérios de desempenho:
  - Menor sobrevalor (“A/B”) possível
  - Razão de declínio (“C/A”) igual a certo valor
  - Menor tempo de subida (T_S) possível
  - Menor tempo de acomodação 5% (T_A) possível
  - Mínima energia ou atuação da MV
  - Índices de desempenho

Índices de Desempenho

Índice de Desempenho	Descrição	Expressão
IAE	Integral do módulo do erro	$\int \lvert e(t) \rvert \, dt$
ISE	Integral dos erros ao quadrado	$\int e^2(t) \, dt$
ITAE	Integral do módulo do erro vezes o tempo	$\int t \, \lvert e(t) \rvert \, dt$

- Robustez
  - Pólos da FT de MF no semiplano esquerdo para todos os possíveis modelos

- Estrutura adotada para o controlador PID:

$$G_c(s) = K_P\left(1 + \frac{1}{sT_I} + T_D s\right)$$

Método Ziegler e Nichols (MF)

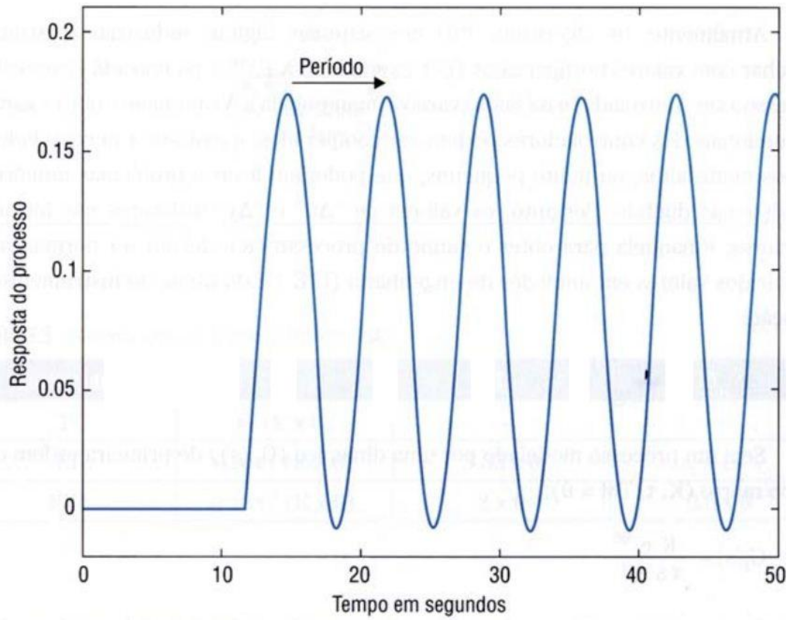
- Método em Malha Fechada
  - Aumenta-se K_P (controlador P) até K_U ⇒ resposta oscilatória de amplitude constate (período P_U)
  - Critério: razão de declínio igual a 1/4

Controlador	K_P	T_I	T_D
P	$0.5\ K_U$	–	–
PI	$0.45\ K_U$	$P_U/1.2$	–
PID	$0.6\ K_U$	$P_U/2$	$P_U/8$

[Ziegler e Nichols, 1942]

Método Ziegler e Nichols (MF)

- Ex.: $G_p(s) = \frac{0.5}{5s+1} e^{-2s}$
  - Aumenta-se K_P até 9.25 (K_U) e altera-se o SP para 0.1 em t=10s. Observou-se $P_U \cong 7.1s$



Da tabela,

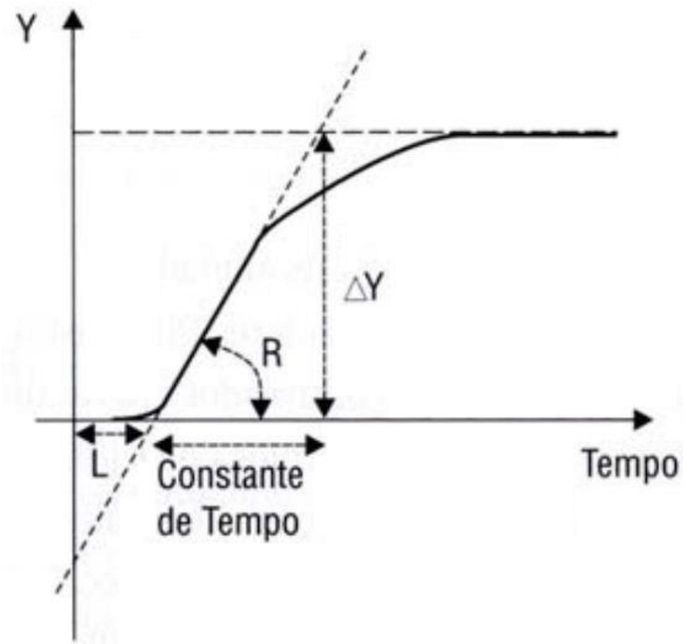
$K_P = 5.55;$
$T_I = 3.55;$
$T_D = 0.88;$

- Teste pode levar sistema a condição operacional insegura
- Não muito utilizado na indústria

Método Ziegler e Nichols (MA)

- Método em Malha Aberta

Seja $G_P(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s+1}$ ⇒ resposta em MA



Como visto,

$$K = \frac{\Delta y(\%)}{\Delta u(\%)}, \quad \Delta y(\%) = \frac{\Delta y\ (U.E.)}{Faixa}$$

e τ e θ a partir do gráfico ou outros métodos.

Método Ziegler e Nichols (MA)

Controlador	K_P	T_I	T_D
P	$\tau/(K \times \theta)$	—	—
PI	$0.9\ \tau/(K \times \theta)$	$3.33 \times \theta$	—
PID	$1.2\ \tau/(K \times \theta)$	$2 \times \theta$	$0.5 \times \theta$

[Ziegler e Nichols, 1943]

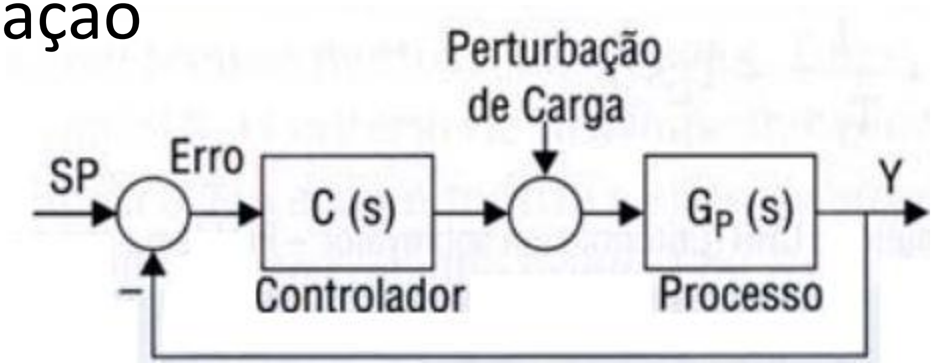
Considerações:

- K_P é inversamente proporcional a K
- K_P é inversamente proporcional a θ/τ (*fator de incontrolabilidade do processo*)
- Quanto maior θ o controlador deve esperar mais para repetir a ação proporcional
- Segundo Z&N ⟹ $0.1 \leq \theta/\tau \leq 0.3$
- Segundo [Rivera et al., 86] ⟹ $0.2 \leq \theta/\tau \leq 0.4$
- Instável para $\theta/\tau > 4$
- Desenvolvido para controladores analógicos, se T_a significativo a razão de declínio será maior do que ¼ ⟹ $\theta' = \theta + T_a/2$
- Pode ser instável devido a erros de modelagem, MIMO, não-linearidade
- Para aumentar a robustez, sugere-se diminuir os ganhos propostos por Z&N

