

Curso PACOP - Módulo I: Estratégias de Controle Regulatório e Diagnóstico de Desempenho de Malhas

Robustez, Desempenho e Ajuste de PID



GIMSCOP
Grupo de Inteligência, Modelagem,
Simulação e Controle de Processos



PETROBRAS

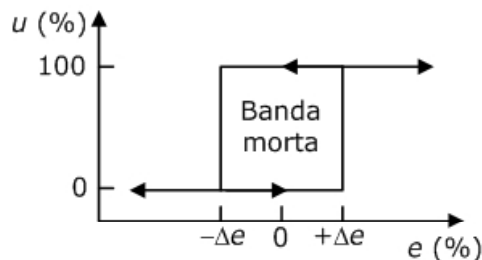
Jorge Otávio Trierweiler
Jorge@eng.ufrgs.br
Univ. Federal do Rio Grande do Sul

PID - Algoritmo de Controle mais Usado

A maior e mais importante invenção em termos de controle realizada no século XX – concilia simplicidade, rapidez e eficiência
O PID é a base da pirâmide de controle de processos.
Em uma analogia futebolística: O PID é a zaga do time (normalmente não é o mais famoso, mas sem ele o time perde).

Modos de Controle

• Liga-desliga (o mais simples de todos)

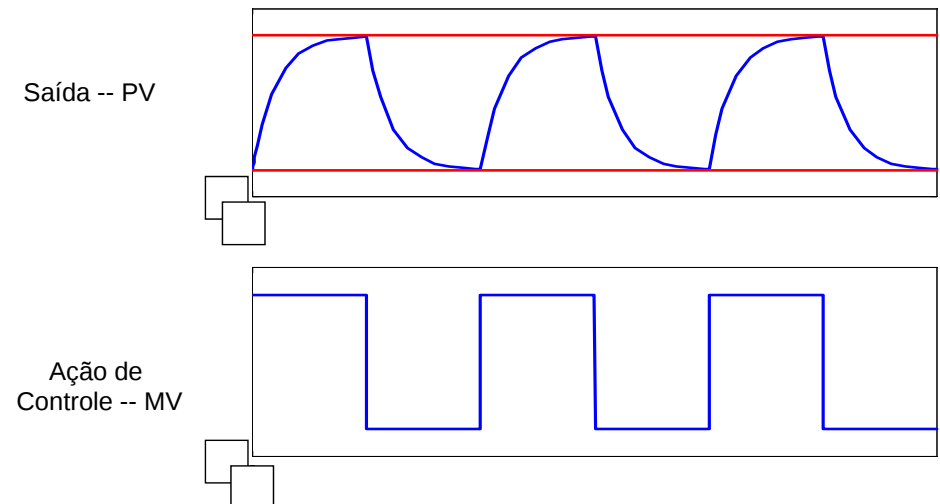


$$u(t) = \begin{cases} 0\% & e(t) \leq -\Delta e \\ 100\% & e(t) \geq \Delta e \end{cases}$$

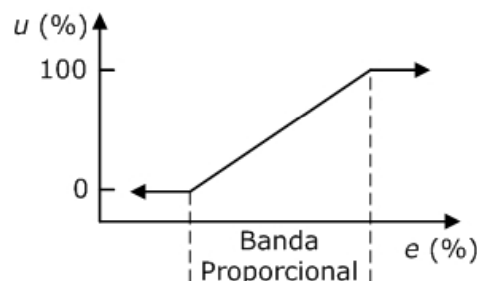
- Usado tipicamente em ar condicionados, refrigeradores, bombas para o abastecimento de caixas d'água, etc
- A variável controlada fica dentro de uma faixa de operação, oscilando entre o limite mínimo e máximo de controle.

Modos de Controle Descontínuos

Modo de duas posições (liga-desliga)



Ação Proporcional (P)



$$\Delta u_P(t) = u(t) - u_{bias} = K_P \times e(t)$$

$$\Delta U_P(s) = K_P \times E(s)$$

$$BP = \frac{100}{K_P}$$

- Responde instantaneamente e proporcionalmente ao tamanho do erro. Principal elemento que dá velocidade a ação de controle.
- Controladores proporcionais puros apresentam offset (ou seja, erro permanente)

Ação Integral (I)

- Elimina o offset
- Porém tende a gerar respostas oscilatórias, quando a ação integral é intensa

$$\Delta u_I(t) = u(t) - u_{bias} = \frac{K_P}{T_I} \int_0^t e(t) dt$$

$$\Delta U_I(s) = \frac{K_P}{T_I s}$$

Ação Derivativa (D)

- Diminui a oscilação produzida pela ação integral dando velocidade a malha de controle
- Sofre com a presença de ruído

$$\Delta u_D(t) = u(t) - u_{bias} = K_P \times T_D \frac{de}{dt}$$

$$\Delta U_D(s) = K_P T_D s E(s)$$

Combinação das Ações de Controle

Controlador

Proporcional+Integral (PI)

- Muito usado (elimina o offset e responde relativamente rápido)

$$\Delta U_{PI}(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) E(s)$$

Controlador

Proporcional+Derivativo (PD)

- Pouco usado por não eliminar o offset.

$$\Delta U_{PD}(s) = K_P (1 + T_D s) E(s)$$

Controlador P+I+D

- Uma ótima combinação. A inclusão da ação derivativa permite o aumento da velocidade da resposta

$$\Delta U_{PID}(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) E(s)$$

Controlador Fulscope da Taylor

Controlador
Pneumático
Proporcional



História dos Controladores PID

- 1914 – The flapper-nozzle amplifier, by Edgar H. Bristol of Foxboro. A **pneumatic proportional** controller, commercially available at **1919**.
- 1920 – Eletro-mechanical controller with integral action, by Morris E. Leeds of Leeds & Northrup. However, the combined **PI controller** was just offered at **1929**.
- 1935 – Development of the pre-act effect, by Ralph Clarridge of Taylor Instrument, that was only tested on special cases until **1939**, when the redesigned Fulscope controller was introduced with the first **PID mode**.
- **1942 – Ziegler & Nichols** PID Tuning Method

*According BENNETT (2001)

Controlador PID

- Composição dos modos de controle
Proporcional, Integral e Derivativo
- Simplicidade
- Robustez
- Desempenho
- Fácil entendimento

Indústria típica: - 2000 malhas de controle

- 97% controlador PI

Questionamento

Como um controlador
tão **simples**,
tão **antigo**,
tão **estudado**,
e o mais **comum**
nos processos industriais de todo o mundo,
não está funcionando satisfatoriamente
na maioria dos casos?

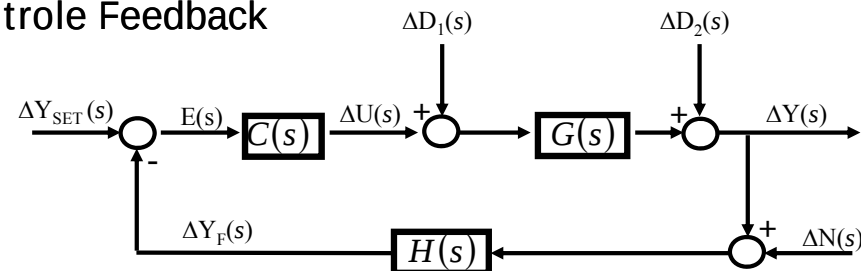
Causas

- Básicas: erros de projeto, estratégia de controle inadequada, ...
- Instrumentação: sensores, atuadores, ...
- Processo: restrições inerentes, distúrbios, incertezas, não-linearidade, ...
- Controlador: métodos inadequados, diferentes parametrizações, discretização, ...
- Adicionais: falta de tempo ou conhecimento, ...

Critérios de Estabilidade

Os melhores métodos para se determinar a estabilidade são no domínio da frequência (bode e nyquist), pois permitem que se determine as principais medidas de robustez (Máxima sensibilidade, Reserva de Fase e Margem de Ganho).

Controle Feedback



Variáveis

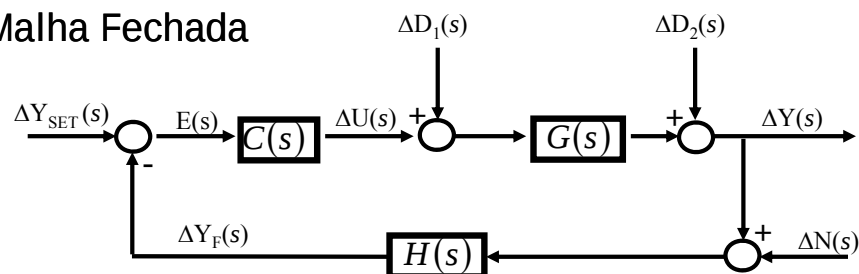
$$E(s) = \Delta Y_{SET}(s) - \Delta Y_F(s)$$

Blocos

- C(s) controlador
- G(s) planta, processo
- H(s) filtro p/ ruído

- $\Delta Y_{SET}(s)$: SetPoint, referência, valor desejado
- $\Delta Y(s)$: variável de processo (PV), variável controlada
- $\Delta U(s)$: ação de controle, variável manipulada (MV)
- E(s) : erro
- $\Delta N(s)$: ruído
- $\Delta D_1(s), \Delta D_2(s)$: Distúrbios

FT Malha Fechada

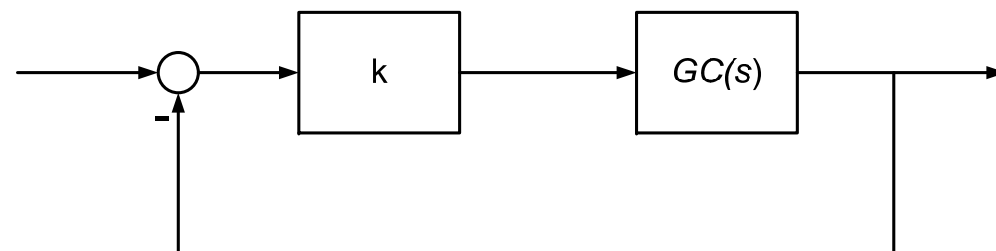


- Determine as F.T. em malha fechada dos diferentes sinais

$\frac{\Delta Y(s)}{\Delta Y_{SET}(s)} = \frac{GC}{1 + HGC}$	$\frac{\Delta Y(s)}{\Delta D_2(s)} = \frac{1}{1 + GCH}$	$\frac{\Delta Y(s)}{\Delta N(s)} = \frac{-GCH}{1 + GCH}$
$\frac{\Delta U(s)}{\Delta Y_{SET}(s)} = \frac{C}{1 + HGC}$	$\frac{\Delta U(s)}{\Delta D_2(s)} = \frac{-CH}{1 + GCH}$	$\frac{\Delta U(s)}{\Delta N(s)} = \frac{-CH}{1 + GCH}$
$\frac{\Delta Y(s)}{\Delta D_1(s)} = \frac{G}{1 + CHG}$	$\frac{\Delta U(s)}{\Delta D_1(s)} = \frac{-CHG}{1 + CHG}$	

Lugar das Raízes

- Consiste em se determinar as raízes do polinômio característico para diferentes valores de ganho k
- Com o ganho do controlador (k) é um dos principais parâmetros de ajuste, este método permite que se determine de uma maneira simples os valores limites que poderá assumir k sem instabilizar a malha de controle
- A malha tipicamente utilizada na análise é a seguinte:



Conceitos Básicos

- O polinômio característico para a malha apresentada anteriormente é dada por:
- Os pólos do sistema em malha fechada são obtidos através do cálculo das raízes do polinômio característico que neste caso irá assumir a seguinte forma:

$$1 + kGC(s) = 0$$

$$1 + k \frac{NUM(s)}{DEN(s)} = 0$$

$$DEN(s) + k \cdot NUM(s) = 0$$

Regras Básicas

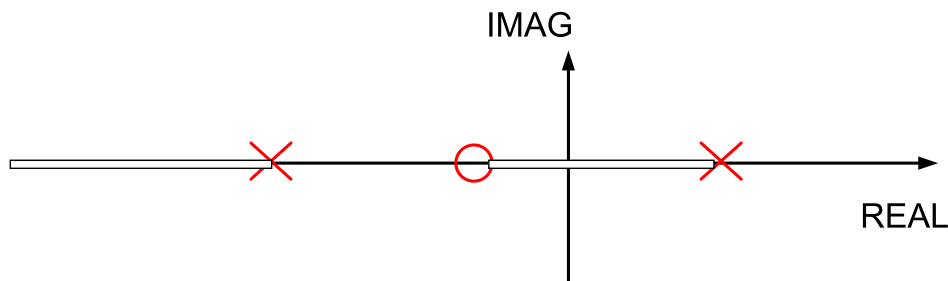
- Colocar no plano complexo os pólos (x) e os zeros (o) da FT do laço, isto é, os pólos e zeros de $L(s)=GC(s)$. O lugar das raízes começa nos pólos de $L(s)$ e termina nos zeros de $L(s)$.

$$k = 0, \quad DEN(s) + k \cdot NUM(s) = 0 \Leftrightarrow DEN(s) = 0$$

$$k = \infty, \quad \frac{1}{k} DEN(s) + NUM(s) = 0 \Leftrightarrow NUM(s) = 0$$

Regras Básicas

- O número de ramificações é igual ao *número de pólos* (np)
- Para $k \geq 0$, qualquer ponto no eixo real que ficar do lado esquerdo de um número ímpar de singularidades (i.e., pólos+zeros) fará parte do lugar das raízes



Regras Básicas

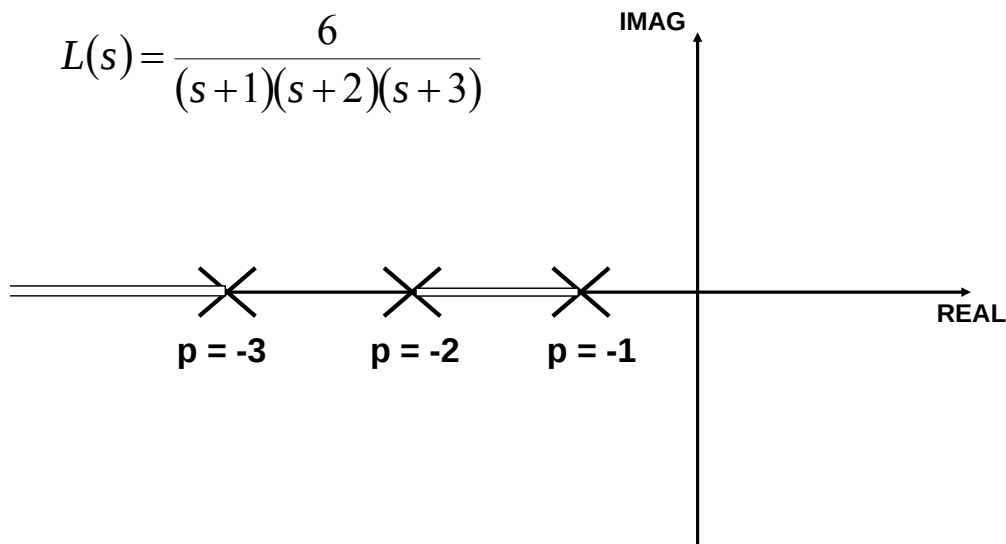
- O lugar das raízes é simétrico em relação ao eixo real
- As assíntotas são calculadas da seguinte forma:

$$\sigma_0 = \frac{\sum_{i=1}^{np} \text{Re}(p_i) - \sum_{k=1}^{nz} \text{Re}(z_k)}{np - nz}$$

$$\gamma = \frac{(1 + 2h)180^\circ}{np - nz} \quad h = 0, 1, (np - nz - 1)$$

Exemplo -- 1º ao 3º Passo:

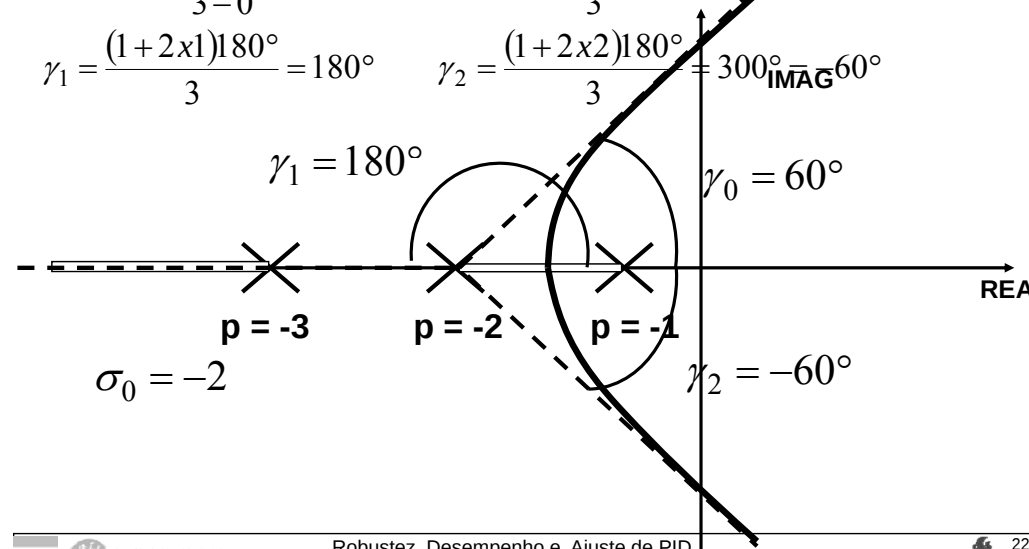
$$L(s) = \frac{6}{(s+1)(s+2)(s+3)}$$



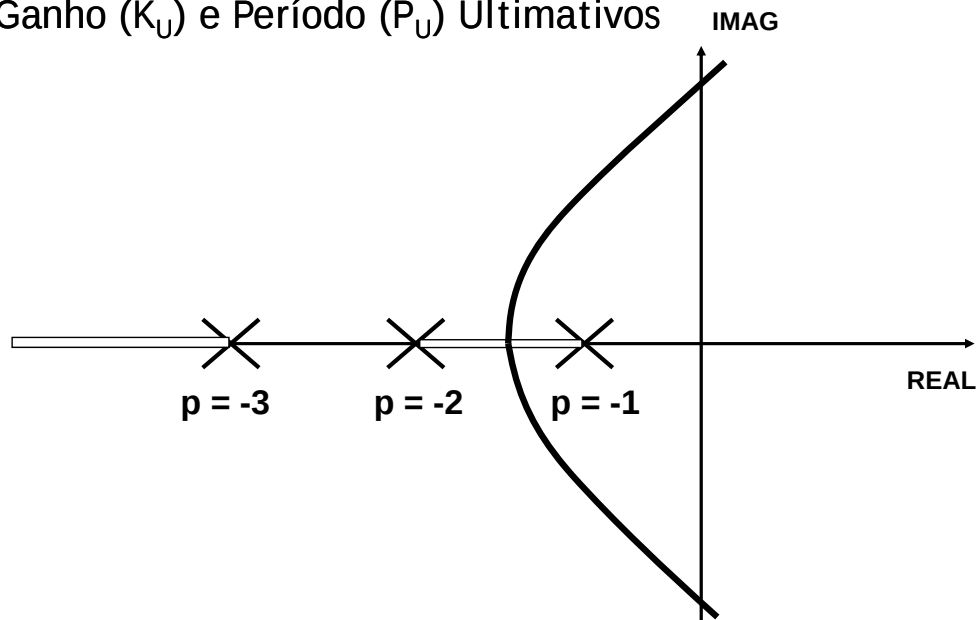
Exemplo -- 4º ao 5º passos

$$\sigma_0 = \frac{(-3-2-1)-(0)}{3-0} = -2 \quad \gamma_0 = \frac{(1+2 \times 0)180^\circ}{3} = 60^\circ$$

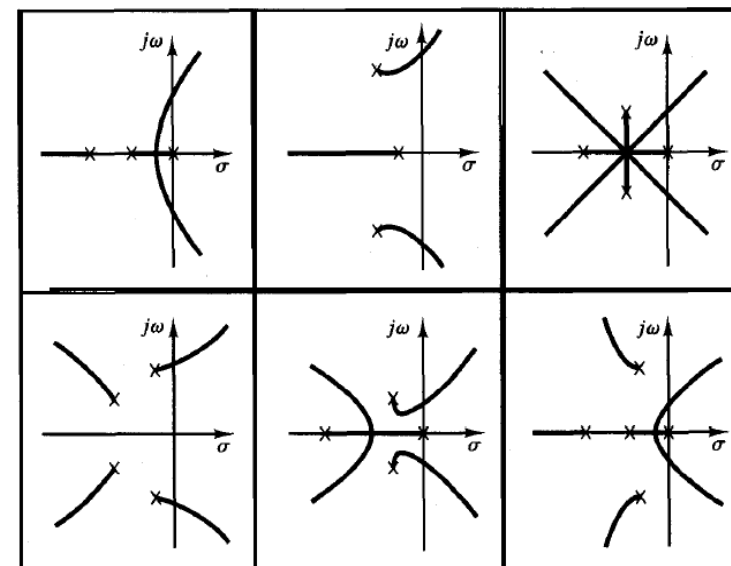
$$\gamma_1 = \frac{(1+2 \times 1)180^\circ}{3} = 180^\circ \quad \gamma_2 = \frac{(1+2 \times 2)180^\circ}{3} = 300^\circ$$



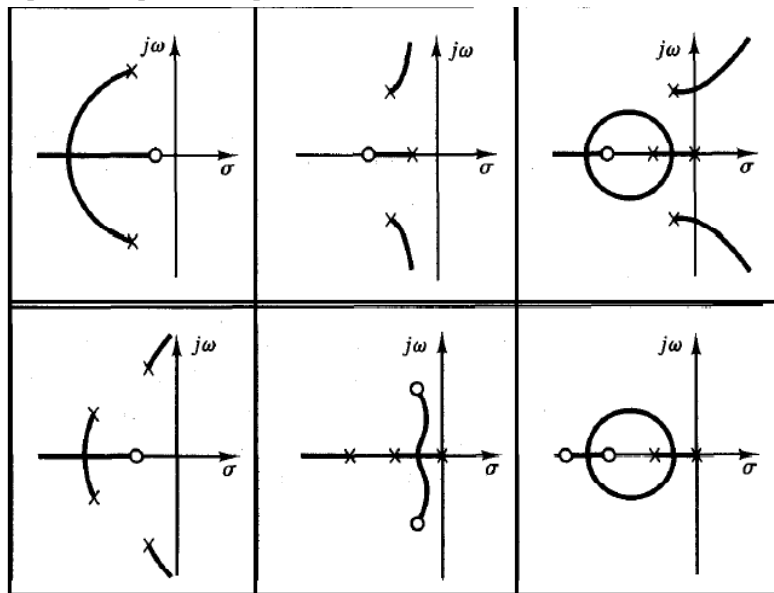
Ganho (K_U) e Período (P_U) Ultimativos



Exemplos

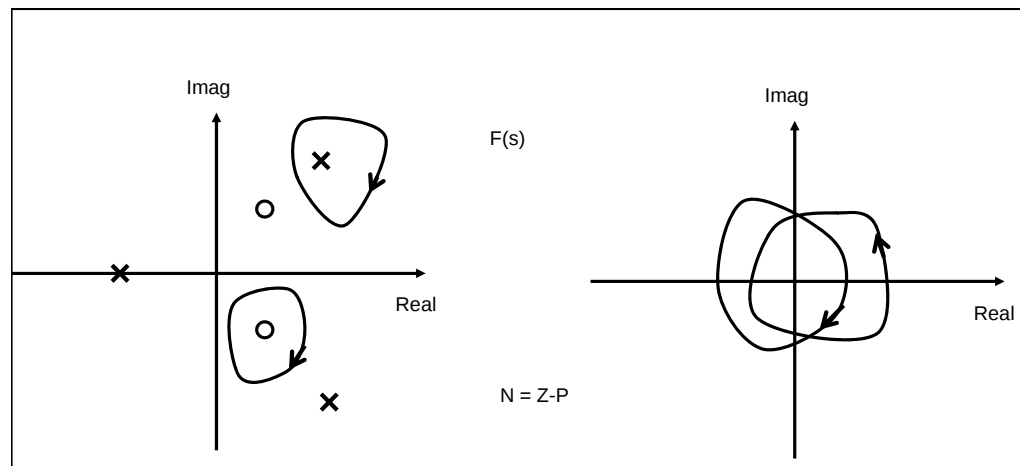


Exemplos (cont.)

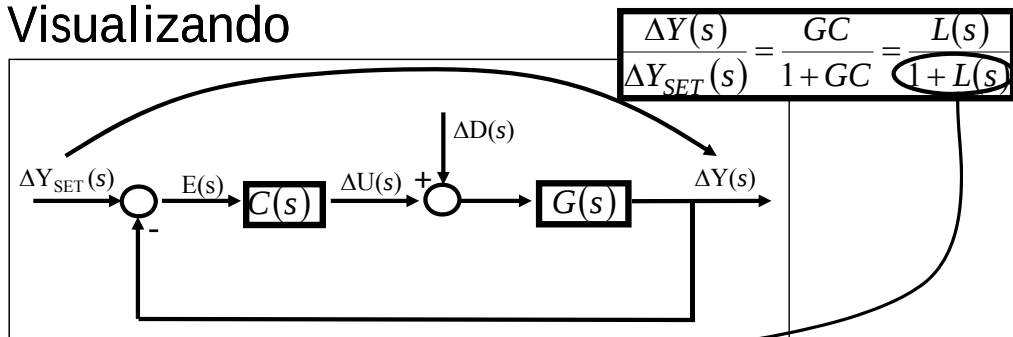


Crítério de Nyquist - Introdução

- É um critério de estabilidade baseado no DOMÍNIO da Frequência
- Esta baseado na teoria dos resíduos a qual diz o seguinte:



Visualizando



- Se considerarmos $L(s) = \text{NUM}(s)/\text{DEN}(s)$ ficamos com:

$$\frac{\Delta Y(s)}{\Delta Y_{SET}(s)} = \frac{GC}{1+GC} = \frac{L(s)}{1+L(s)}$$

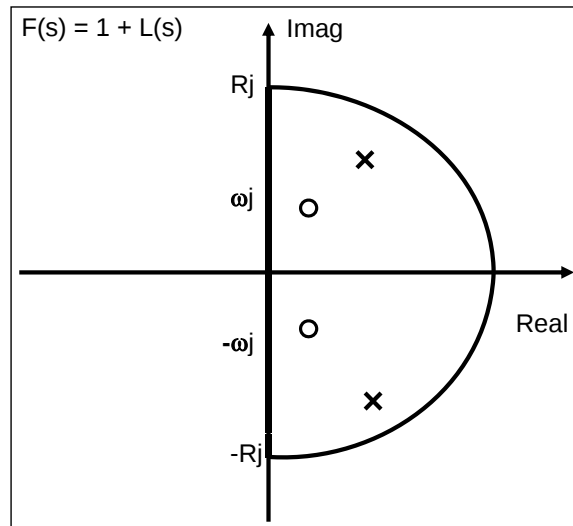
$$F(s) = 1 + L(s) = 1 + \frac{\text{num}(s)}{\text{den}(s)} = \frac{\text{den}(s) + \text{num}(s)}{\text{den}(s)}$$

$$\frac{\Delta Y(s)}{\Delta Y_{SET}(s)} = \frac{\frac{\text{num}(s)}{\text{den}(s)}}{1 + \frac{\text{num}(s)}{\text{den}(s)}} = \frac{\frac{\text{num}(s)}{\text{den}(s)}}{\frac{\text{den}(s) + \text{num}(s)}{\text{den}(s)}} = \frac{\text{num}(s)}{\text{den}(s) + \text{num}(s)}$$

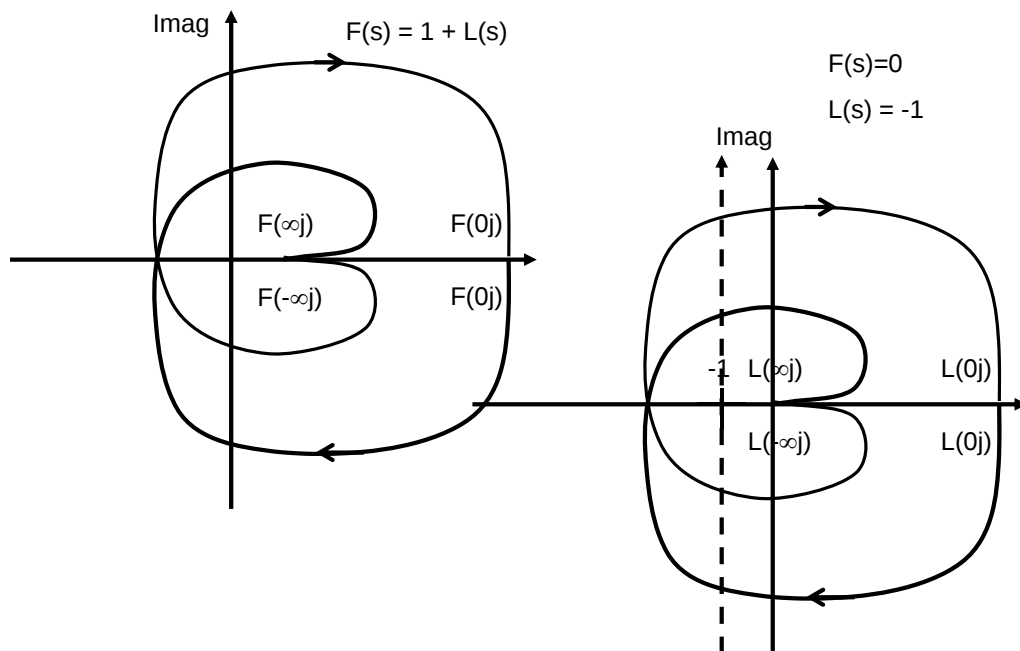
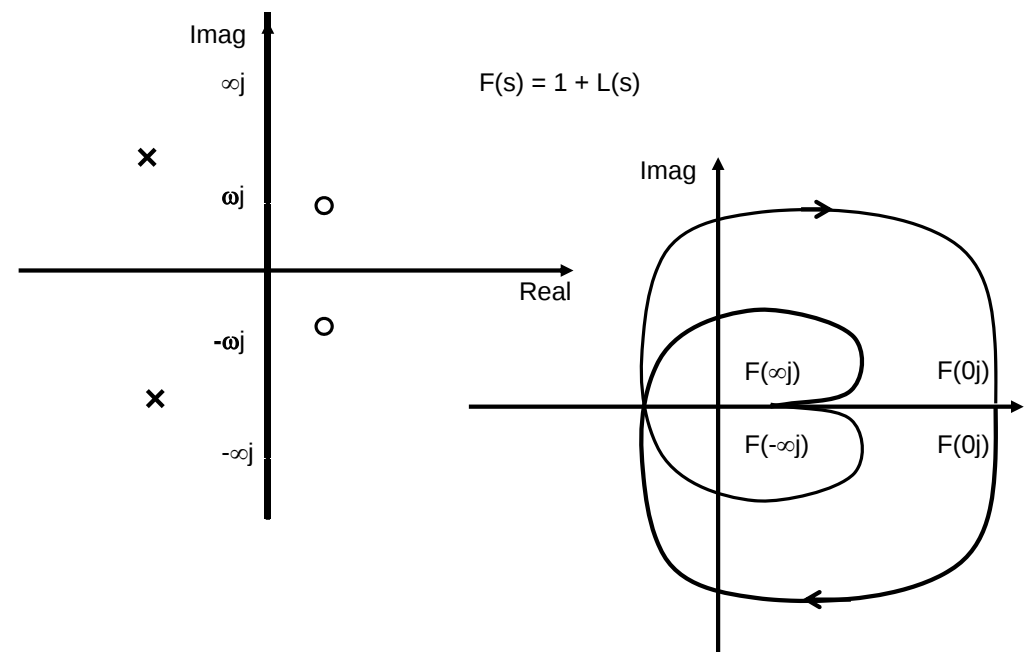
Traduzindo em palavras (Conclusão)

- $F(s) = 1 + L(s)$, se $L(s) = \text{NUM}(s)/\text{DEN}(s)$ teremos $F(s) = (\text{DEN}(s) + \text{NUM}(s)) / \text{DEN}(s)$
- $F(s) \Rightarrow$ Função de transferência, a qual está relacionada da seguinte forma com os pólos do sistema em malha aberta e fechada
 - **Pólos de $F(s)$** são iguais aos pólos de $L(s)$, i.e., pólos do sistema em **malha aberta**
 - **Zeros de $F(s)$** são iguais as raízes do polinômio característico as quais são iguais aos pólos do sistema em **malha fechada**
- Moral da história: os zeros de $F(s)$ são os pólos da malha fechada, logo devemos determinar o número de zeros de $F(s)$, pois a estabilidade depende deles.

Como podemos utilizar a historinha das circulações para determinar a estabilidade?



- Temos que ir a cata dos zeros de $F(s)$ que estão localizados no semi-plano direito, pois eles serão os responsáveis para estabilidade da malha fechada.
- Para tanto, teremos que fazer um círculo capaz de circular todo o semi-plano direito.
- A seguir basta contar o número de circulações para se determinar a estabilidade



Crítério de Nyquist

$$N = Z - P$$

N = Número de circulações na origem

Z = Número de Zeros de $F(s)$

P = Número de Pólos de $F(s)$ (= pólos de $L(s)$)

$$N = P_{MF} - P_{MA}$$

N = Número de circulações em torno do ponto -1 (N positivo sentido horário e negativo anti-horário)

P_{MF} = Número de Pólos Instáveis em **Malha Fechada**

P_{MA} = Número de Pólos Instáveis em **Malha Aberta**

- **Crítério de Nyquist:** O diagrama de nyquist deverá circular o **ponto -1 P_{MA} vezes** no sentido anti-horário para que o sistema seja **estável em malha fechada**. Onde P_{MA} é o número de pólos instáveis em malha aberta.