Método CHR

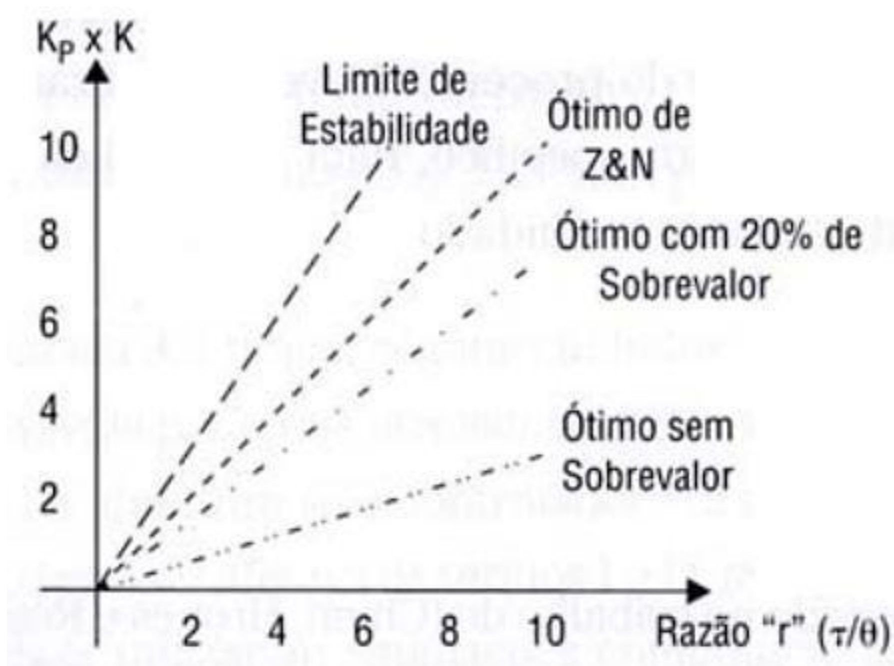
- Proposto por [Chien, Hrone e Reswick, 1952]
- Critérios:
  - Resposta mais rápida possível sem sobrevalor
  - Resposta mais rápida possível com 20% de sobrevalor
- Aplicados para:
  - Problema servo
  - Problema de regulação

$$G_P(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$$



Método CHR

Comparação CHR *vs* Z&N:



- Critério "Ótimo sem sobrevalor" ⟹ robusto (utilizado em plantas industriais)
    - Mais longe da instabilidade
    - Absorve variações na dinâmica do processo
        - Não-linearidades, desgate dos equipamentos, etc

Método CHR

- Tabela para o critério:
  - Resposta mais rápida possível sem sobrevalor

1. Problema servo

Controlador	K_P	T_I	T_D
P	$\frac{0.3 \times \tau}{K \times \theta}$	—	—
PI	$\frac{0.35 \times \tau}{K \times \theta}$	$1.16 \times \tau$	—
PID	$\frac{0.6 \times \tau}{K \times \theta}$	τ	$\frac{\theta}{2}$

2. Problema de Regulação

Controlador	K_P	T_I	T_D
P	$\frac{0.3 \times \tau}{K \times \theta}$	—	—
PI	$\frac{0.6 \times \tau}{K \times \theta}$	$4 \times \theta$	—
PID	$\frac{0.95 \times \tau}{K \times \theta}$	$2.375 \times \theta$	$0.421 \times \theta$

Método CHR

- Tabela para o critério:
  - Resposta mais rápida possível com 20% sobrevalor

1. Problema servo

Controlador	K_P	T_I	T_D
P	$\frac{0.7 \times \tau}{K \times \theta}$	—	—
PI	$\frac{0.6 \times \tau}{K \times \theta}$	τ	—
PID	$\frac{0.95 \times \tau}{K \times \theta}$	$1.357 \times \tau$	$0.473 \times \theta$

Método de Cohen e Coon (CC)

- Baseado em [Cohen e Coon, 1953]
- Sintonia de PID para processos com tempo morto mais elevados ($\theta/_{\tau} > 0.3$)
- Critério: razão de declínio igual a ¼
- Processos FOPDT

$$G_P(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$$

- Considerações
  - Segundo [Rivera et al., 86] ⇒ $0.6 \leq \theta/_{\tau} \leq 4.5$
  - Robustez ruim para $\theta/_{\tau} \leq 2$
  - Sintonias agressivas ⇒ na prática diminuir inicialmente os ganhos e ir aumentando

Método de Cohen e Coon (CC)

	K_P	T_I	T_D
P	$\left(1.03 + 0.35 \times \left(\frac{\theta}{\tau}\right)\right) \times \frac{\tau}{K \times \theta}$	—	—
PI	$\left(0.9 + 0.083 \times \left(\frac{\theta}{\tau}\right)\right) \times \frac{\tau}{K \times \theta}$	$\frac{\left(0.9 + 0.083 \times \left(\frac{\theta}{\tau}\right)\right)}{\left(1.27 + 0.6 \times \left(\frac{\theta}{\tau}\right)\right)} \times \theta$	—
PID	$\left(1.35 + 0.25 \times \left(\frac{\theta}{\tau}\right)\right) \times \frac{\tau}{K \times \theta}$	$\frac{\left(1.35 + 0.25 \times \left(\frac{\theta}{\tau}\right)\right)}{\left(0.54 + 0.33 \times \left(\frac{\theta}{\tau}\right)\right)} \times \theta$	$\frac{0.5 \times \theta}{\left(1.35 + 0.25 \times \left(\frac{\theta}{\tau}\right)\right)}$

Método da Integral do Erro

- Proposto por [Lopez et al., 1967] (regulação) e [Rovira et al., 1969] (servo)
- Critérios usados na prática (em um horizonte de tempo finito)

Índice de Desempenho	Descrição	Expressão
IAE	Integral do módulo do erro	$\int \lvert e(t) \rvert \, dt$
ITAE	Integral do módulo do erro vezes o tempo	$\int t \, \lvert e(t) \rvert \, dt$

  - ITAE: menos sensível a erros que ocorrem logo após a perturbação (penaliza *off-set*)
  - Processos FOPDT

$$G_P(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$$

Método da Integral do Erro

- Problema de otimização (sintonias que minimizam a integral) e regressão (faixa de análise $0 \leq \theta/_{\tau} \leq 1$)
- Problema regulação [Lopez et al., 1967]

$$K_P = \frac{1}{K} \times \left(A \times \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{B} \right) \qquad T_I = \frac{\tau}{\left(C \times \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{D} \right)} \qquad T_D = \tau \times \left(E \times \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{F} \right)$$

Controlador	Critério	A	B	C	D	E	F
PI	IAE	0.984	–0.986	0.608	–0.707	—	—
PI	ITAE	0.859	–0.977	0.674	–0.68	—	—
PID	IAE	1.435	–0.921	0.878	–0.749	0.482	1.137
PID	ITAE	1.357	–0.947	0.842	–0.738	0.381	0.995

Método da Integral do Erro

- Problema de otimização (sintonias que minimizam a integral) e regressão (faixa de análise $0 \leq \theta/_{\tau} \leq 1$)
- Problema servo [Rovira et al., 1969]

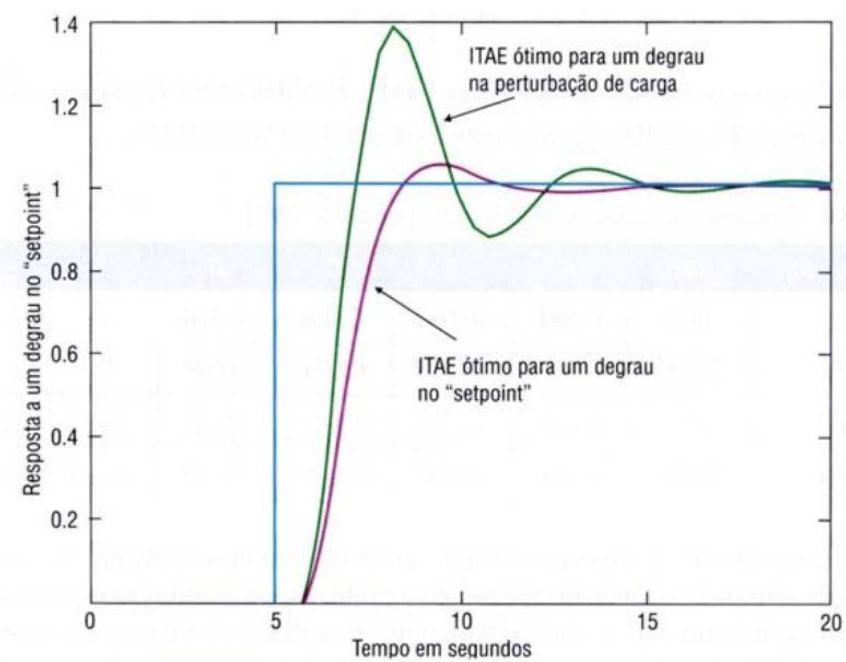
$$K_P = \frac{1}{K} \times \left(A^* \times \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{B^*} \right) \qquad T_I = \frac{\tau}{\left(C^* + D^* \times \left(\frac{\theta}{\tau} \right) \right)} \qquad T_D = \tau \times \left(E^* \times \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{F^*} \right)$$

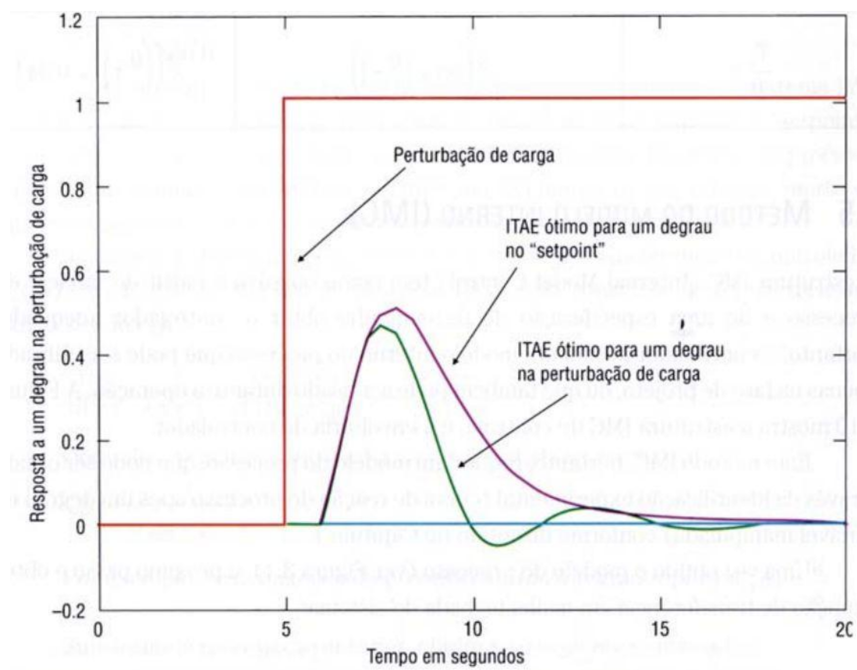
Controlador	Critério	A^*	B^*	C^*	D^*	E^*	F^*
PI	IAE	0.758	–0.861	1.02	–0.323	—	—
PI	ITAE	0.586	–0.916	1.03	–0.165	—	—
PID	IAE	1.086	–0.869	0.740	–0.130	0.348	0.914
PID	ITAE	0.965	–0.850	0.796	–0.147	0.308	0.929

Método da Integral do Erro

Exemplo: Seja $G_P(s) = \frac{1e^{-s}}{2s+1}$ e um controlador PI

- Pela tabela do problema de regulação (degrau perturbação)
  $K_P = 1.691$ e $T_I = 1.852$
- Pela tabela do problema servo (degrau SP)
  $K_P = 1.106$ e $T_I = 2.111$ (mais suave/ robusto)





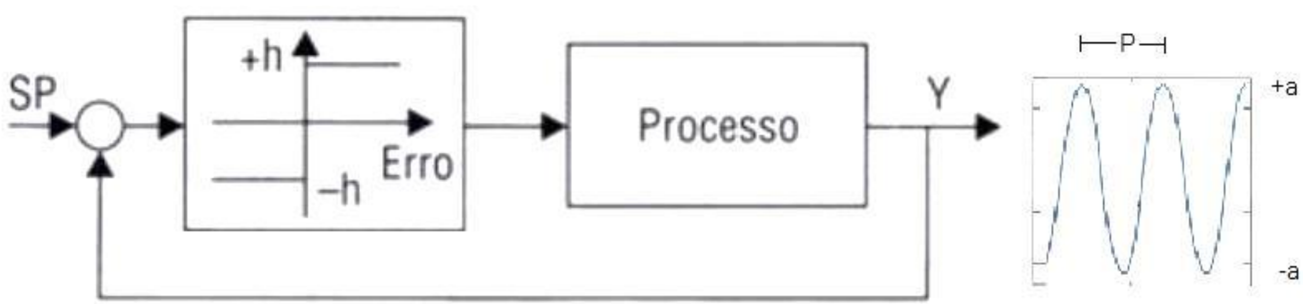
Método da Integral do Erro

- [Tavakoli e Tavakoli, 2003] ⟶ algoritmo genético para sintonia ótima (ISE, IAE, ITAE)

Fator Adimensional	IAE	ITAE
$K_P \times K =$	$1 \Big/ \left(\left(\theta/\tau\right) + 0.2 \right)$	$0.8 \Big/ \left(\left(\theta/\tau\right) + 0.1 \right)$
$\dfrac{T_I}{\theta} =$	$\left(0.3 \times \left(\theta/\tau\right) + 1.2\right) \Big/ \left(\left(\theta/\tau\right) + 0.08 \right)$	$0.3 + \left(1 \Big/ \left(\theta/\tau\right) \right)$
$\dfrac{T_D}{\theta} =$	$1 \Big/ \left(90 \times \left(\theta/\tau\right) \right)$	$0.06 \Big/ \left(\left(\theta/\tau\right) + 0.04 \right)$

Método dos Relés em Malha Fechada

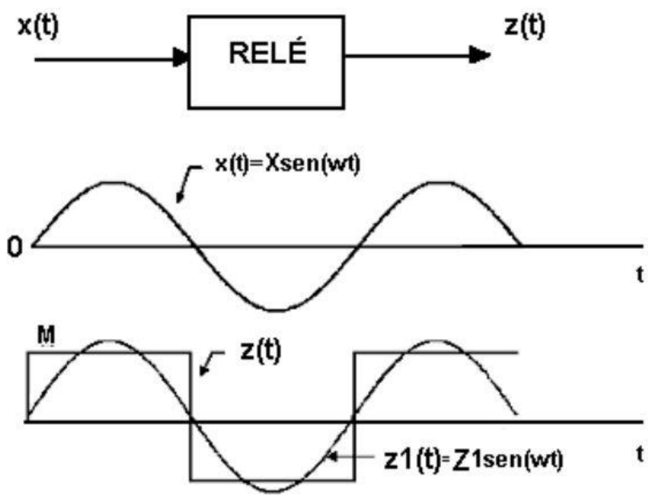
- [Astrom & Hagglund, 1984] Método em MF: provoca oscilações limitadas e controladas → estimação da resposta em frequência da planta
- Teste similar ao Z&N de MF com vantagem de ser controlado (amplitude da perturbação limitada)



- PID como relé: limita-se a saída em $\pm h$, aumenta-se K_p e elimina-se T_I e T_D (controlador em automático)

Método dos Relés em Malha Fechada

- Oscilações de amplitude a e período P ⟹ P_u e K_u



Da expansão em série de Fourier
(amplitude do 1º harmônico da saída relé)

$$K_u \cong \frac{4\,h}{a\,\pi} \quad \text{e} \quad P_u \cong P$$

- De posse de K_u e P_u ⟹ tabelas de sintonia de MF (ex.: Z&N)