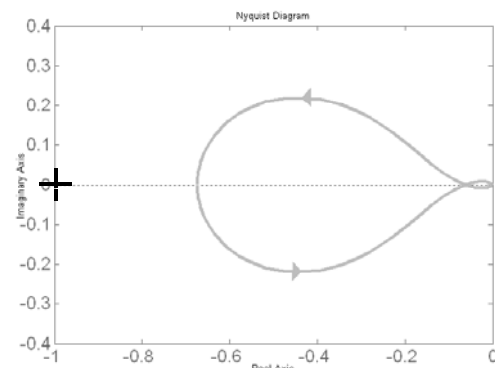
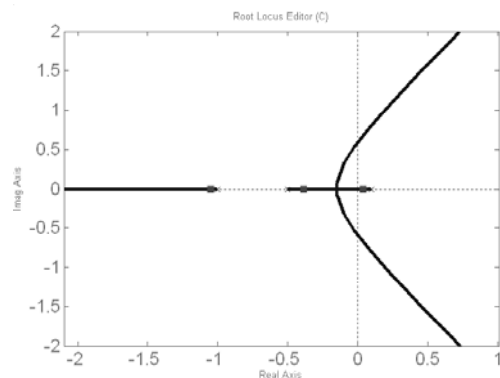
Critério de Nyquist - Exemplos

$G1=tf(-1, conv([-10\ 1],conv([2\ 1],[1\ 1])))$

$$G(s) = \frac{-1}{(-10s+1)(2s+1)(s+1)}$$

$N = P_{MF} - P_{MA}$ então $P_{MF} = N + P_{MA}$

$P_{MF} = 0 + 1 = 1$

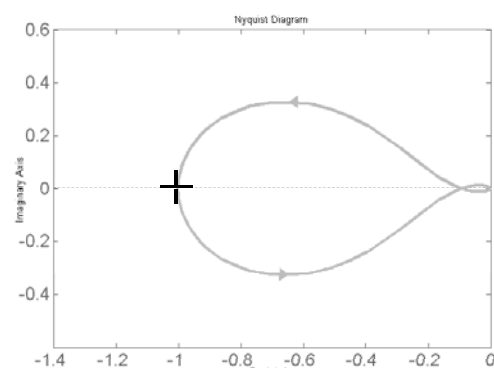
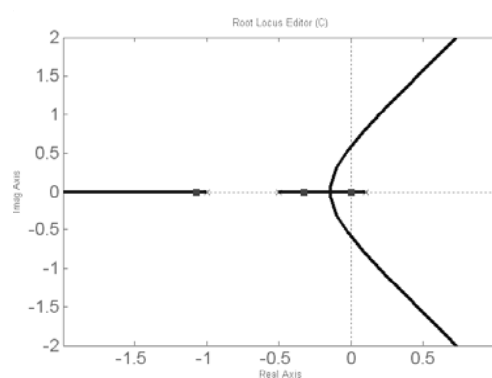


Critério de Nyquist - Exemplos

$G1=tf(-1, conv([-10\ 1],conv([2\ 1],[1\ 1])))$

$$G(s) = \frac{-1}{(-10s+1)(2s+1)(s+1)}$$

$P_{MF} = 0 + 1 = 1$

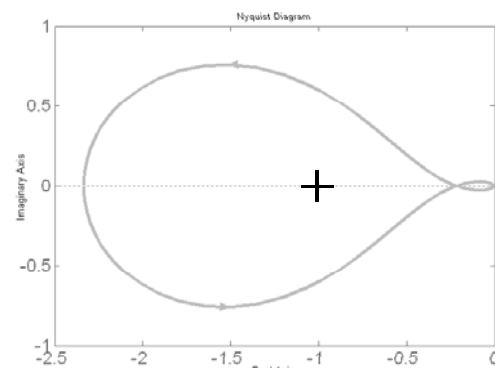
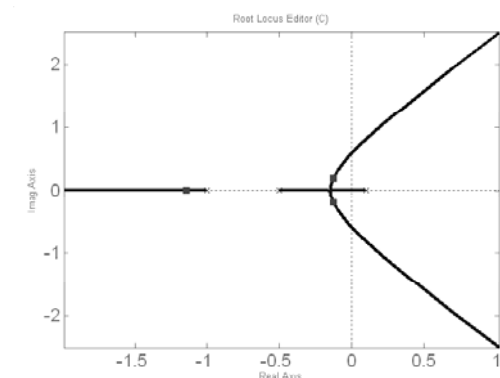


Critério de Nyquist - Exemplos

$G1=tf(-1, conv([-10\ 1],conv([2\ 1],[1\ 1])))$

$$G(s) = \frac{-1}{(-10s+1)(2s+1)(s+1)}$$

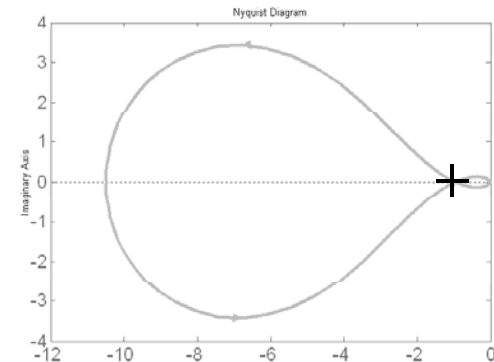
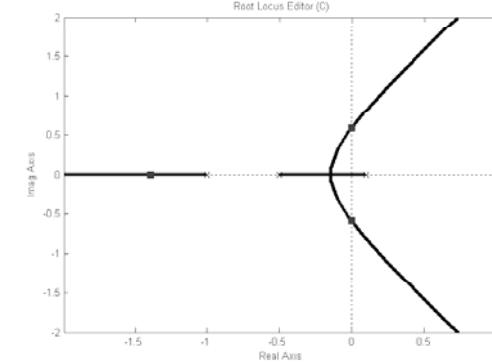
$P_{MF} = -1 + 1 = 0$



Critério de Nyquist - Exemplos

$G1=tf(-1, conv([-10\ 1],conv([2\ 1],[1\ 1])))$

$$G(s) = \frac{-1}{(-10s+1)(2s+1)(s+1)}$$

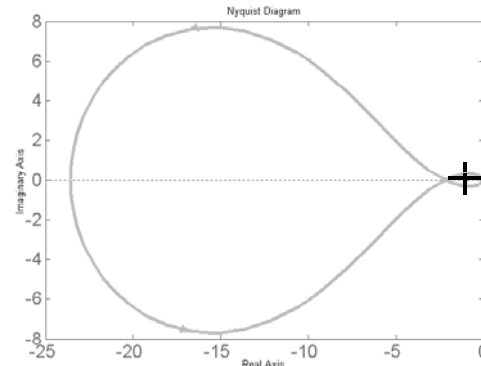
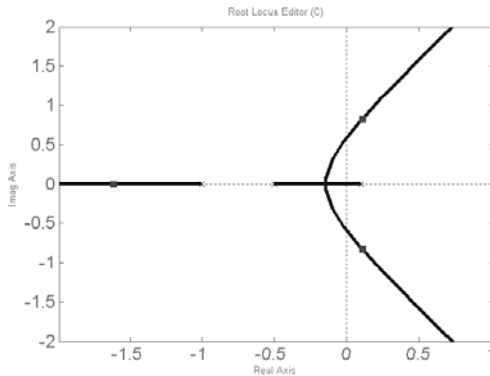


Critério de Nyquist - Exemplos

$$G1=tf(-1, conv([-10 1], conv([2 1], [1 1])))$$

$$P_MF = 1 + 1 = 2$$

$$G(s) = \frac{-1}{(-10s+1)(2s+1)(s+1)}$$



Construção do Diagrama de Bode

- Iremos ver que o **critério de Bode** pode ser visto como sendo a interpretação do **critério de nyquist aplicado ao diagrama de bode**
- Antes de vermos o critério de bode propriamente tipo iremos vermos como podemos **construir um diagrama de bode**
- Embora as informações contidas no diagrama de bode sejam as mesmas dos diagrama de nyquist, iremos ver que a construção de diagramas de bode é **muito mais simples** e imediata que a geração do diagrama de nyquist.
- Observe que o diagrama de bode será gerado facilmente através da utilização de assíntotas e um pouco de desenho técnico.

Diagrama de Bode - FT 1º Ordem (lag)

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad G(j\omega) = \frac{K}{\tau \cdot j\omega + 1} \times \frac{1 - j\omega\tau}{1 - j\omega\tau} = \frac{K}{1 + (\omega\tau)^2} (1 - j\omega\tau)$$

$$RA = |G(j\omega)| = \frac{|K|}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \quad \phi = -\text{ATAN}(\omega\tau)$$

$$\log_{10}|G(j\omega)| = \log_{10}|K| - \frac{1}{2}\log_{10}(1 + (\omega\tau)^2)$$

Agora vamos calcular as assíntotas:

$$\omega \rightarrow 0 \Rightarrow \log_{10}|G(j\omega)| = \log_{10}|K|$$

$$\omega \rightarrow \infty \Rightarrow \log_{10}|G(j\omega)| = \log_{10}|K| - \log_{10}(\omega\tau)$$

Diagrama de Bode - FT 1º Ordem

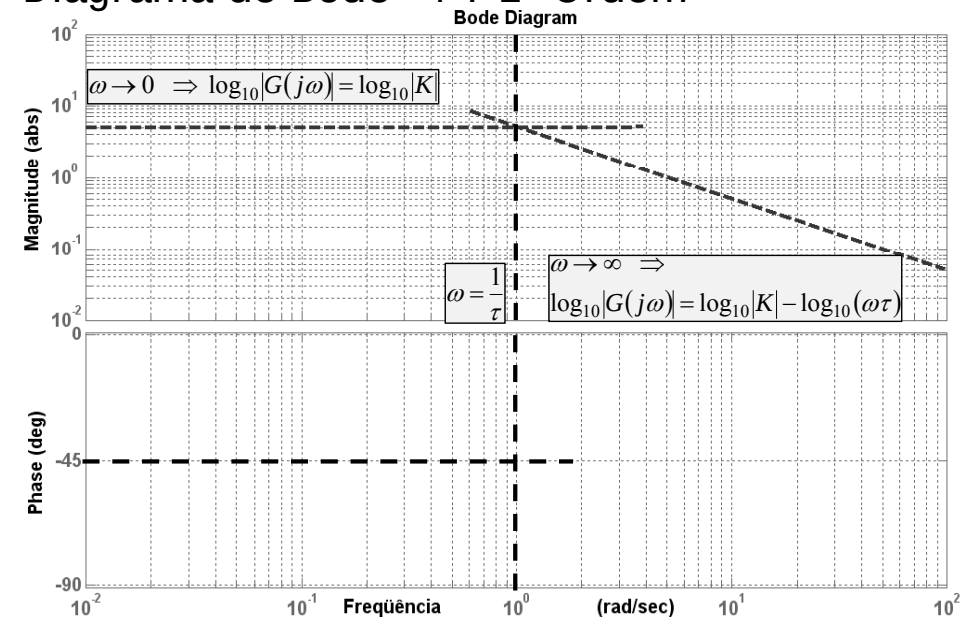


Diagrama de Bode - FT 1º Ordem

Bode Diagram

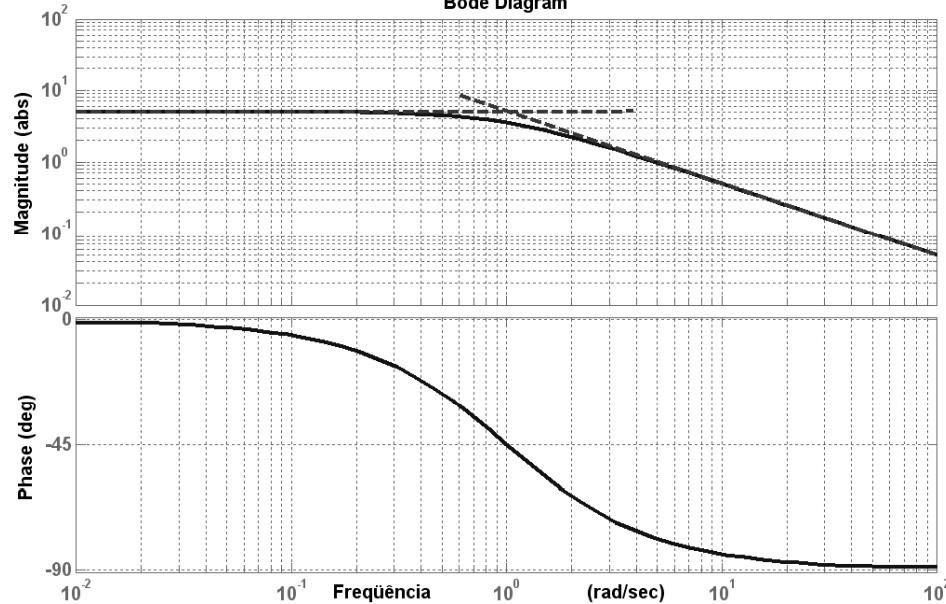


Diagrama de Bode - FT (lead)

$$G(s) = \beta s + 1$$

$$G(j\omega) = \beta \cdot j\omega + 1$$

$$RA = |G(j\omega)| = \sqrt{1 + (\omega\beta)^2} \quad \phi = \text{ATAN}(\omega\beta)$$

$$\log_{10}|G(j\omega)| = \log_{10}|1| + \frac{1}{2}\log_{10}(1 + (\omega\beta)^2)$$

Agora vamos calcular as assíntotas:

$$\omega \rightarrow 0 \Rightarrow \log_{10}|G(j\omega)| = 0$$

$$\omega \rightarrow \infty \Rightarrow \log_{10}|G(j\omega)| = \log_{10}(\omega\beta)$$

Diagrama de Bode - FT lead

Bode Diagram

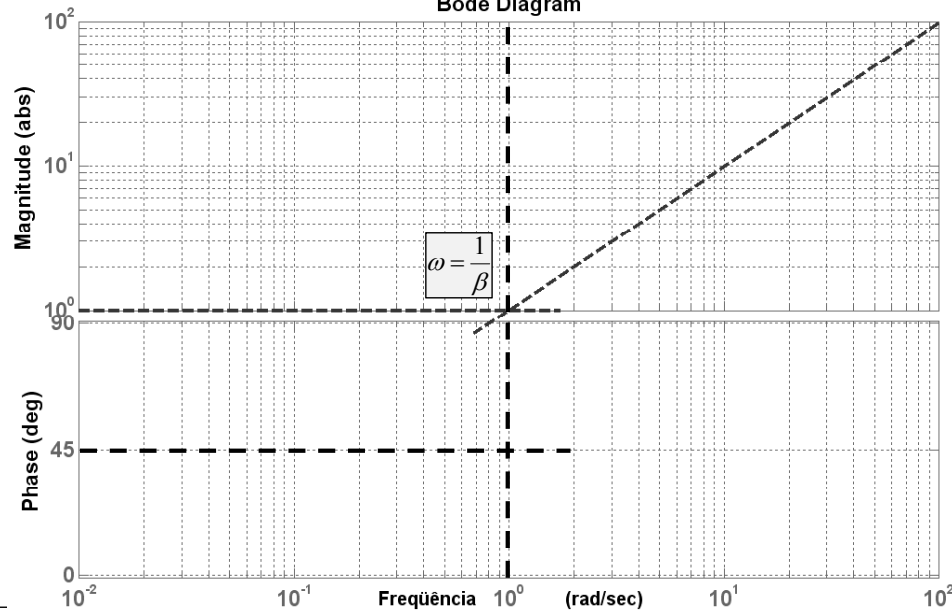


Diagrama de Bode - FT lead

Bode Diagram

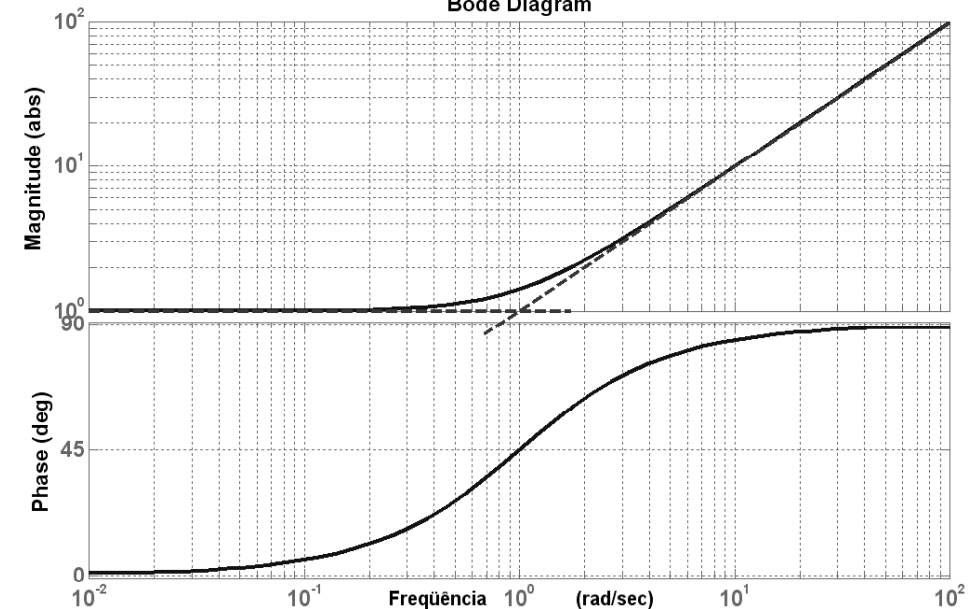


Diagrama de Bode - Tempo Morto

$$G(s) = \exp(-\theta s)$$

$$G(j\omega) = \exp(-\theta \cdot j\omega) = \cos(\theta\omega) - j\sin(\theta\omega)$$

$$RA = |G(j\omega)| = \sqrt{\cos^2(\theta\omega) + \sin^2(\theta\omega)} = \sqrt{1}$$

$$\phi = \text{ATAN}\left(\frac{I(\omega)}{R(\omega)}\right) = \text{ATAN}\left(\frac{-\sin(\theta\omega)}{\cos(\theta\omega)}\right) = -\theta\omega$$

$$\log_{10}|G(j\omega)| = \log_{10}|1|$$

$$\frac{\phi[\text{graus}]}{180^\circ} = -\theta \frac{\omega[\text{radianos}]}{\pi}$$

Diagrama de Bode - Tempo Morto

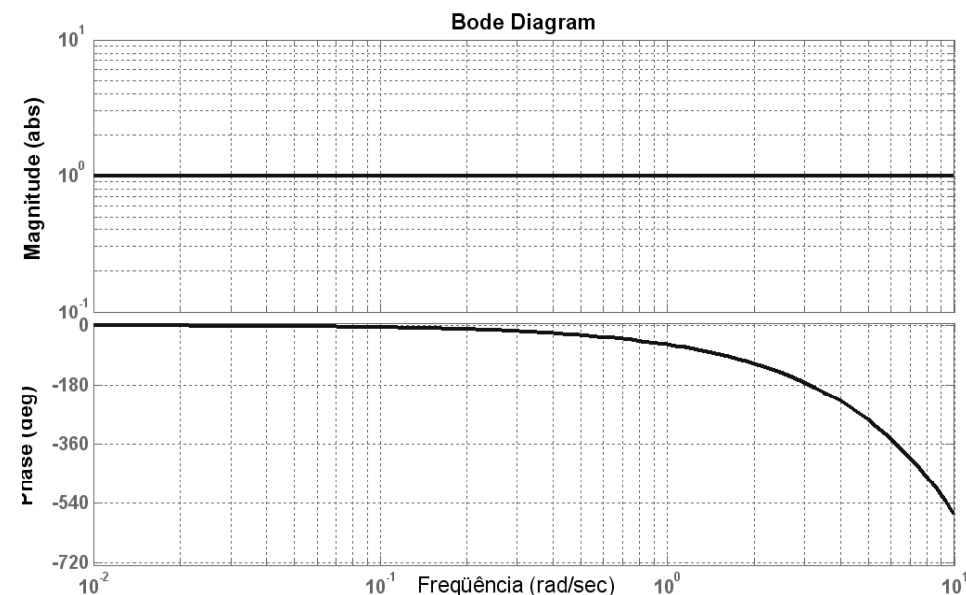


Diagrama de Bode para FT genéricas

$$G(s) = \frac{K(\beta s + 1)}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)(\tau_3 s + 1)} \exp(-\theta s)$$

$$G(j\omega) = \frac{|K|(\beta \cdot j\omega + 1)e^{j\phi_a}}{[(\tau_1 \cdot j\omega + 1)e^{j\phi_b}](\tau_2 \cdot j\omega + 1)e^{j\phi_c}(\tau_3 \cdot j\omega + 1)e^{j\phi_d}} \exp(-\theta \cdot j\omega)$$

$$RA = |G(j\omega)| = \frac{|K|(\beta \cdot j\omega + 1)}{[(\tau_1 \cdot j\omega + 1)(\tau_2 \cdot j\omega + 1)(\tau_3 \cdot j\omega + 1)]}$$

$$\phi_{TOTAL} = \phi_a(\omega) - \{\phi_b(\omega) + \phi_c(\omega) + \phi_d(\omega) + \omega\theta\}$$

Diagrama de Bode para FT genéricas

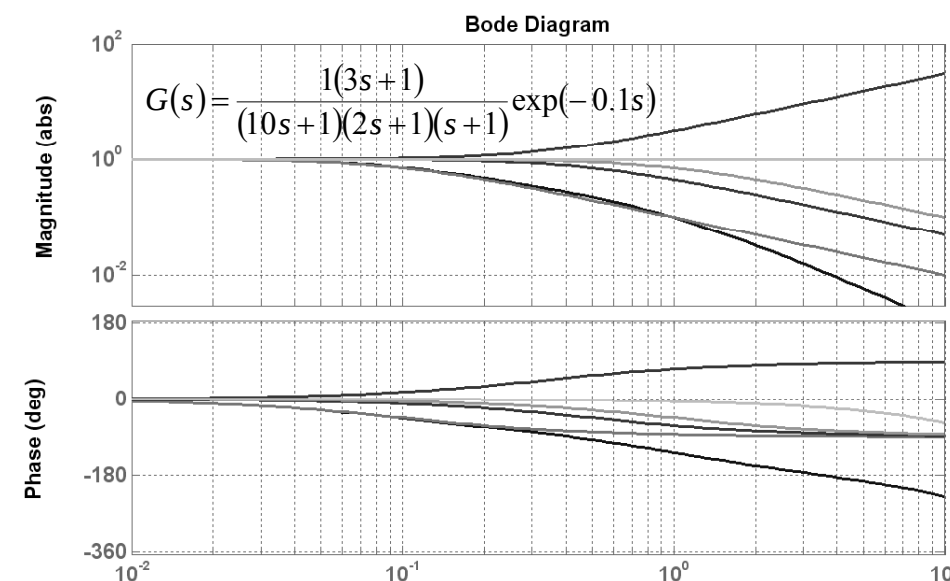
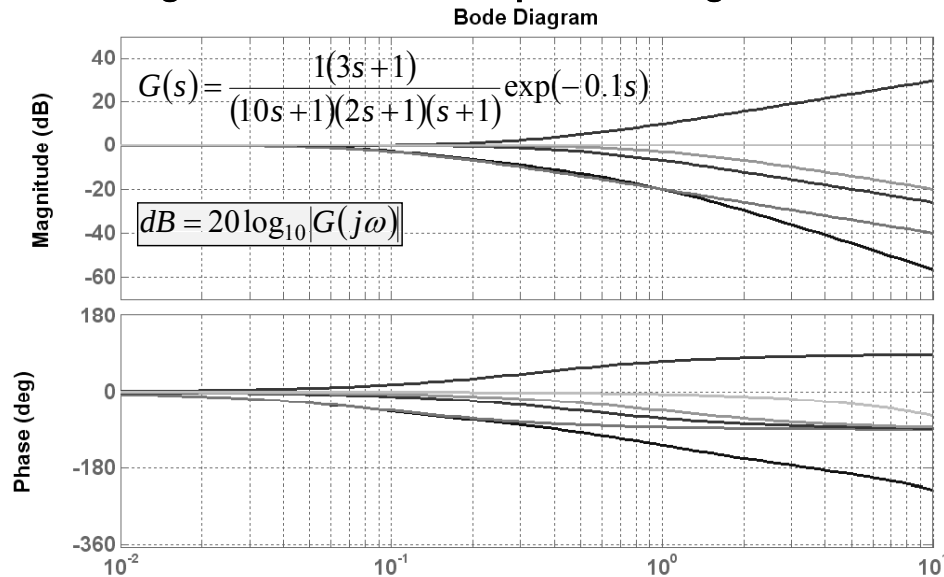
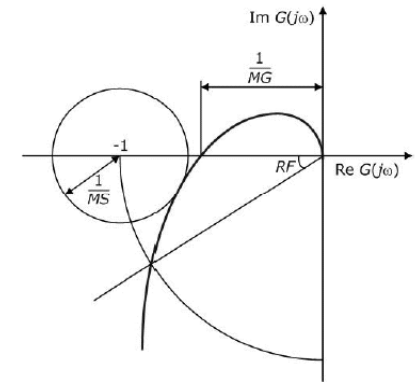


Diagrama de Bode para FT genéricas

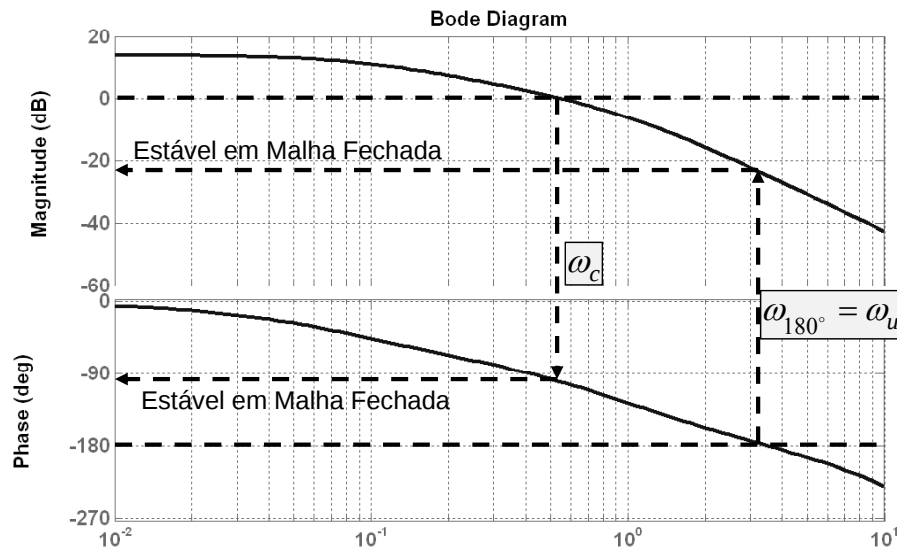


Critério de Bode - Plantas Estáveis em MA

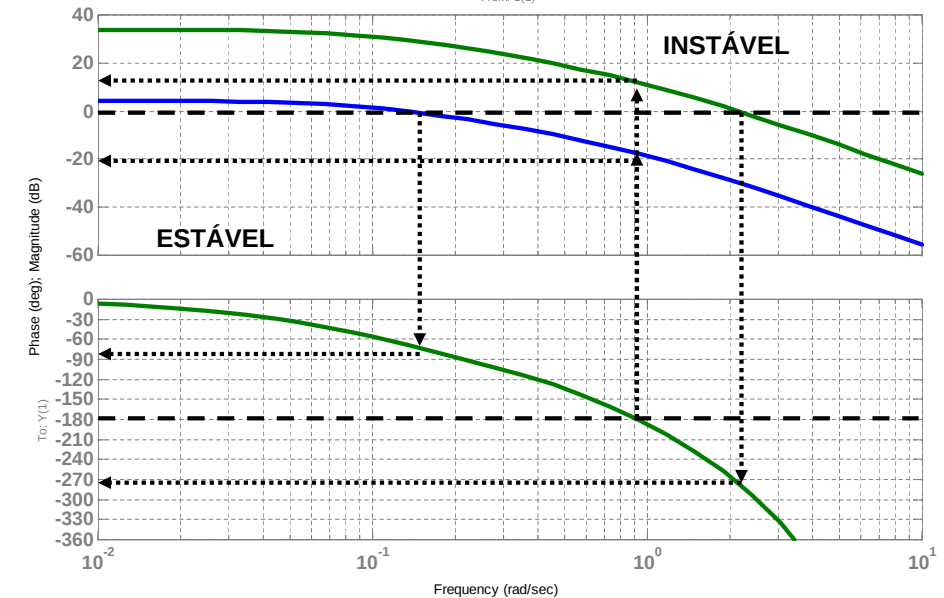
- O critério de Bode pode ser visto como sendo uma extensão do critério de Nyquist.
- Aqui iremos apresentar apenas a versão do critério de bode para sistemas estáveis em malha aberta.
- No caso de sistemas estáveis em malha aberta, para o sistema ser estável em malha fechada basta que o diagrama de nyquist não "abocanhe" (circule) o ponto -1.
- A idéia então é se verificar através do diagrama de bode se o sistema circula ou não o -1.
- O ponto -1, no diagrama de bode é representado por 0dB e pela fase -180°



Critério de Bode - Plantas Estáveis em MA

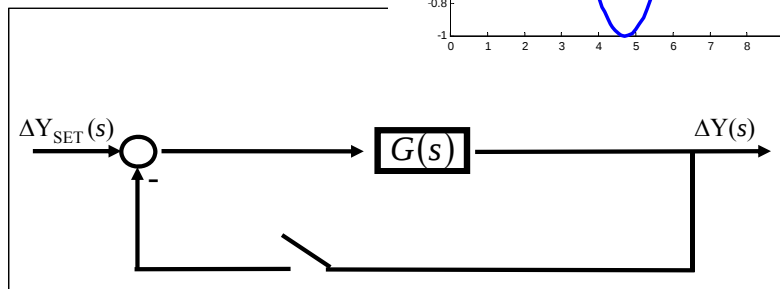
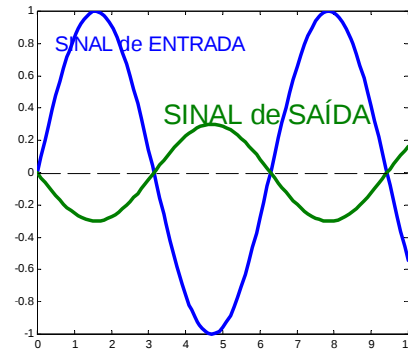


Critério de Bode - Plantas Estáveis em MA



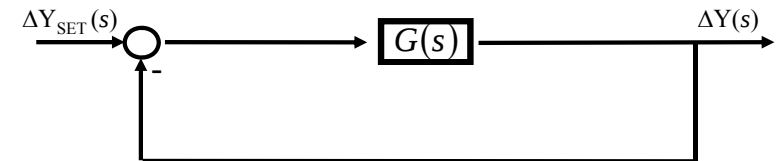
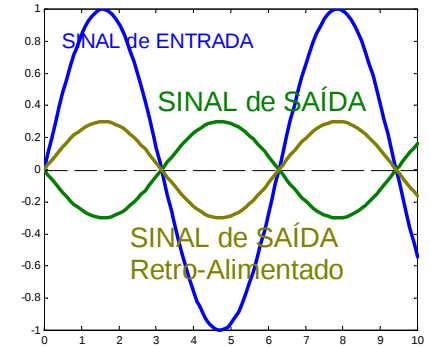
Interpretação Física do Critério de Bode

- Considere um sistema estável que seja perturbado por um sinal senoidal com frequência ω_{180° e que após ter estabelecido uma resposta senoidal de saída esta é retroalimentada na entrada do sistema.

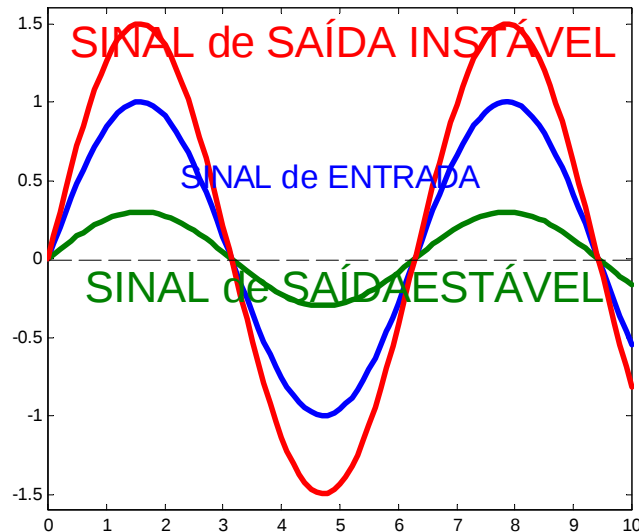


Interpretação Física do Critério de Bode

- Quando se fecha a malha o sinal de saída é multiplicado por -1, ou seja, volta a ficar parecido com o sinal de entrada.



Interpretação Física do Critério de Bode



Robustez

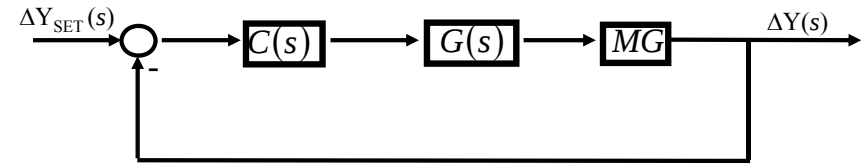
Robustez é quantificada através de distâncias da instabilidade. As melhores medidas são obtidas através dos diagramas de bode e nyquist, ou seja, através da resposta no domínio da frequência.

Robustez é fundamental !!!

• O que é Robustez?

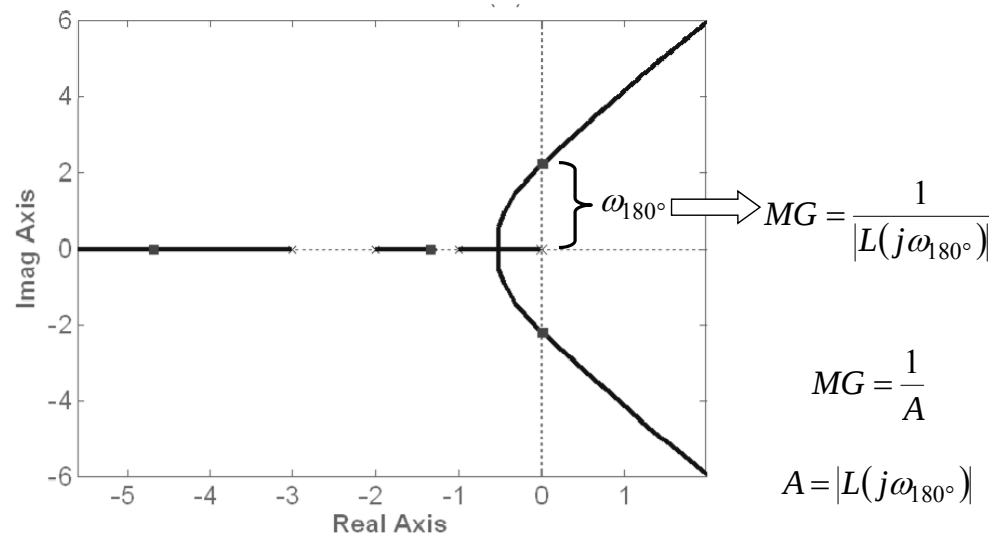
- É a capacidade de um controlador projetado para um determinado sistema (ponto de operação) vir a trabalhar satisfatoriamente (sem instabilizar) com outro sistema (ponto de operação).
- Esta é uma propriedade fundamental para a aplicação prática de controladores no cenário industrial, onde as plantas exibem um certo grau de não-linearidade e os controladores são projetados utilizando-se aproximações lineares em pontos de operação específicos.
- Para plantas estáveis em malha aberta, o controlador mais robusto, ou seja, o controlador que irá suportar a maior variação no comportamento dinâmico da planta é nenhum controlador. Mas esta situação apresenta desempenho péssimo.
- Desta forma existe um compromisso entre ROBUSTEZ e DESEMPENHO. A grosso modo maior DESEMPENHO tende a diminuir a ROBUSTEZ, enquanto que maior ROBUSTEZ tende a diminuir o desempenho.
- O GRANDE objetivo é se atingir o DESEMPENHO ROBUSTO

Margem de Ganho (MG)

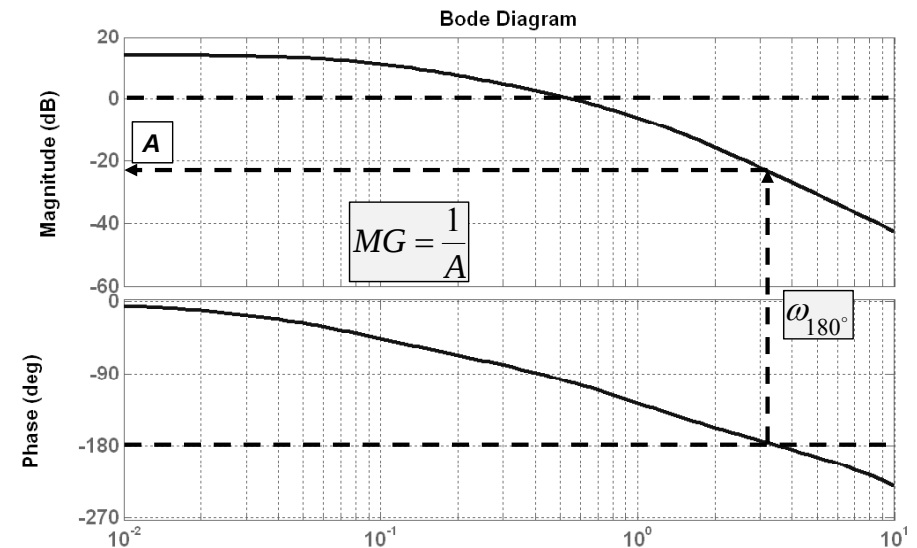


- Margem de ganho consiste no **maior valor de MG** $\in \mathbb{R}^+$ (números reais positivos) que uma malha de controle pode suportar antes de instabilizar.
- Pode ser visto como sendo a **máxima variação no ganho** estacionário da planta que uma determinada malha de controle suportaria sem instabilizar.
- Em termos práticos, um bom controlador deverá ter no mínimo **MG $\geq 1,7$** .