Método dos Relés em Malha Fechada

- Usualmente define-se h como 1 a 10% em torno do valor em regime permanente atual
- Erros na identificação de P_u e K_u entre 5 a 20% [Li, Eskinat e Luyben 1991] (erro proporcional a ${}^{\theta}/_{\tau}$)
- Utilizar fator de folga ("*detunig*") $f = 2.5$ na sintonia Z&N de MF

$$K_p = \frac{K_p^{ZN}}{(f/2)} \text{ e } T_I = T_I^{ZN} \times f$$

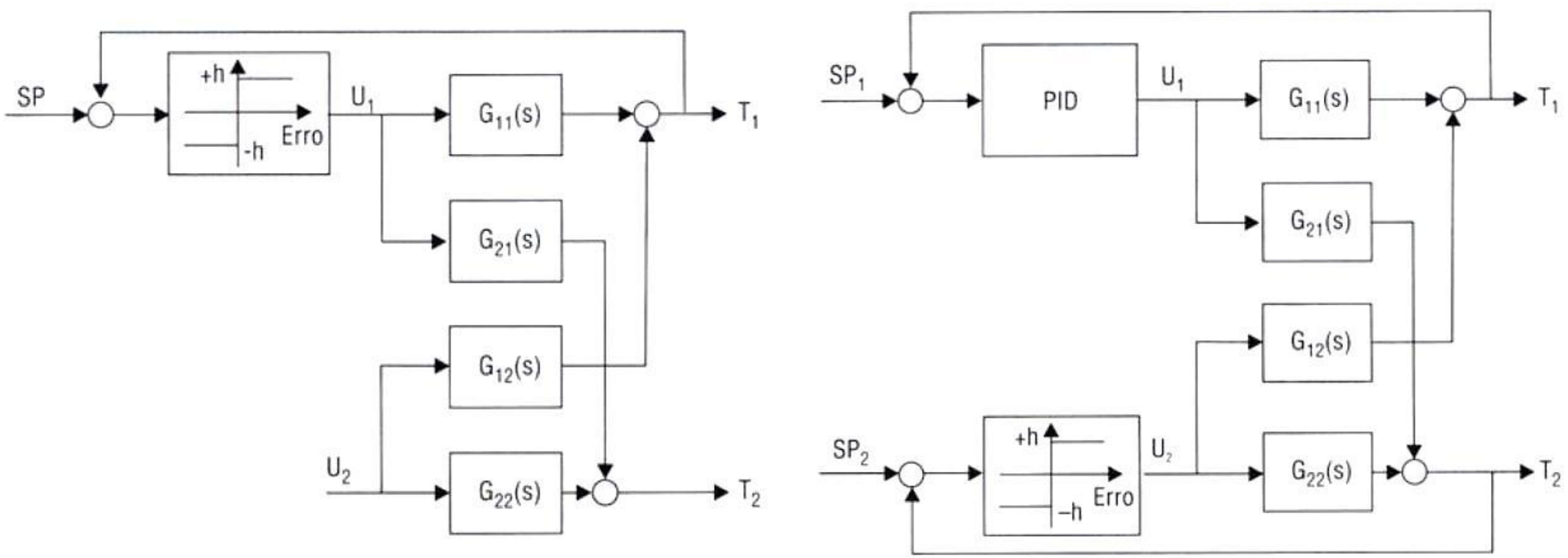
Método dos Relés em Malha Fechada

Caso MIMO – metodologia [Campos & Teixeira, 2006]:

1. Começar a sintonia pelas malhas rápidas, com as outras em manual;
2. Executar o método do relé para a 1ª malha e sintonizar a mesma;
3. Colocar esta malha sintonizada em auto e executar o método do relé para a próxima malha. Continuar, deixando as malhas já sintonizadas em auto, até terminar todas as malhas;
4. Voltar à primeira malha, mas desta vez executar o método do relé com as outras malhas em auto. Ressintonizar esta malha e passar para a próxima.
5. Continuar o método até convergir.

Método dos Relés em Malha Fechada

Caso MIMO – metodologia [Campos & Teixeira, 2006]



Método da Síntese Direta (SD)
e
Método do Modelo Interno (IMC)

(notas de aula)

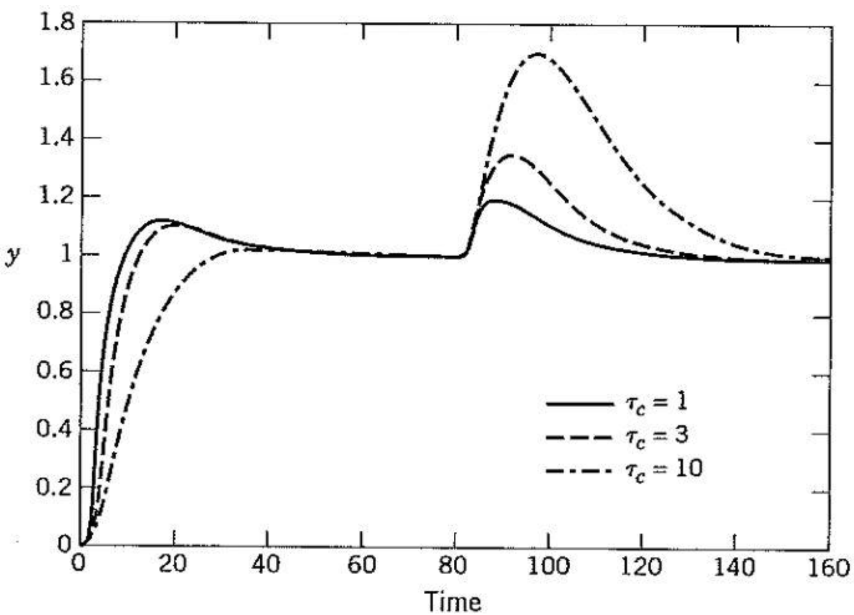
Método da Síntese Direta (SD)

Exemplo: Seja o processo e dinâmica desejada

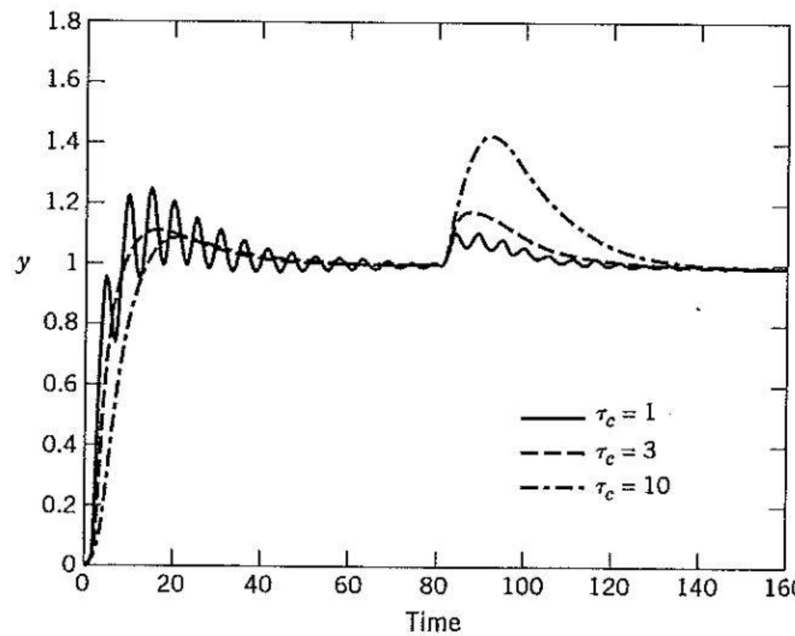
$$G_p(s) = \frac{2e^{-s}}{(10s+1)(5s+1)}$$

$$G_{MF}(s) = \frac{1e^{-s}}{\lambda s + 1}$$

	$\tau_c = 1$	$\tau_c = 3$	$\tau_c = 10$
$K_c\ (\widetilde{K} = 2)$	3.75	1.88	0.682
$K_c\ (\widetilde{K} = 0.9)$	8.33	4.17	1.51
τ_I	15	15	15
τ_D	3.33	3.33	3.33