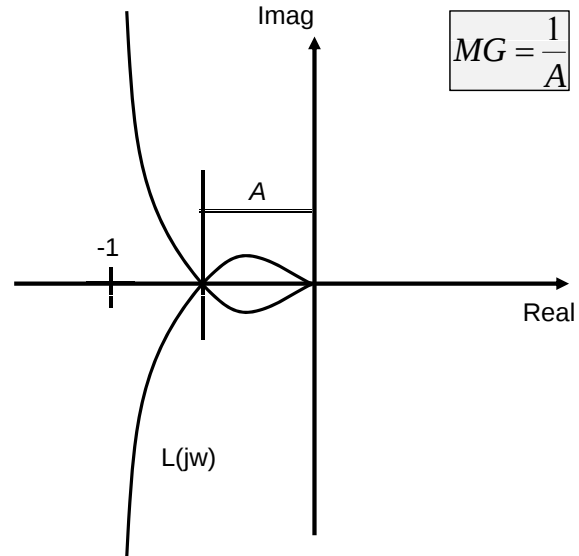
Margem de Ganho via Lugar das Raízes



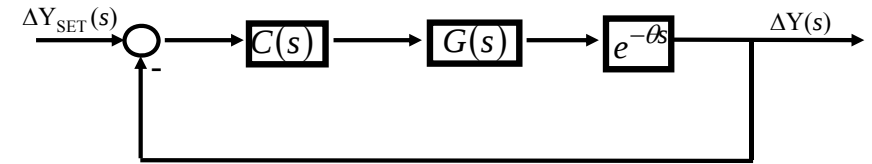
Margem de Ganho via Diagrama de Bode



Margem de Ganho via Diagrama de Nyquist



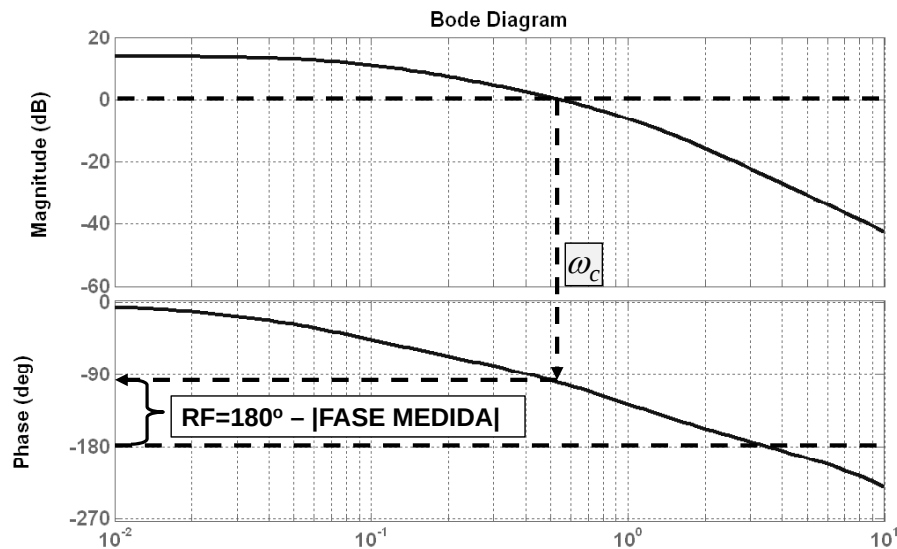
Reserva de Fase (RF)



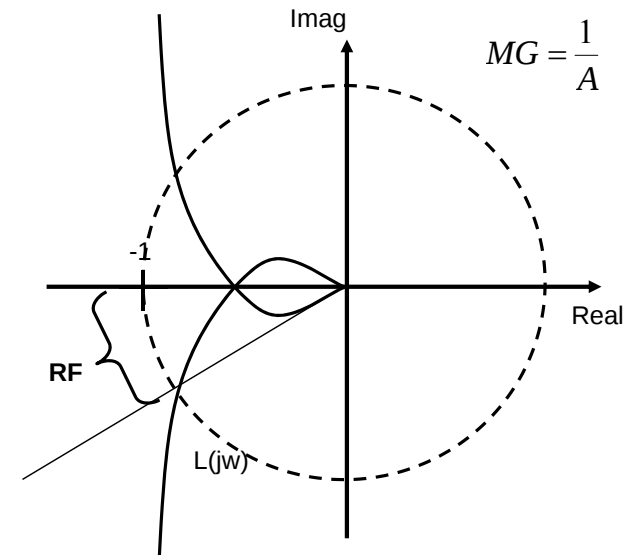
- A reserva de fase consiste no **maior valor de tempo morto** $\in \mathbb{R}^+$ (números reais positivos) que uma malha de controle pode suportar antes de instabilizar.
- Pode ser visto como sendo a **máxima variação na dinâmica** da planta que uma determinada malha de controle suportaria sem instabilizar.
- Em termos práticos, um bom controlador deverá ter no mínimo **$RF \geq 30^\circ$**
- O tempo morto é calculado da seguinte forma:

$$\theta = \frac{\pi}{180^\circ} \frac{RF}{\omega_c}$$

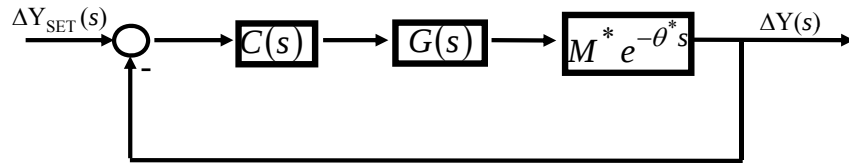
Reserva de Fase via Diagrama de Bode



Reserva de Fase via Diagrama de Nyquist



Máxima Sensibilidade (M_s)

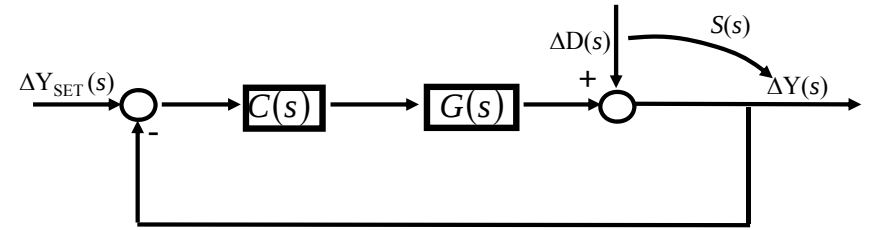


- A máxima sensibilidade consiste no menor esforço necessário para instabilizar uma determinada malha de controle. Consiste em uma variação simultânea de ganho (M^*) e tempo morto (θ^*) sendo ambos $\in \mathbb{R}^+$ (números reais positivos).
- Em termos práticos, um bom controlador deverá ter **2,2 (alto desempenho) $\geq M_s \geq 1,2$ (alta robustez)**
- O tempo morto é calculado da seguinte forma:

$$M^* = \frac{1}{|L(j\omega_S)|}$$

$$\theta^* = \frac{\pi}{180^\circ} \frac{RF^*}{\omega_S}$$

Função de Sensibilidade



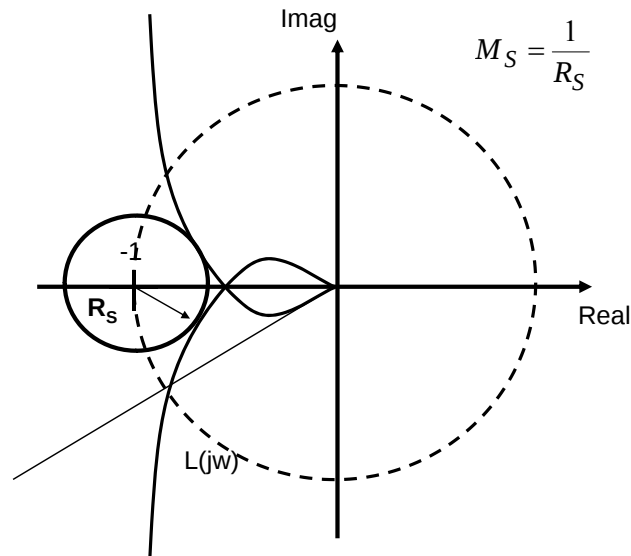
- A função de sensibilidade (S) é a função que relaciona a saída ΔY com a entrada ΔD .

$$S(s) = \frac{\Delta Y}{\Delta D} = \frac{1}{1 + GC(s)} = \frac{1}{1 + L(s)}$$

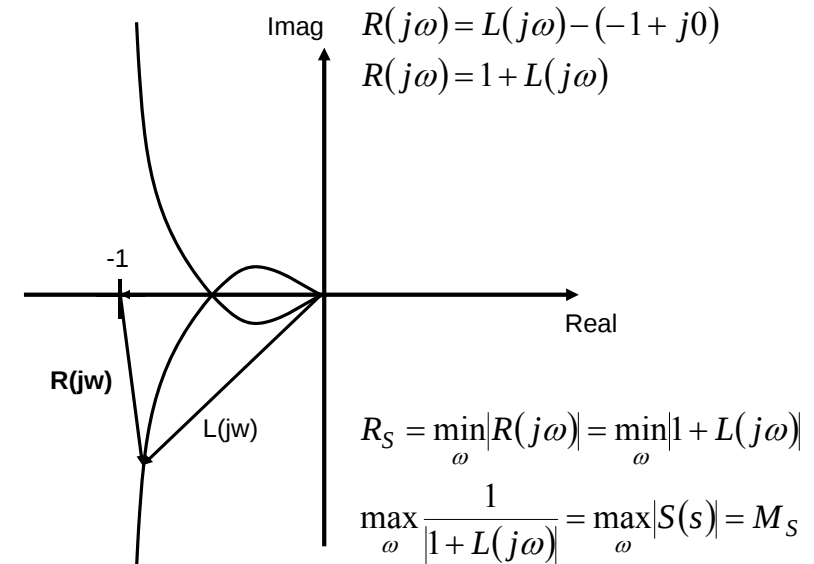
- A origem do nome se deve ao fato de a função de sensibilidade relacionar a incerteza da resposta em malha fechada ($T(s)$) com uma incerteza em malha aberta, através da seguinte relação:

$$\frac{\Delta T(s)}{T(s)} = S(s) \frac{\Delta G(s)}{G(s)}$$

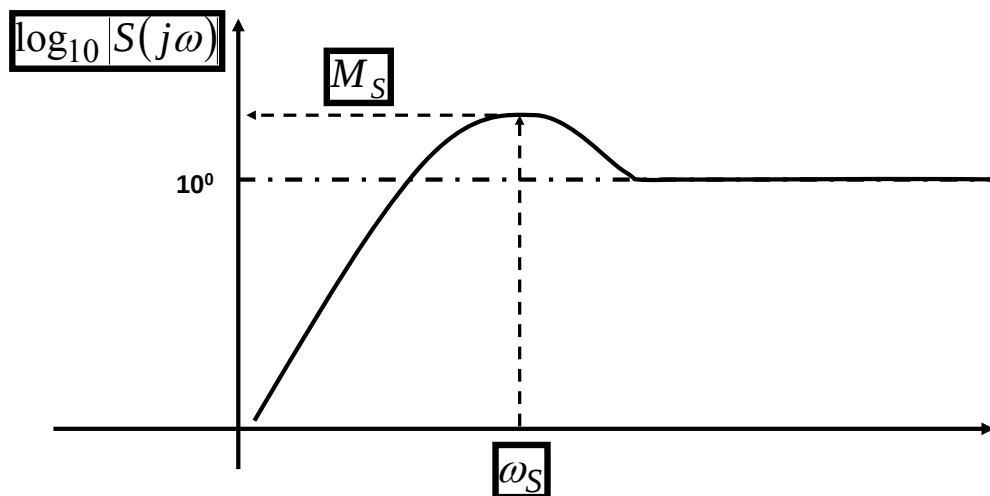
Máxima Sensibilidade (M_s)



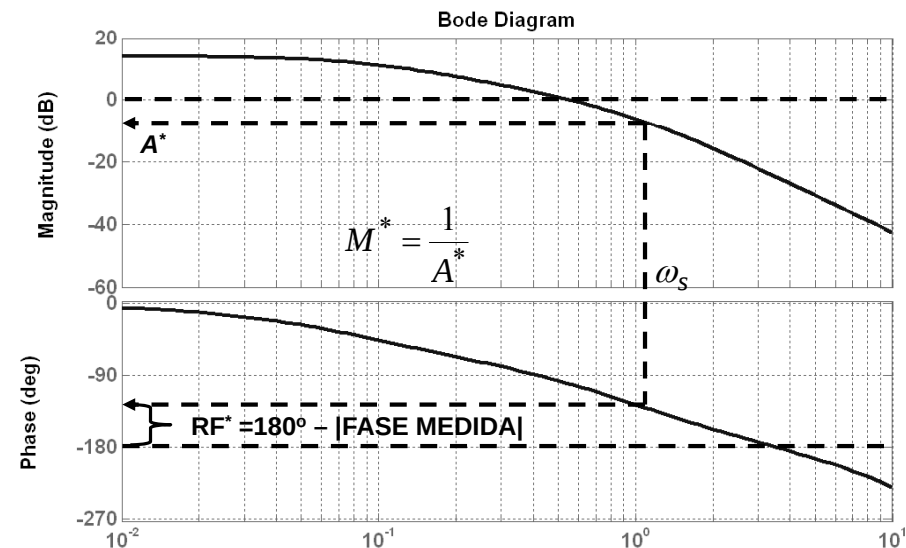
Máxima Sensibilidade (M_s) (cont.)



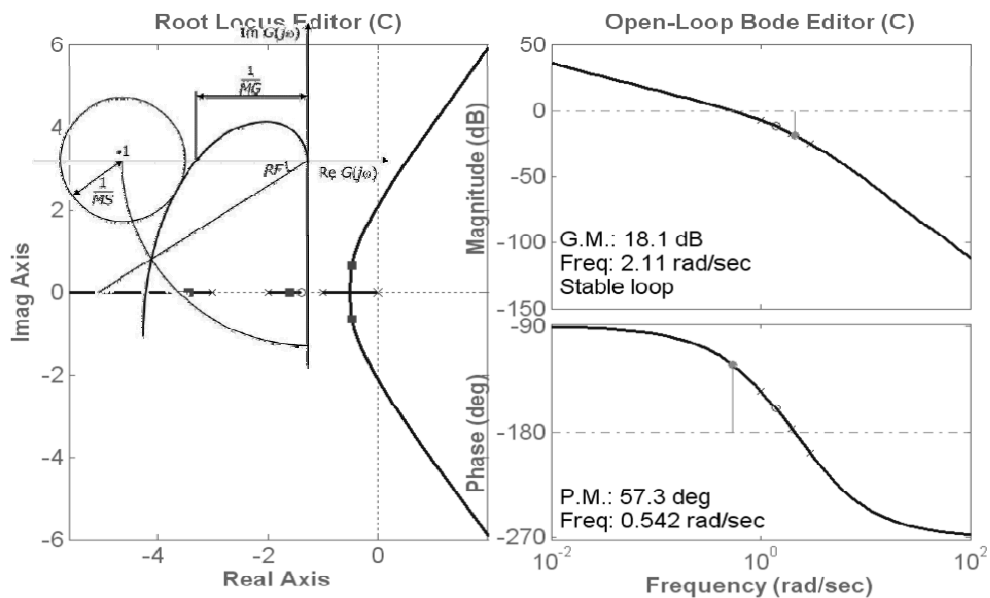
Máxima Sensibilidade (Ms)



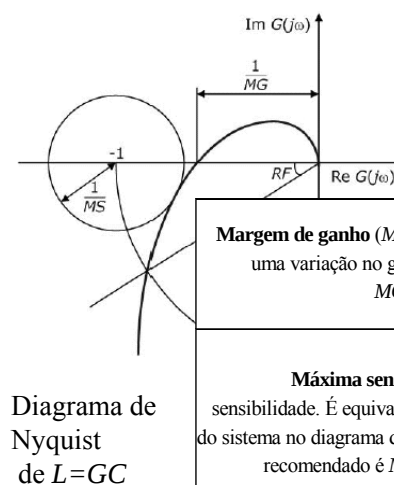
Máxima Sensibilidade (Ms)



Crítérios de Robustez – Determinado em Diversos Diagramas



Crítérios de Robustez baseados no domínio da frequência



Margem de ganho (MG): medida de quanto o sistema suportaria a uma variação no ganho estático. O valor limite recomendado é $MG > 1,7$ (TRIERWEILER e POSSER, 2002).

$$MG = \frac{1}{|L(j\omega_{180})|}$$

Máxima sensibilidade (MS): máximo valor da função de sensibilidade. É equivalente ao inverso da menor distância da curva do sistema no diagrama de Nyquist ao ponto crítico -1. O valor limite recomendado é $MS < 2,2$ (ÅSTRÖM e HÄGGLUND, 1995).

$$MS = \max_{0 \leq \omega < \infty} |S(j\omega)|$$

Reserva de fase (RF): reserva existente para a fase cair abaixo de -180° para um ganho estático unitário. O valor limite recomendado é $RF > 30^\circ$ (BOLTON, 1995).

$$RF = 180^\circ - |\arg(L(j\omega_c))|$$

Desempenho

Juntamente com a Robustez o Desempenho representa uma das principais métricas que deverá ser satisfeita pelo método de ajuste de controladores.

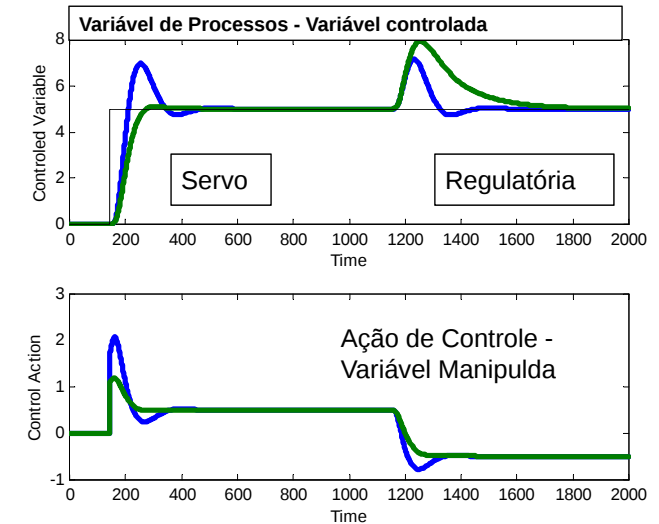
Crítérios de Desempenho

- O que é desempenho/performance?

Características

Servo =
Mudança de Setpoint

Regulatória =
Distúrbio na Carga

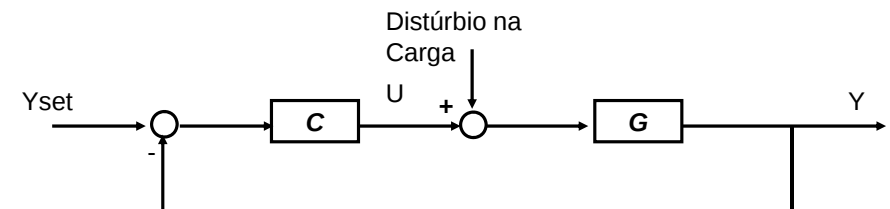


Desempenho

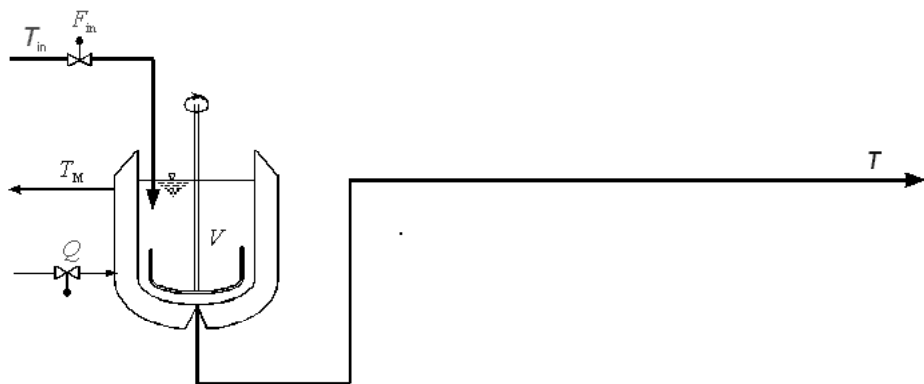
- Do que depende o desempenho?
 - Do tipo de perturbação (degrau, rampa, senoidal)
 - Do local onde é aplicada na malha de controle (setpoint, distúrbio na carga)
- Como pode ser medido o desempenho?
 - Através da inspeção visual das simulações
 - Através de métricas baseadas no acompanhamento do erro ($e = y_{set} - y$) ao longo do tempo
 - Através de parâmetros que caracterizam a resposta de sistemas de 2º ordem (tempo de subida, assentamento, overshoot)

Localização do Distúrbio

- Mas o que é distúrbio na carga?
 - Tipicamente distúrbios que **ocorrem na alimentação** do processo, tais como temperatura de alimentação, composição de alimentação, etc.
 - Estes distúrbios **apresentam uma dinâmica similar** a apresentada pelas **variáveis manipuladas** desta forma são normalmente representados na entrada do bloco da planta.



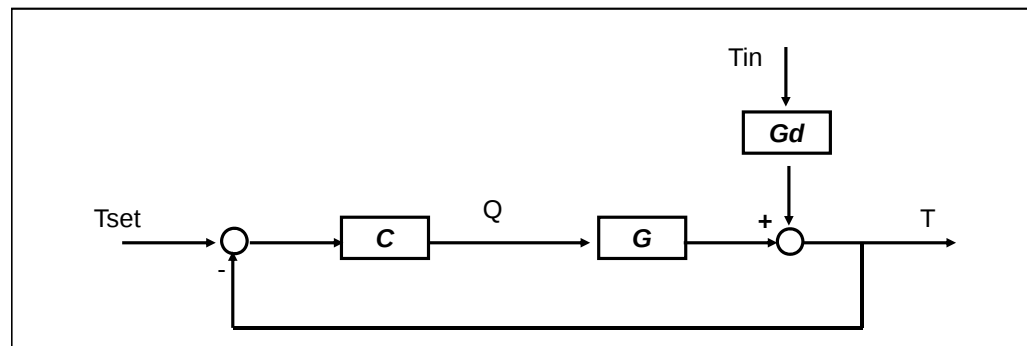
Distúrbio na carga - exemplo



$$\frac{\Delta T(s)}{\Delta Q(s)} = G(s) = \frac{1}{\frac{\rho c F_{in}}{V} s + 1} e^{-\frac{A \cdot L}{F_{in}} s} \quad \text{and} \quad \frac{\Delta T(s)}{\Delta T_{in}(s)} = G_d(s) = \frac{\frac{F_{in}}{V}}{\frac{F_{in}}{V} s + 1} e^{-\frac{A \cdot L}{F_{in}} s}$$

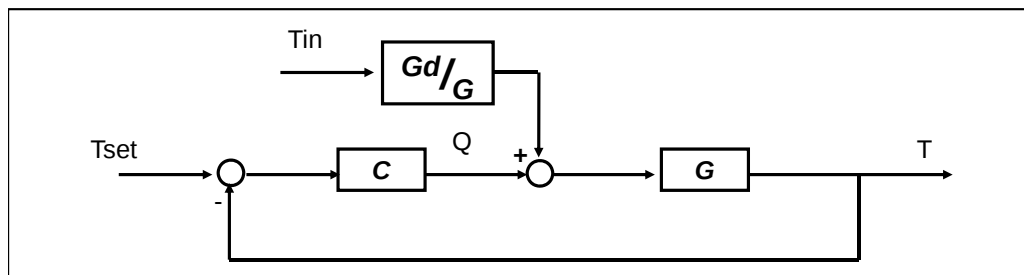
Exemplo de distúrbio na carga (cont.)

$$\frac{\Delta T(s)}{\Delta Q(s)} = G(s) = \frac{1}{\frac{\rho c F_{in}}{V} s + 1} e^{-\frac{A \cdot L}{F_{in}} s} \quad \frac{\Delta T(s)}{\Delta T_{in}(s)} = G_d(s) = \frac{\frac{F_{in}}{V}}{\frac{F_{in}}{V} s + 1} e^{-\frac{A \cdot L}{F_{in}} s}$$

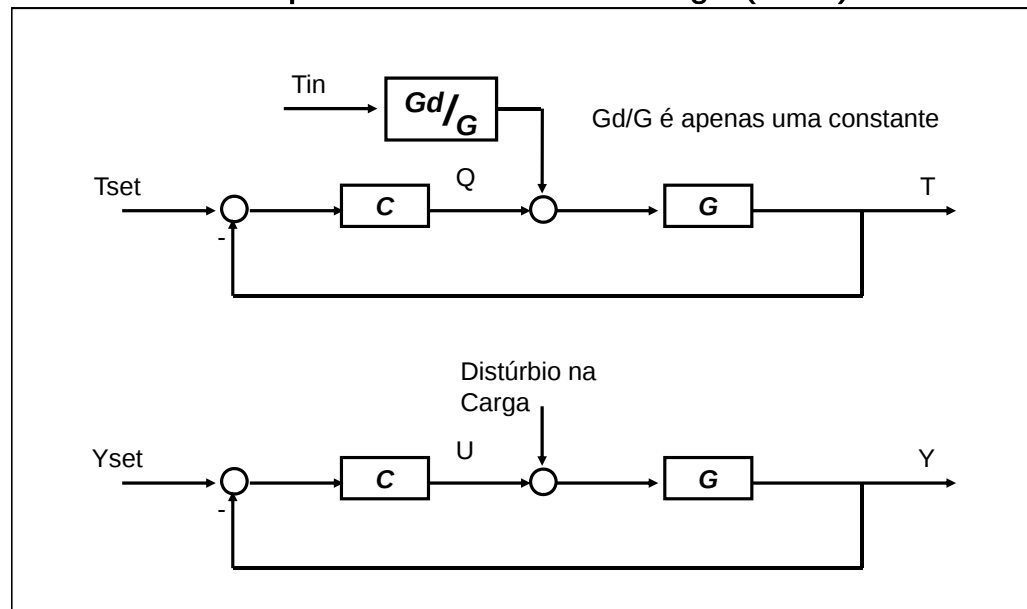


Exemplo de distúrbio na carga (cont.)

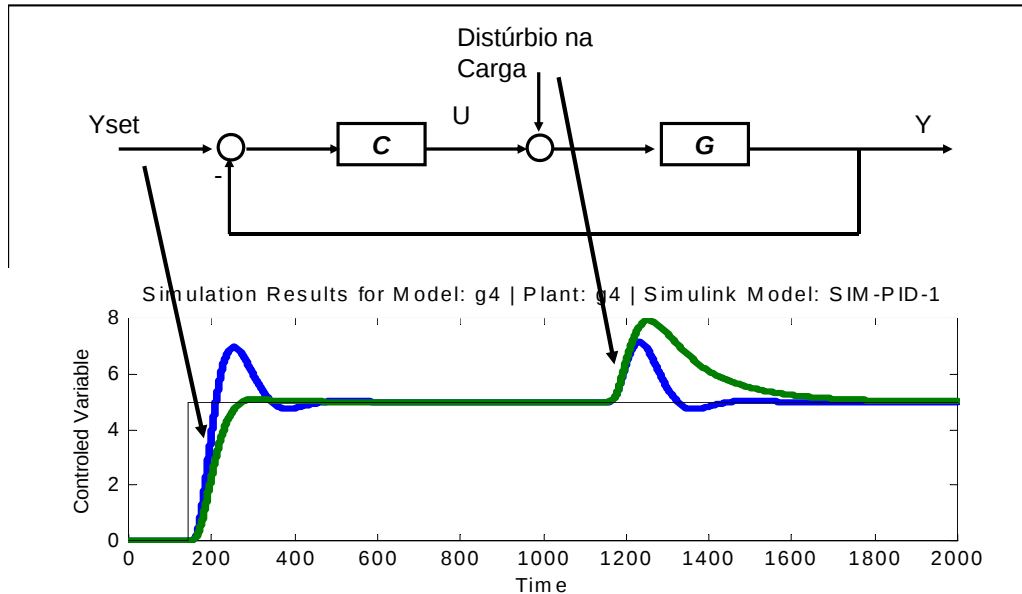
$$\frac{\Delta Q(s)}{\Delta T_{in}(s)} = \frac{G_d(s)}{G(s)} = \frac{\frac{\frac{F_{in}}{V}}{\frac{F_{in}}{V} s + 1} e^{-\frac{A \cdot L}{F_{in}} s}}{\frac{1}{\frac{\rho c F_{in}}{V} s + 1} e^{-\frac{A \cdot L}{F_{in}} s}} = \frac{\frac{F_{in}}{V}}{\frac{1}{\frac{\rho c F_{in}}{V} s + 1}} = \frac{c \rho F_{in}^2}{V}$$



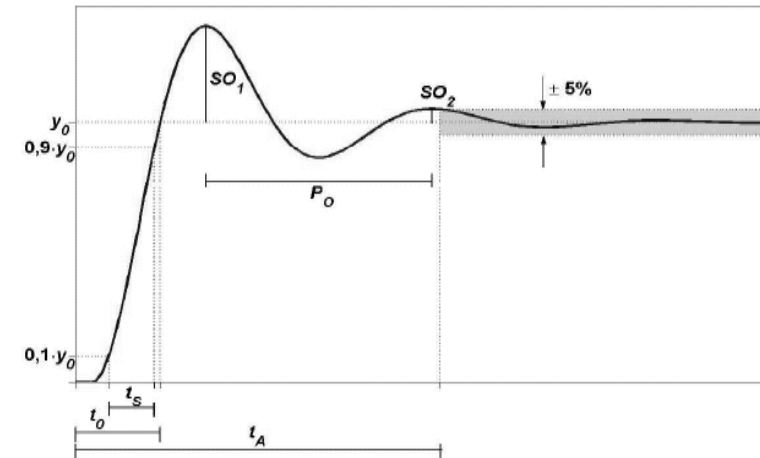
Exemplo de distúrbio na carga (final)



Simulação Típica



A) Critérios de Desempenho Baseados em Respostas de FT de 2º ordem



B) Desempenho Baseados em Integrais do Erro

Integral do erro (IE): integral do sinal de erro no tempo. Este índice não é usual pois erros positivos cancelam erros negativos, podendo mascarar o resultados para respostas subamortecidas (MARLIN, 1995).

$$IE = \int_0^{\infty} e(t) dt$$

Integral do erro absoluto (IAE): integral do valor absoluto do sinal de erro no tempo. É equivalente à soma das áreas acima e abaixo do valor de referência (MARLIN, 1995).

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt$$

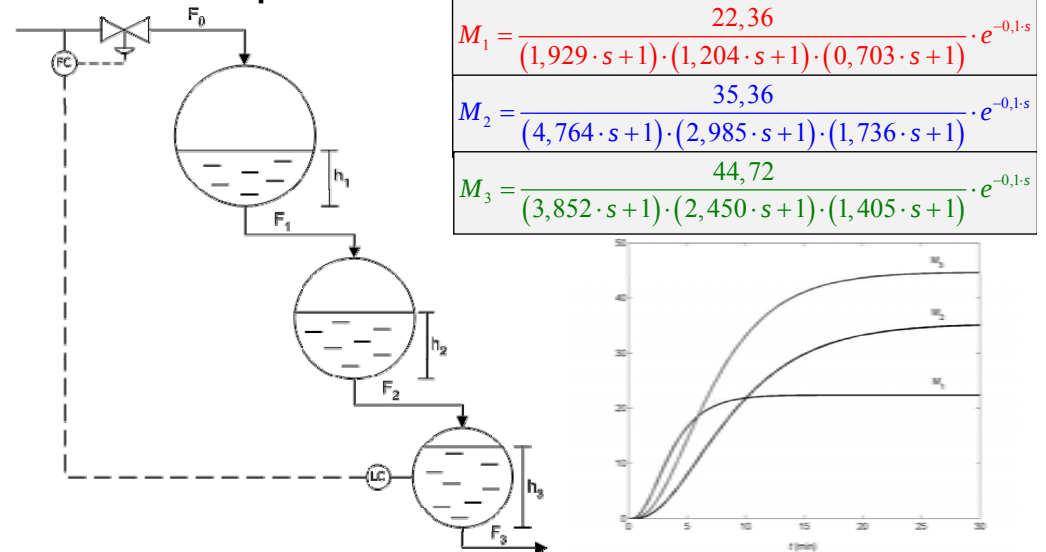
Integral do erro absoluto ponderado no tempo (ITAE): integral do tempo multiplicado pelo valor absoluto do sinal de erro no tempo. Este índice penaliza erros que se mantêm no tempo (MARLIN, 1995).

$$ITAE = \int_0^{\infty} t \cdot |e(t)| dt$$

Integral do erro quadrático (ISE): integral do quadrado do sinal de erro no tempo. Este índice, por definição, penaliza mais, valores maiores do sinal de erro (MARLIN, 1995).

$$ISE = \int_0^{\infty} [e(t)]^2 dt$$

Exemplo ilustrativo ilustrar que robustez e desempenho são propriedades distintas

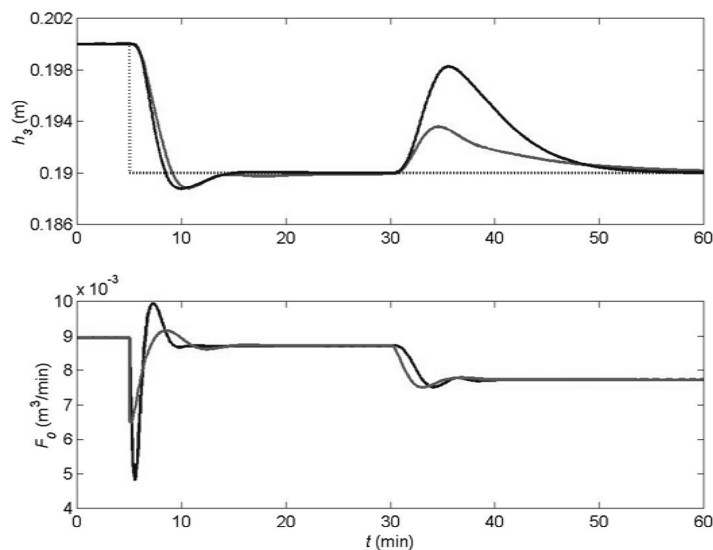


Exemplo ilustrativo sobre robustez (cont.)