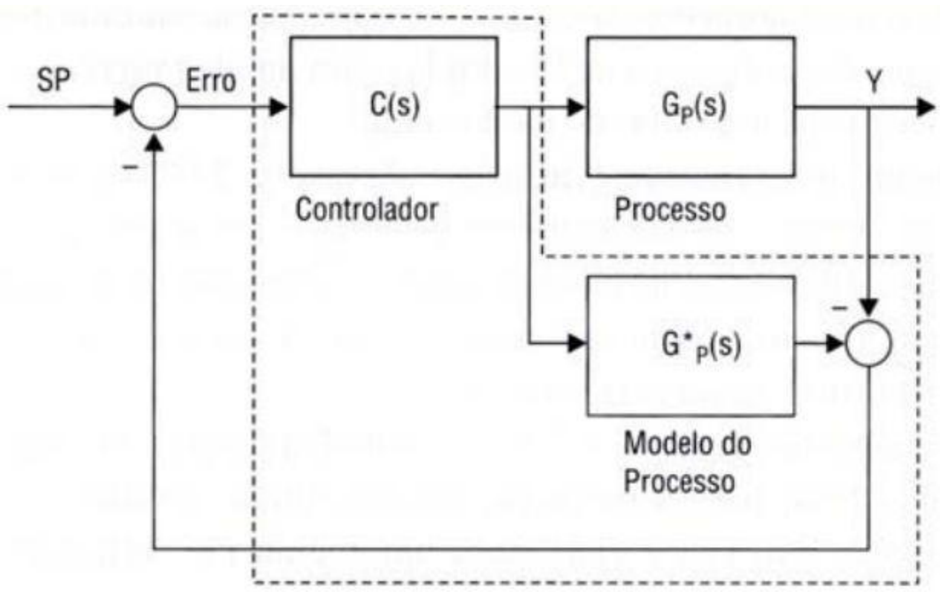
Resposta a SP e D (K correto).



Resposta a SP e D (K incorreto).

Método do Modelo Interno (IMC)

- Proposto por [Garcia e Morari, 1982 e Rivera et al., 1986]
- IMC e SD produzem os mesmo controladores (dinâmica precisa)
- IMC ⇒ permite incerteza de modelo, (robustez x desempenho)
- Modelo + especificação ⇒ controlador
- Uso de um modelo interno ⇒ fase de projeto e/ou operação



Método do Modelo Interno (IMC)

- Filtro $\Rightarrow$ diminuir a sensibilidade a erros de modelagem
- IMC $\Rightarrow$ funciona melhor para servo do que p/ reg.
- Escolha de $\lambda\ ou\ \tau_F$
  - [Astrom] $\lambda' = \lambda\tau \in [0.5\ 5]$, $\lambda' < 1$ $(\tau_{MF} < \tau_{MA})$
  - [Campos e Teixeira, 06] $\lambda = \tau_{dominante}$
  - [Chien e Fruehauf, 90] $\theta < \lambda < \tau$
  - [Skogestad, 03]$\lambda = \theta$
- Sintonia-λ é um exemplo de IMC desenvolvido usando a técnica de SD.

Método do Modelo Interno (IMC)

Desejando-se $G_{MF}(s) = \frac{1}{\lambda s+1}$ $(\lambda \geq 3\tau, \lambda \gg \theta)$ (sintonia Lambda):

Modelo do Processo	K_P	T_I	T_D
$\frac{K}{\tau s+1}$	$\frac{\tau}{K \times \lambda}$	τ	–
$\frac{K}{(\tau_1 s+1)(\tau_2 s+1)}$	$\frac{(\tau_1+\tau_2)}{K \times \lambda}$	$(\tau_1+\tau_2)$	$\frac{\tau_1 \times \tau_2}{(\tau_1+\tau_2)}$
$\frac{K}{\tau^2 s^2+2\xi\tau s+1}$	$\frac{2\xi\tau}{K \times \lambda}$	$2\xi\tau$	$\frac{\tau}{2\xi}$
$\frac{K}{s}$	$\frac{1}{K \times \lambda}$	—	—
$\frac{K}{s(\tau s+1)}$	$\frac{1}{K \times \lambda}$	—	τ

[Rivera et al., 1986]

Quando $G_P(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s+1}$

Controlador	K_P	T_I	T_D	Sugestão para o Desempenho
PID	$\frac{2\tau+\theta}{K \times (2\lambda+\theta)}$	$\tau + \left(\frac{\theta}{2}\right)$	$\frac{\tau \times \theta}{(2\tau+\theta)}$	$\frac{\lambda}{\theta} > 0.8$
PI	$\frac{(2\tau+\theta)}{K \times 2\lambda}$	$\tau + \left(\frac{\theta}{2}\right)$	—	$\frac{\lambda}{\theta} > 1.7$

[Rivera et al., 1986]

Método do Modelo Interno (IMC)

- [Luyben, 2001] PID Série com filtro no termo derivativo

$$U(s) = \mathrm{K_P}\left(1 + \frac{1}{sT_I}\right) \times \left(SP(s) - \frac{T_D s + 1}{\tau_F s + 1} Y(s)\right)$$

- Sugestão: $\lambda = \max\{0.25 \times \theta, 0.2 \times \tau\}$
- para processos FOPDT

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

- Sintonia proposta para PID e filtro

$$K_P = \frac{1}{K} \times \left(\frac{2\tau + \theta}{2(\lambda + \theta)}\right),\ T_I = \tau + \frac{\theta}{2},\ T_D = \frac{\tau\theta}{2\tau + \theta} \text{ e } \tau_F = \frac{\lambda\theta}{2(\lambda + \theta)}$$

Método do Modelo Interno (IMC)

- [Skogestad, 2004] PID Série (derivativo na PV)

$$U(s) = \mathrm{K_P}\left(1 + \frac{1}{sT_I}\right) \times \left(SP(s) - \frac{T_D s + 1}{\tau_F s + 1} Y(s)\right)$$

$\tau_F = 0.01\ T_D$ (usual) ou $\tau_F = 0.01\ T_D$ (processos ruidosos)

Resposta ideal em MF

$$\frac{Y(s)}{SP(s)} = \frac{1}{\lambda s + 1} e^{-\theta s}$$ (atraso θ inevitável)

- Sugestão: $\lambda = \theta$ (compromisso robustez e desempenho)
- Se o desempenho não estiver adequado ⟹ aumentar λ
- Para processos ruidosos ⟹ (1) aumentar τ_F até $\tau_F = {}^{\theta}/_{2}$; (2) eliminar T_D; (3) aumentar λ

Método do Modelo Interno (IMC)

$$G_{MF}(s) = \frac{1}{\lambda s + 1} e^{-\theta s}$$

PID indicado quando
$\theta < \tau_2 < \tau_1$

Modelo do Processo	K_P	T_I	T_D
$\frac{K}{\tau s + 1} e^{-\theta s}$	$\frac{\tau}{K \times (\lambda + \theta)}$	$\min\{\tau, 4 \times (\lambda + \theta)\}$	—
$\frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} e^{-\theta s}$	$\frac{\tau_1}{K \times (\lambda + \theta)}$	$\min\{\tau_1, 4 \times (\lambda + \theta)\}$	τ_2
$K \times e^{-\theta s}$	$\frac{1}{K}$	$\lambda + \theta$	—
$\frac{K}{s} e^{-\theta s}$	$\frac{1}{K \times (\lambda + \theta)}$	$4 \times (\lambda + \theta)$	—
$\frac{K}{s(\tau_2 s + 1)} e^{-\theta s}$	$\frac{1}{K \times (\lambda + \theta)}$	$4 \times (\lambda + \theta)$	τ_2