Simulação e controladores projetados para M3

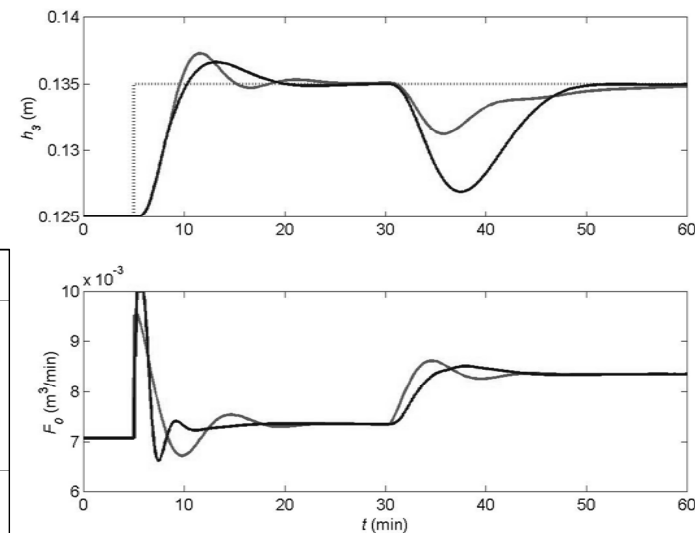
Qual dos controladores é o mais robusto?

Onde podemos enxergar esta informação?



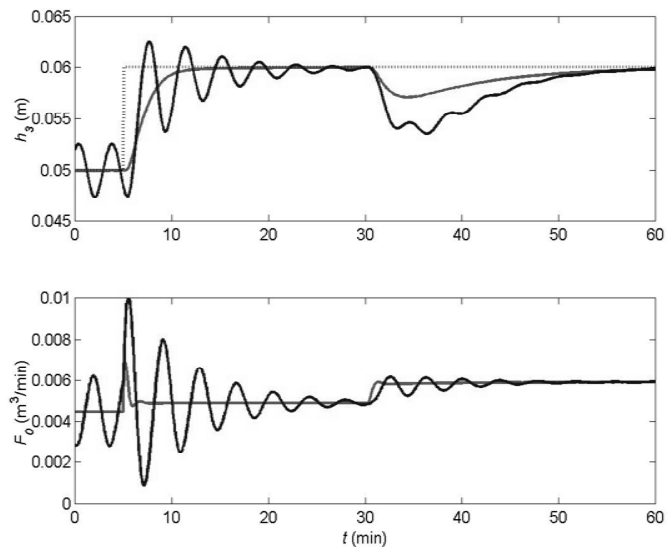
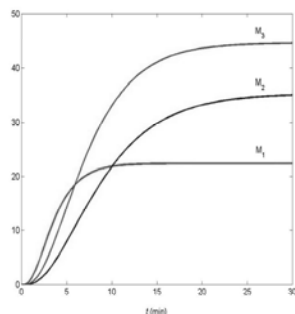
Exemplo ilustrativo sobre robustez (cont.)

Controladores projetados para M3 e simulados com M2



Exemplo ilustrativo sobre robustez (cont.)

Controladores projetados para M3 e simulados com M1



Ajuste de Controladores PID

Um bom ajuste deverá conciliar tanto critérios de desempenho quanto de robustez. O objetivo maior é se atingir o desempenho robusto.

Como Sintonizar um PID?

- Ferramentas auxiliares
- Auto-ajuste
- Regras de ajuste (empíricas e teóricas)
- Métodos analíticos
- Tentativa e erro
- *Factory Tuning*

Método da Tentativa-Erro

- Modo Proporcional:

Rápida correção do processo
Gera *offset*

- Modo Integral:

Elimina *offset*
Reduz a estabilidade

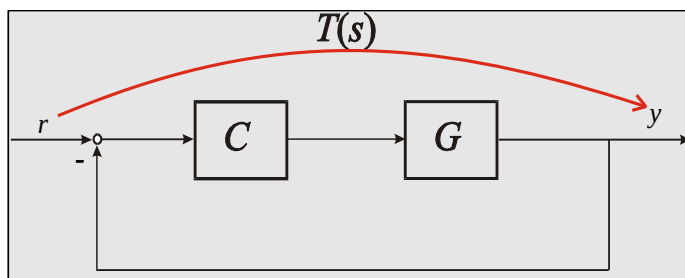
- Modo Derivativo:

Torna mais robusto
Sensível a ruídos

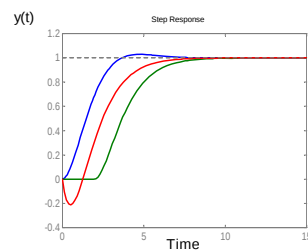
Resposta em malha fechada	Tempo de subida	Overshoot	Tempo de assentamento	Offset	Efeito do ruído
$\uparrow K_p$	$\downarrow$	$\uparrow$	$\uparrow \approx$	$\downarrow$	$\uparrow \approx$
$\uparrow 1/\tau_i, \downarrow \tau_i$	$\downarrow$	$\uparrow \uparrow$	$\uparrow$	$\times$	$\approx$
$\uparrow D = \tau_D$	$\approx$	$\downarrow \downarrow$	$\downarrow \downarrow$	$\approx$	$\uparrow \uparrow$
$\downarrow$ Diminui, $\uparrow$ Aumenta, $\approx$ Pequenas variações, $\times$ Elimina					

O que está por trás dos parâmetros de um controlador PID? Método da Síntese Direta

Método da Síntese Direta aplicado a malhas SISO



$$T(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{GC(s)}{1 + GC(s)}$$



A expressão para o controlador para uma dada planta $G(s)$ e para um desempenho em malha fechada $T(s)$ é dado por:

$$C(s) = \frac{1}{G(s)} \times \frac{T(s)}{1 - T(s)}$$

Método da Síntese Direta - Exemplo 1

Para ilustrar o método vamos considerar uma função de primeira ordem para o desempenho em malha fechada

$$T(s) = \frac{1}{\tau_{cl}s + 1}$$

$$C(s) = \frac{1}{G(s)} \times \frac{T(s)}{1 - T(s)}$$

$$C(s) = \frac{1}{G} \times \frac{1}{\tau_{cl}s}$$

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1}$$

$$C(s) = \frac{\tau s + 1}{K} \times \frac{1}{\tau_{cl}s} = \frac{1}{K} \left(\frac{\tau}{\tau_{cl}} \right) \left(1 + \frac{1}{\tau_{cl}s} \right)$$

K_p

Método da Síntese Direta - Exemplo 2

Para ilustrar o método vamos considerar uma função de primeira ordem para o desempenho em malha fechada

$$T(s) = \frac{1}{\tau_{cl}s + 1}$$

$$C(s) = \frac{1}{G(s)} \times \frac{T(s)}{1 - T(s)}$$

$$C(s) = \frac{1}{G} \times \frac{1}{\tau_{cl}s}$$

$$G(s) = \frac{K}{\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1}$$

$$C(s) = \frac{\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1}{K\tau_{cl}s} = \frac{2\zeta\tau}{K\tau_{cl}} \left(1 + \frac{1}{\underbrace{2\zeta\tau}_{\tau_I} s} + \frac{\tau}{\underbrace{2\zeta}_{\tau_D} s} \right)$$

Método da Síntese Direta - Exemplo 3

Para o caso de uma planta de fase não-mínima do tipo :

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

A função em malha fechada terá que incluir o mesmo tempo morto, ou seja:

$$T(s) = \frac{e^{-\theta s}}{\tau_{cl}s + 1}$$

$$C(s) = \frac{1}{G(s)} \times \frac{T(s)}{1 - T(s)}$$

$$C(s) = \frac{(\tau s + 1)}{K} \left(\frac{1}{\tau_{cl}s + 1 - \exp(-\theta s)} \right)$$

$$C_{app}(s) = \frac{\tau}{K(\tau_{cl} + \theta)} \left(1 + \frac{1}{\underbrace{\tau}_{\tau_I} s} \right)$$

$$\exp(-\theta s) \approx 1 - \theta s$$

Método da Síntese Direta - CONCLUSÕES

• Principais conclusões:

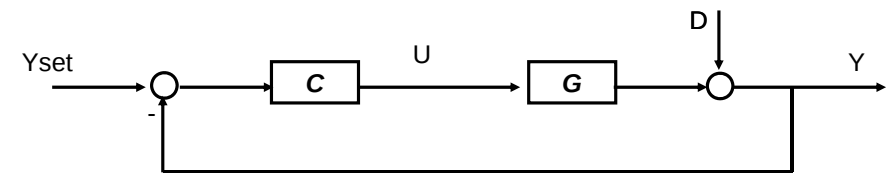
- O controlador pode ser visto como sendo a inversão do modelo da planta multiplicado por uma função do desempenho alcançável.

$$C(s) = \frac{1}{G(s)} \times \frac{T(s)}{1 - T(s)}$$

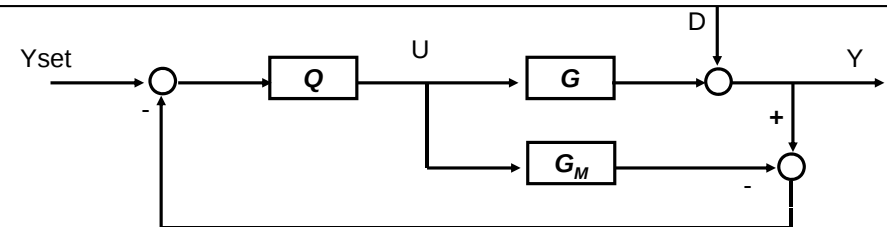
- Os parâmetros do controlador são uma função dos ganhos e da dinâmica da planta. Para sistemas estáveis em malha-aberta o ganho do controlador sempre será o inverso do ganho da planta multiplicado por uma função adimensional que relaciona a dinâmica do sistema em malha aberta com a dinâmica desejada em malha fechada, ao passo que T_I e T_D serão uma função das constantes de tempo da planta.

Projeto de Controladores pelo método IMC

• Estrutura Clássica

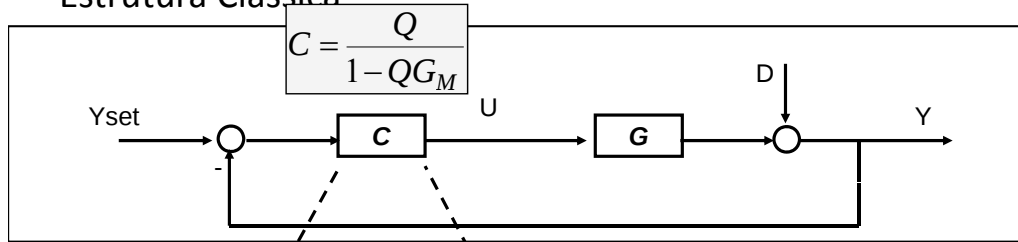


• Estrutura IMC (Internal Model Control)

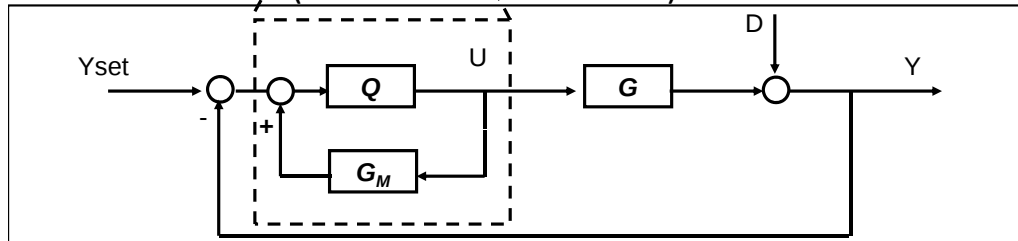


Projeto de Controladores pelo método IMC

• Estrutura Clássica

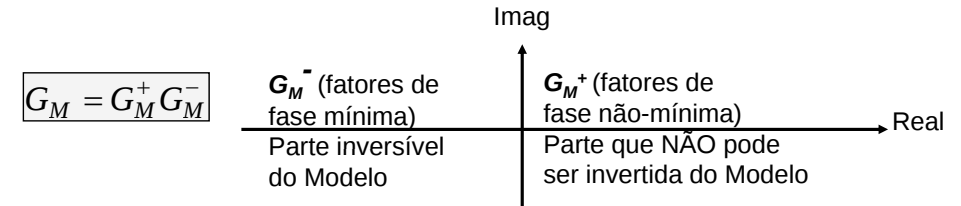


• Estrutura IMC (Internal Model Control)



Projeto de Controladores pelo método IMC

• 1 Passo: Fatorar o modelo do processo



• 2º Passo: Especificar o controlador

$$Q = \frac{1}{G_M^-} \times \underbrace{\frac{1}{(\tau_{cl}s + 1)^r}}_{\text{filtro}}$$

Onde TAU_CL é o parâmetro de ajuste e r é escolhido de tal forma a transformar a diferença entre a ordem do *numerador* e do *denominador* de $Q(s)$ não maior que 1

Projeto pelo método IMC - Exemplo

• 1 Passo:

$$G_M = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$$

$$G_M = \frac{K}{\tau s + 1} \underbrace{\left(\frac{1 - \frac{\theta}{2}s}{1 + \frac{\theta}{2}s} \right)}_{\text{Padé}} = \underbrace{\left(1 - \frac{\theta}{2}s \right)}_{G_M^+} \underbrace{\left(\frac{K}{\left(1 + \frac{\theta}{2}s \right)(\tau s + 1)} \right)}_{G_M^-}$$

• 2º Passo:

$$Q = \frac{\left(1 + \frac{\theta}{2}s \right)(\tau s + 1)}{K} \times \frac{1}{(\tau_{cl}s + 1)^1}$$

$$C = \frac{Q}{1 - QG_M}$$

$$C = \frac{\left(1 + \frac{\theta}{2}s \right)(\tau s + 1)}{K \left(\tau_{cl}s + \frac{\theta}{2} \right)s}$$

$$Q = \frac{1}{G_M^-} \times \underbrace{\frac{1}{(\tau_{cl}s + 1)^r}}_{\text{filtro}}$$

$$K_P = \frac{1}{K} \frac{2 \left(\frac{\tau}{\theta} \right) + 1}{2 \left(\frac{\tau_{cl}}{\theta} \right) + 1}, \tau_I = \frac{\theta}{2} + \tau, \tau_D = \frac{\tau}{2 \left(\frac{\tau}{\theta} \right) + 1}$$

Regras de Ajuste para FTPOT

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

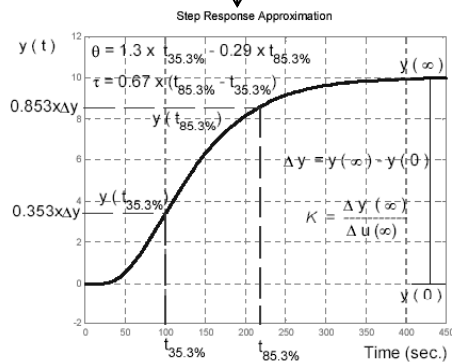
Método	K_C	T_I	T_D
ZN	$\frac{1,2}{K} \cdot \frac{\tau}{\theta}$	$2 \cdot \theta$	$0,5 \cdot \theta$
CHR - 0%	$\frac{0,6}{K} \cdot \frac{\tau}{\theta}$	τ	$0,5 \cdot \theta$
CHR - 20%	$\frac{0,95}{K} \cdot \frac{\tau}{\theta}$	$1,357 \cdot \tau$	$0,474 \cdot \theta$
CC	$\frac{1}{K} \cdot \left(0,25 + 1,35 \cdot \frac{\tau}{\theta} \right)$	$\theta \cdot \frac{1,35 + 0,25 \cdot \frac{\tau}{\theta}}{0,54 + 0,33 \cdot \frac{\tau}{\theta}}$	$\frac{0,5 \cdot \theta}{1,35 + 0,25 \cdot \frac{\tau}{\theta}}$
ITAE - s	$\frac{0,965}{K} \cdot \left(\frac{\tau}{\theta} \right)^{0,85}$	$\frac{\tau}{0,796 - 0,1465 \cdot \frac{\tau}{\theta}}$	$0,308 \cdot \tau \cdot \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,929}$
ITAE - r	$\frac{1,357}{K} \cdot \left(\frac{\tau}{\theta} \right)^{0,947}$	$\frac{\tau}{0,842} \cdot \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,738}$	$0,381 \cdot \tau \cdot \left(\frac{\theta}{\tau} \right)^{0,995}$
IMC	$\frac{2 \cdot \tau + \theta}{2,6 \cdot K \cdot \theta}$	$\tau + \frac{\theta}{2}$	$\frac{\tau \cdot \theta}{2 \cdot \tau + \theta}$

Identificação

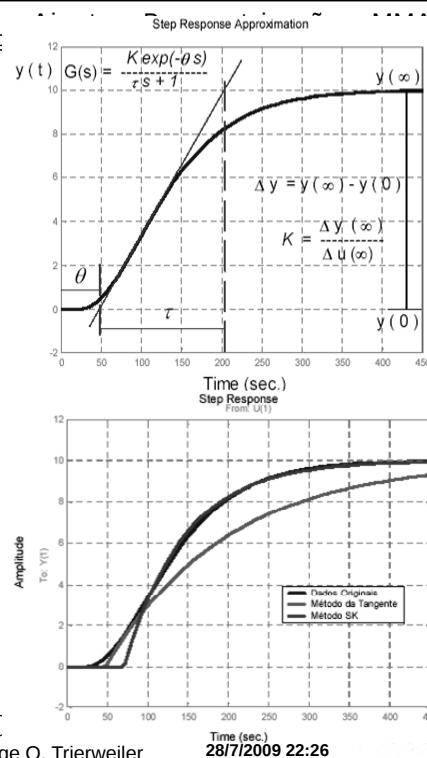
$$G(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{\tau s + 1}$$