[Skogestad, Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning, 2003]

Comparação entre os métodos (1)

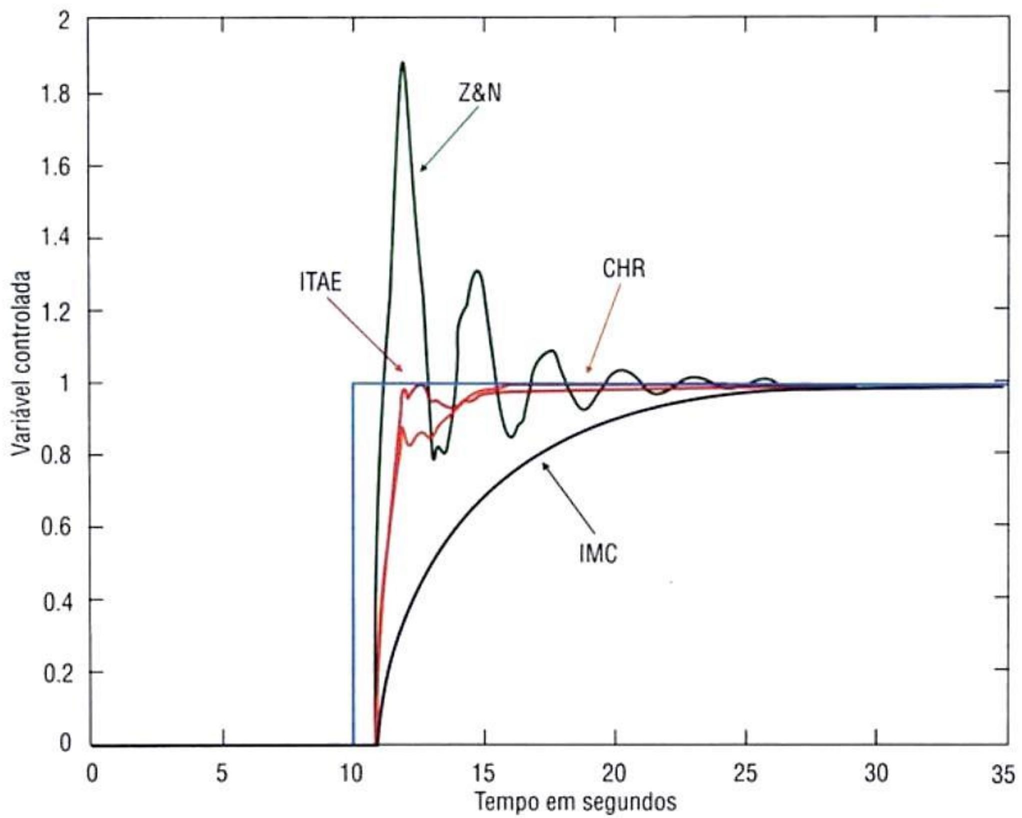
Processo:

$$G_P(s) = \frac{0.5e^{-1s}}{5s + 1}$$

Controlador:
PID padrão (ISA) com filtro no termo derivativo

$$\tau_F = 0.1\tau$$

Métodos:
Z&N ($K_u = 18.5$ e $P_u = 4.1$s)
CHR (sem sobrevalor, servo)
Cohen e Coon (CC)
ITAE (servo)
IMC ($\lambda = {}^{2(\tau+\theta)}/_{3}$)



Comparação entre os métodos (2)

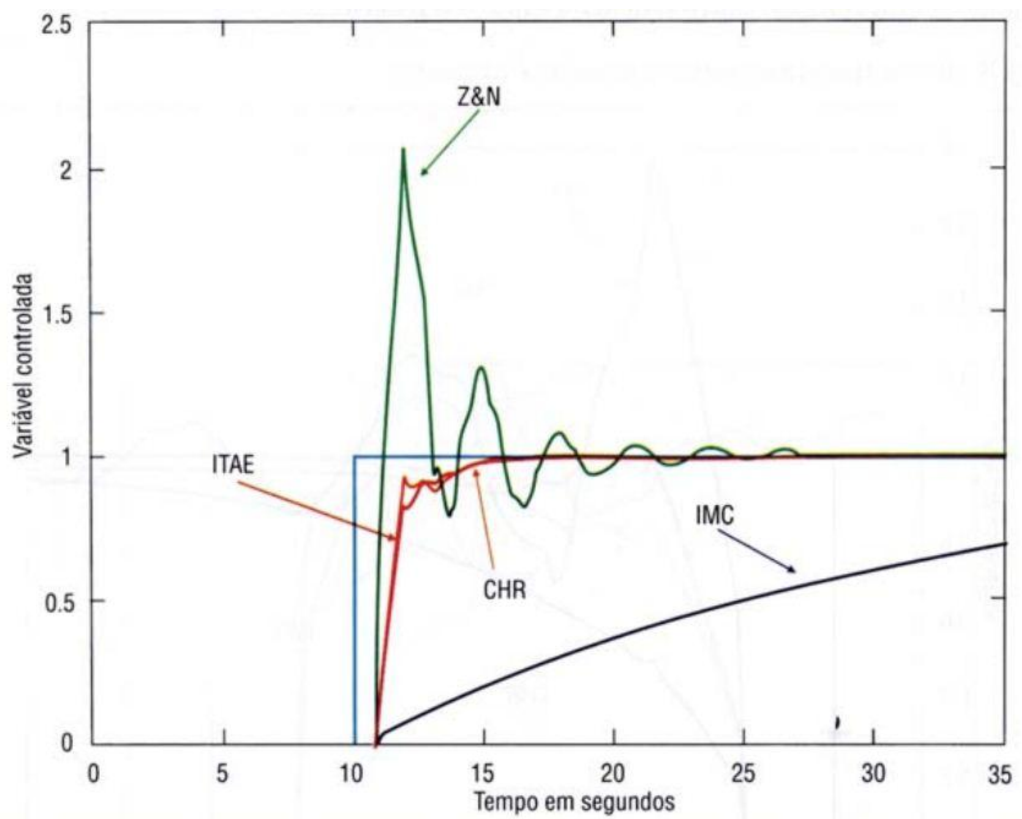
Processo:

$$G_P(s) = \frac{0.5e^{-1s}}{30s+1}$$

Controlador:
PID padrão (ISA) com filtro no termo derivativo

$$\tau_F = 0.1\tau$$

Métodos:
Z&N
CHR (sem sobrevalor, servo)
Cohen e Coon (CC)
ITAE (servo)
IMC ($\lambda = {}^{2(\tau+\theta)}/_{3}$)



Comparação entre os métodos (3)

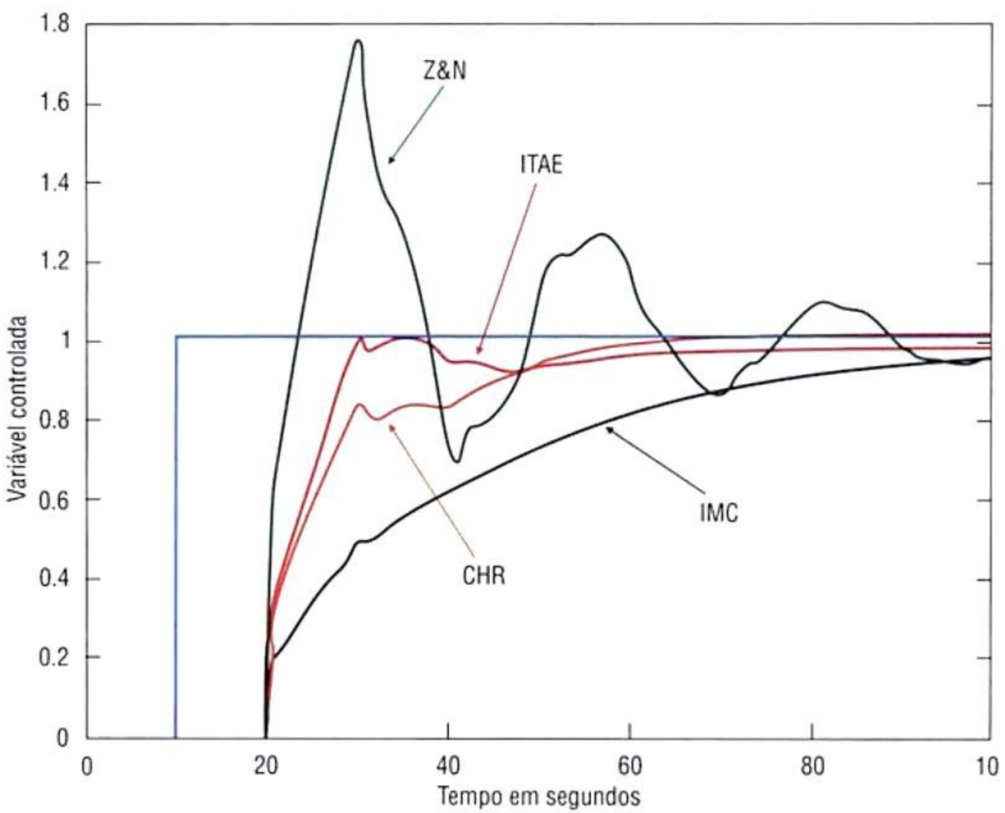
Processo:

$$G_P(s) = \frac{0.5e^{-10s}}{30s+1}$$

Controlador:
PID padrão (ISA) com filtro no termo derivativo

$$\tau_F = 0.1\tau$$

Métodos:
Z&N
CHR (sem sobrevalor, servo)
Cohen e Coon (CC)
ITAE (servo)
IMC ($\lambda = {}^{2(\tau+\theta)}/_{3}$)



Comparação entre os métodos (4)

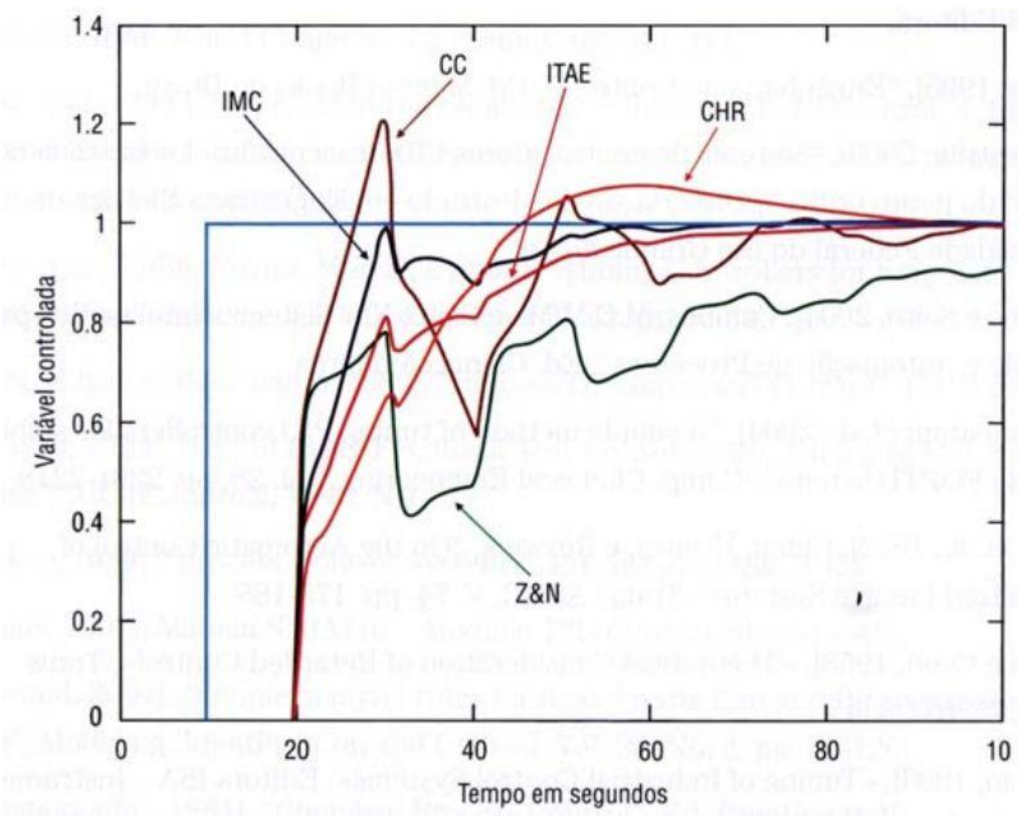
Processo:

$$G_P(s) = \frac{0.5e^{-10s}}{5s+1}$$

Controlador:
PID padrão (ISA) com filtro no termo derivativo

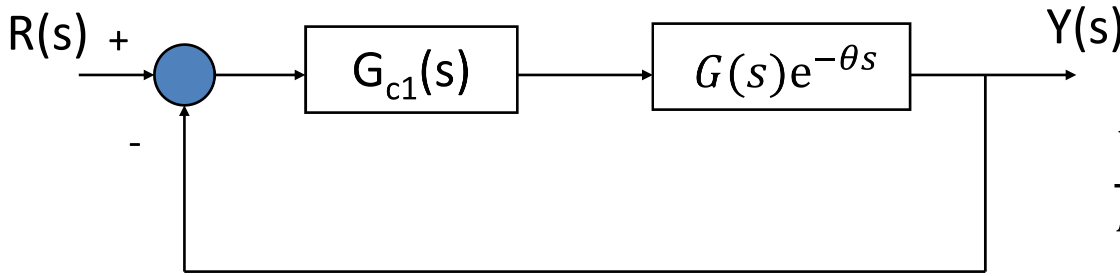
$$\tau_F = 0.1\tau$$

Métodos:
Z&N
CHR (sem sobrevalor, servo)
Cohen e Coon (CC)
ITAE (servo)
IMC ($\lambda = {}^{2(\tau+\theta)}/_{3}$)



Compensador de Tempo Morto

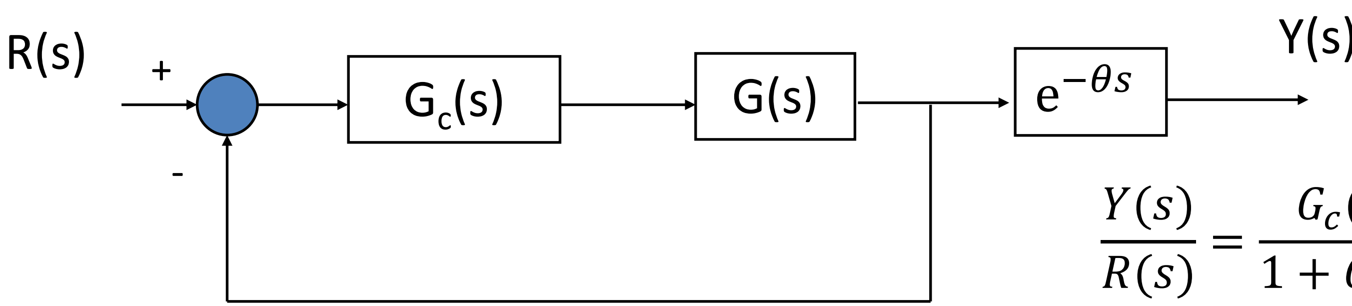
Processo com atraso:



$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_{c1}(s)e^{-\theta s}\,G(s)}{1 + G_{c1}(s)e^{-\theta s}\,G(s)}$$

- Processos com grande tempo morto apresentam respostas lentas sob controle de realimentação tradicional (para se obter a estabilidade)

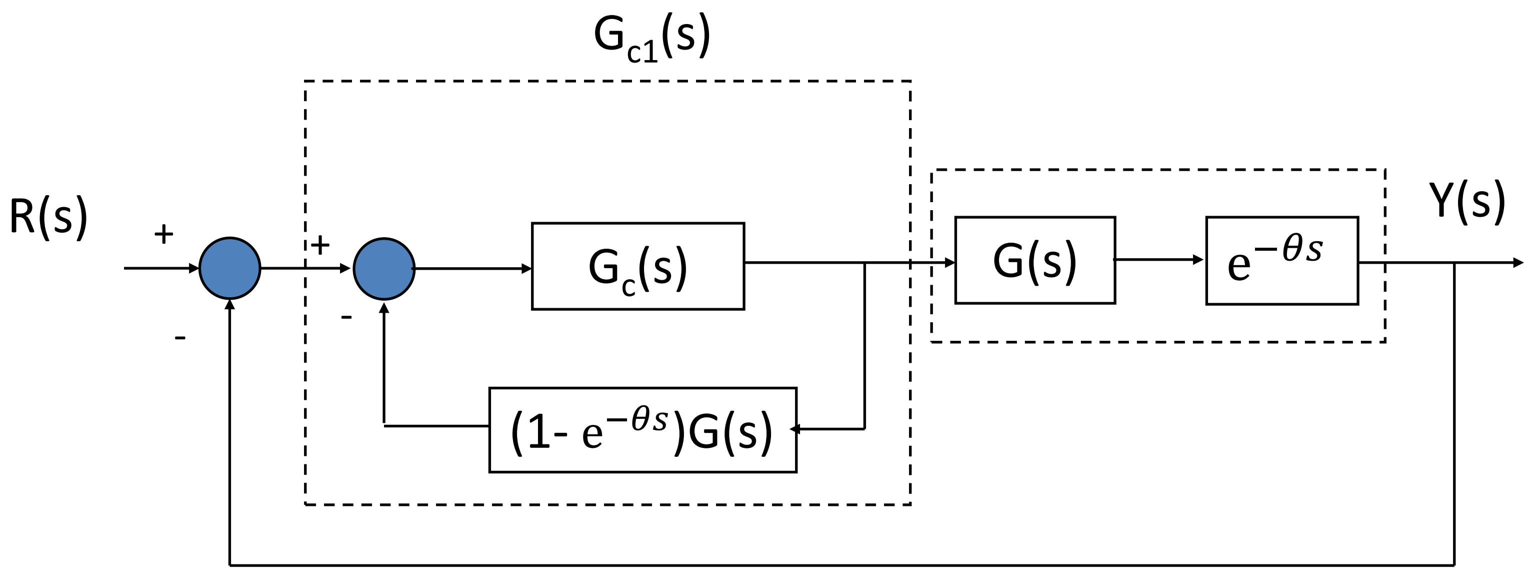
Objetivo: mover o tempo morto para fora da malha



$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)\,G(s)}{1 + G_c(s)\,G(s)}e^{-\theta s}$$

Compensador de Tempo Morto

Preditor de Smith



- $G_c(s)$ projetado de forma usual
- Necessário modelo preciso do processo
- Realimentação da versão não atrasada do processo
- $y(t + \theta)$ (predição da saída do processo)

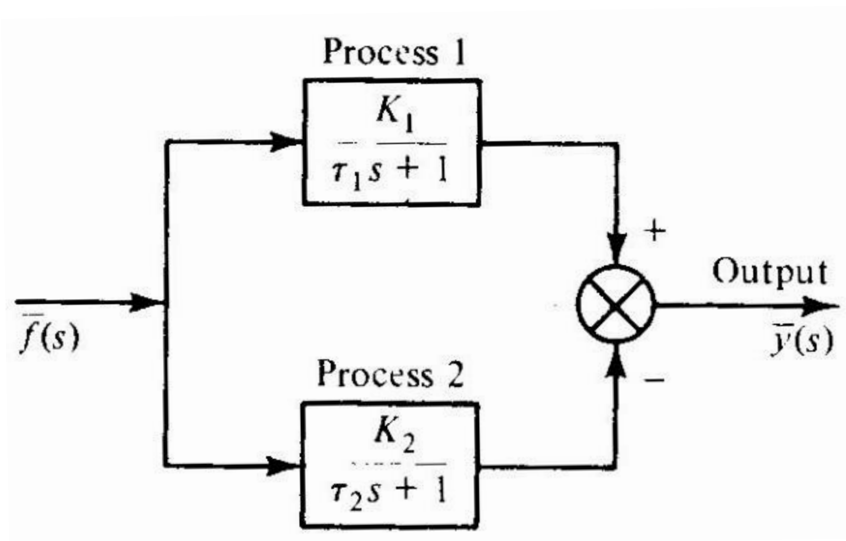
Sistemas com Reposta Inversa

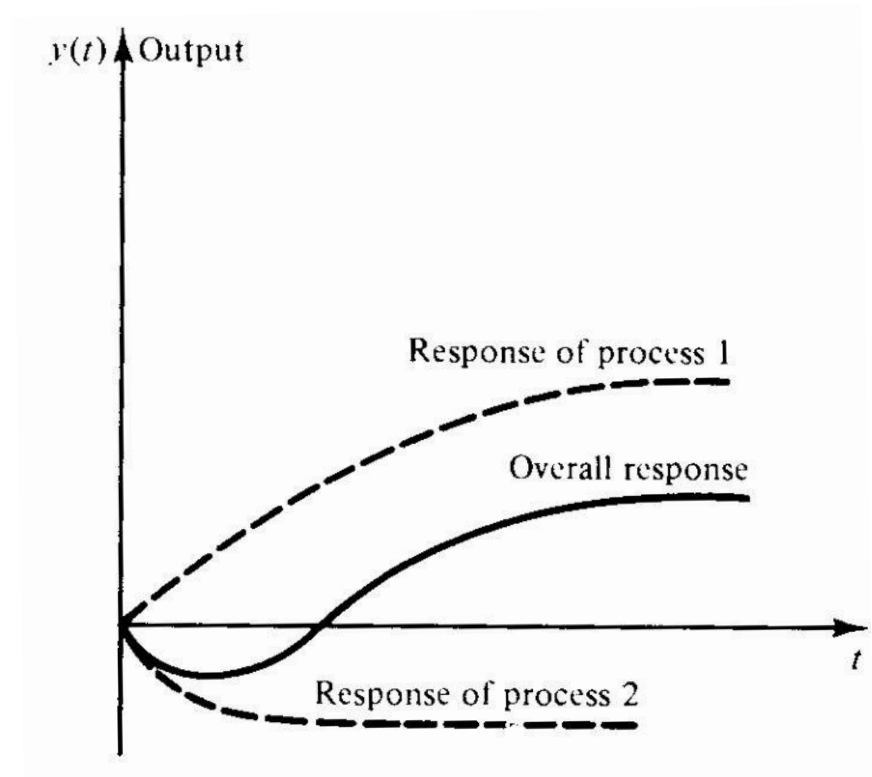
- Resposta de fase não mínima
- Direção do comportamento inicial oposto ao final
- Resultante da ação de dois efeitos opostos (ex.: diferença de 2 FT's)
- A FT possui um zero positivo
- Difíceis de controlar e requerem atenção especial

Sistemas com Reposta Inversa

Exemplo de resposta inversa devido a diferença de 2 processos de primeira ordem:

$$Y(s) = \frac{(K_1\tau_2 - K_2\tau_1)s + (K_1 - K_2)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} F(s), \qquad \left({}^{\tau_1}/_{\tau_2} > {}^{K_1}/_{K_2} > 1\right) \rightarrow z > 0$$





Bibliografia

- De Campos, M. C. M. M.; Teixeira, H. C. G.; *Controles típicos de equipamentos e processos industriais.* Editora Edgard Blucher, 1ª edição, 2006.
- Artigos diversos.