Método da Tangente

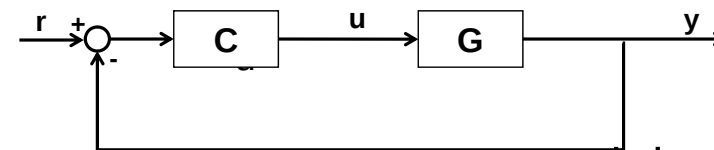
Método da Sundaesan & Krishnaswamy (1977)



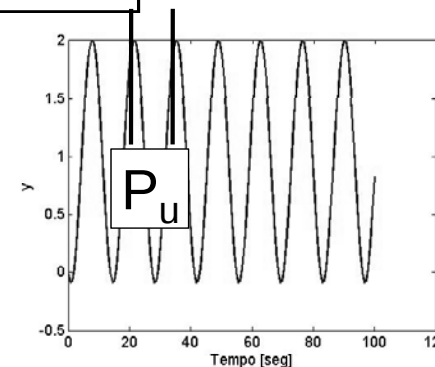
$$\theta = 1.3 \times t_{35.3\%} - 0.29 \times t_{85.3\%} \quad \tau = 0.67 \times (t_{85.3\%} - t_{35.3\%})$$



Determinação de K_u e P_u



$K_u \rightarrow$ Ganho ultimativo
 $P_u \rightarrow$ Período ultimativo

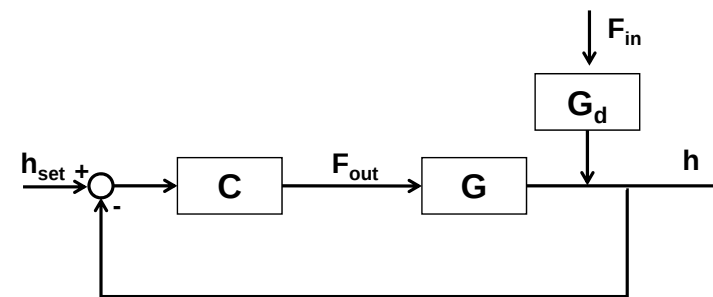


Como ajustar utilizando K_u e P_u

- Critério de Ziegler – Nichols
 - Razão de decaimento $\rightarrow 0,25$

Controlador	K_p	τ_I	τ_D
P	$0,5 \cdot K_u$	-	-
PI	$0,45 \cdot K_u$	$0,83 \cdot P_u$	-
PID	$0,6 \cdot K_u$	$0,5 \cdot P_u$	$0,13 \cdot P_u$

Ajuste para Tanque Pulmão Sistemas Integradores



$$\frac{\Delta h}{\Delta F_{in}} = \frac{G_d}{1 + CG}$$

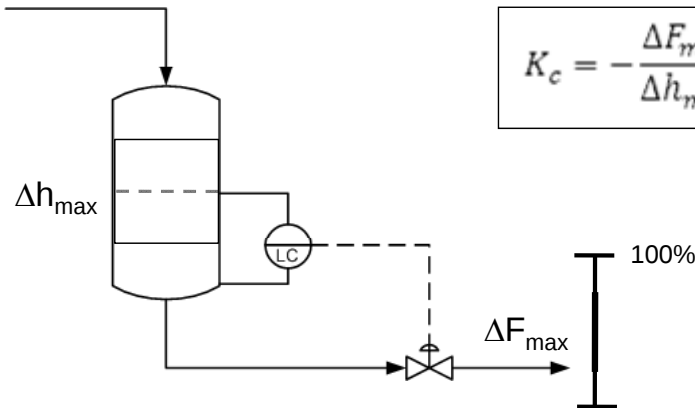
$$G_d = G = \frac{1}{As}$$

Ajuste para Tanque Pulmão

- Controlador Proporcional (P)

$$\Delta F_{out} = K_c [h_{set} - h]$$

$$K_c = -\frac{\Delta F_{max}}{\Delta h_{max}}$$



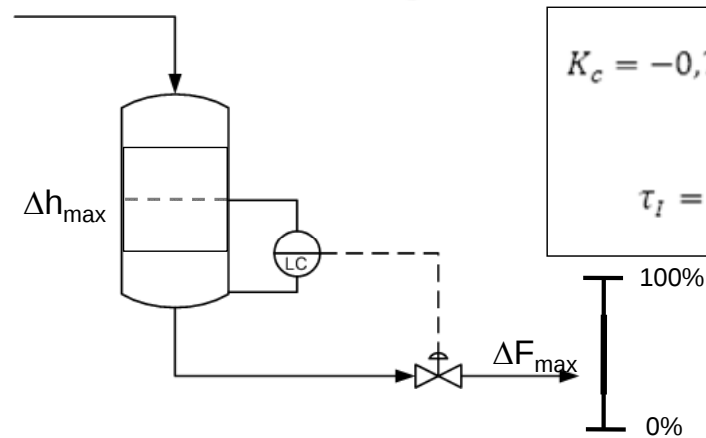
Ajuste para Tanque Pulmão

- Controlador Proporcional-Integral (PI)

$$\Delta F_{out} = K_c \left[(h_{set} - h) + \frac{1}{\tau_I} \int_0^t (h_{set} - h(t)) dt \right]$$

$$K_c = -0,736 \frac{\Delta F_{max}}{\Delta h_{max}}$$

$$\tau_I = -\frac{4A}{K_c}$$



Ajuste rápido - Performance

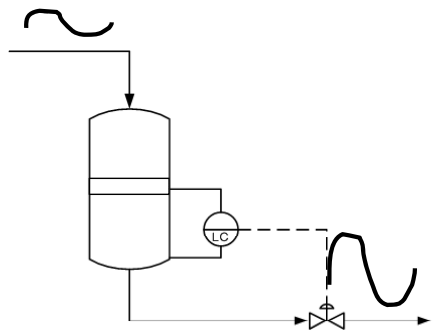
Proporcional:

$$K_c = -\frac{\Delta F_{max}}{\Delta h_{max}}$$

Proporcional- Integral:

$$K_c = -0,736 \frac{\Delta F_{max}}{\Delta h_{max}}$$

$$\tau_I = -\frac{4A}{K_c}$$



Desempenho: $\Delta h_{max} = 5\%$ da escala máxima

Ajuste rápido - Rejeição distúrbios

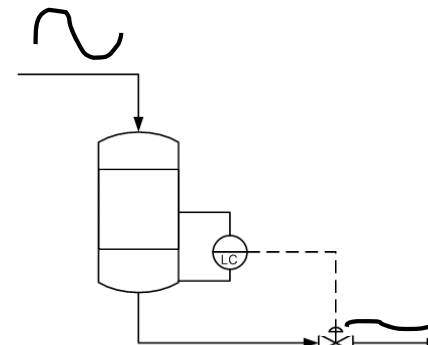
Proporcional:

$$K_c = -\frac{\Delta F_{max}}{\Delta h_{max}}$$

Proporcional- Integral:

$$K_c = -0,736 \frac{\Delta F_{max}}{\Delta h_{max}}$$

$$\tau_I = -\frac{4A}{K_c}$$



Amortecimento: $\Delta h_{max} = 40\%$ da escala máxima

Controladores Industriais

2000 malhas de controle

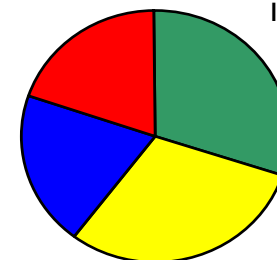
97 % - controlador PI



Reduzem a
variabilidade dos
processos
20%

Possuem
problemas de
instrumentação
30%

Apresentam
outros
problemas
20%



Possuem
problemas de
sintonia
30%

Cenário Industrial

Por que a ação derivativa é pouco usada?

- Problemas de discretização do algoritmo
- Existência de diferentes parametrizações
- Metodologias não satisfatórias
- Resistência à mudança

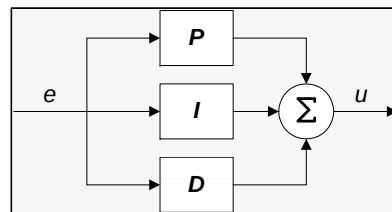
Parametrização: Diferentes formas de se implementar o algoritmo PID

Embora a idéia básica seja a mesma, existem diferentes formas de se implementar os controladores PID. As maiores diferenças são encontradas na ação de controle derivativa, sendo seguida da proporcional. Ação integral é que sofre a menor variação entre as diferentes implementações encontradas nos sistemas de controle comerciais

Controlador PID Forma Ideais

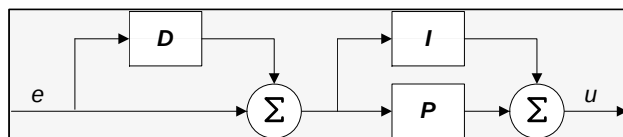
Forma Paralela:

$$C(s) = K_C \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + T_D \cdot s \right)$$



Forma Série:

$$C(s) = K_C^* \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I^* \cdot s} \right) \cdot (1 + T_D^* \cdot s)$$



Conversão Entre as Formas Série e Paralelo Ideais

Tabela 0.1: Fórmulas de conversão entre os algoritmos PID na forma paralela e série.

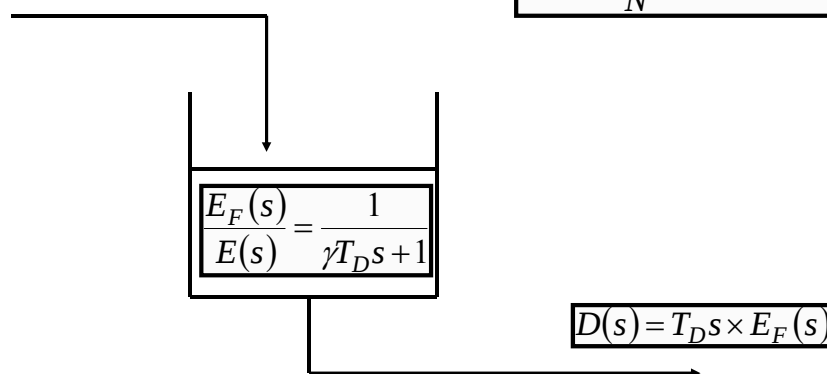
Série → Paralela	Paralela → Série ($T_I^* \geq T_D^*$) ⁺	Paralela → Série ($T_D^* \geq T_I^*$) ⁺
$K_C = K_C^* \cdot \left(1 + \frac{T_D^*}{T_I^*} \right)$	$K_C^* = \frac{K_C}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_D}{T_I}} \right)$	$K_C^* = \frac{K_C}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_D}{T_I}} \right)$
$T_I = T_I^* + T_D^*$	$T_I^* = \frac{T_I}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_D}{T_I}} \right)$	$T_I^* = \frac{T_I}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_D}{T_I}} \right)$
$T_D = \frac{T_I^* \cdot T_D^*}{T_I^* + T_D^*}$	$T_D^* = \frac{T_I}{2} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_D}{T_I}} \right)$	$T_D^* = \frac{T_I}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{T_D}{T_I}} \right)$

⁺ Fórmulas válidas somente para os casos onde $T_I \geq 4 \cdot T_D$

Controlador PID Formas Reais

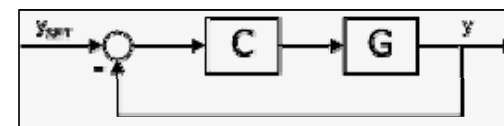
O erro passa por um filtro de primeira ordem antes de ser calculada a DERIVADA

$$D(s) = \frac{T_D s}{\frac{T_D}{N} s + 1} = \frac{T_D s}{\gamma T_D s + 1}$$

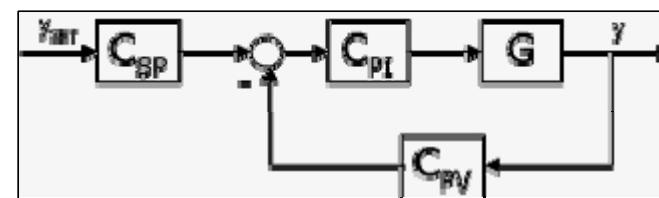


Controlador PID 2 Graus de Liberdade

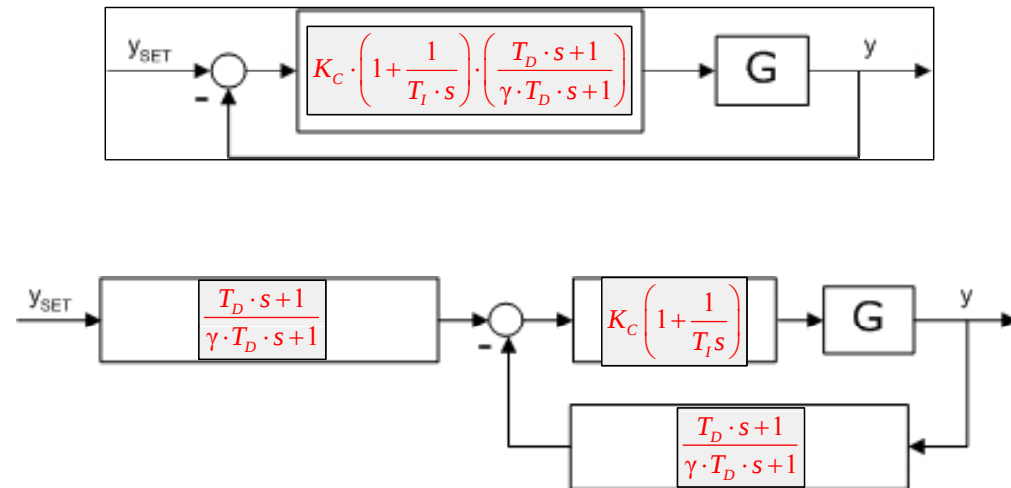
Estrutura com um Grau de Liberdade:



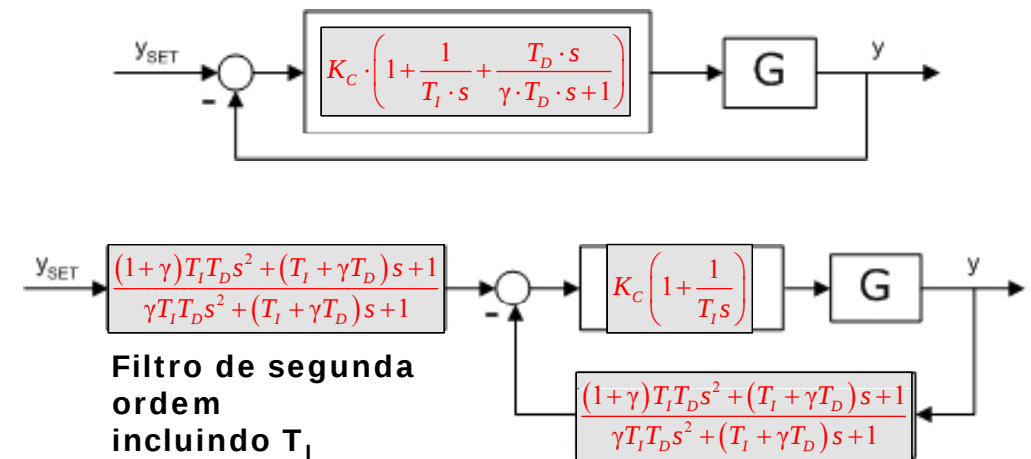
Estrutura com dois Graus de Liberdade:



Forma Série



Forma Paralelo



Forma ISA - Padrão

(Instrumentation, Systems, and Automation Society)

$$\Delta U = K_C \cdot \left\{ b \cdot \Delta Y_{SET} - \Delta Y + \frac{\Delta Y_{SET} - \Delta Y}{T_I \cdot s} + \frac{T_D \cdot s \cdot (c \cdot \Delta Y_{SET} - \Delta Y)}{\frac{T_D}{N} \cdot s + 1} \right\}$$

$$C_{SP} = \frac{\left(c + \frac{b}{N}\right) \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + \left(b \cdot T_I + \frac{T_D}{N}\right) \cdot s + 1}{\frac{T_I \cdot T_D}{N} \cdot s^2 + \left(T_I + \frac{T_D}{N}\right) \cdot s + 1} \quad C_{PV} = \frac{\left(1 + \frac{1}{N}\right) \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + \left(T_I + \frac{T_D}{N}\right) \cdot s + 1}{\frac{T_I \cdot T_D}{N} \cdot s^2 + \left(T_I + \frac{T_D}{N}\right) \cdot s + 1}$$

Com $b=1$; $c=0$ e $N=10$, torna-se:

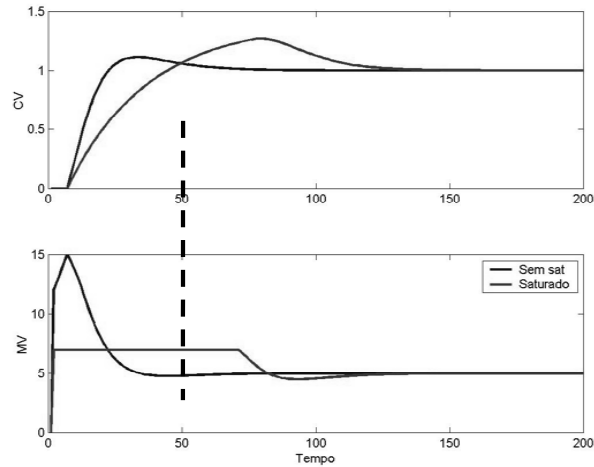
$$C_{SP} = 1 \quad C_{PV} = \frac{1,1 \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + (T_I + 0,1 \cdot T_D) \cdot s + 1}{0,1 \cdot T_I \cdot T_D \cdot s^2 + (T_I + 0,1 \cdot T_D) \cdot s + 1}$$

Windup

- Saturação de variáveis → inserção de oscilação no loop
- O que ocorre:
 - O atuador satura em um valor (limite máximo ou mínimo)
 - Neste instante, o feedback do controlador é desconectado e o erro é persistente
 - A porção integral continua a aumentar a integral do erro
 - Quando o erro finalmente diminui, o controlador “demora” um tempo para reduzir a variável manipulada, devido à integral.

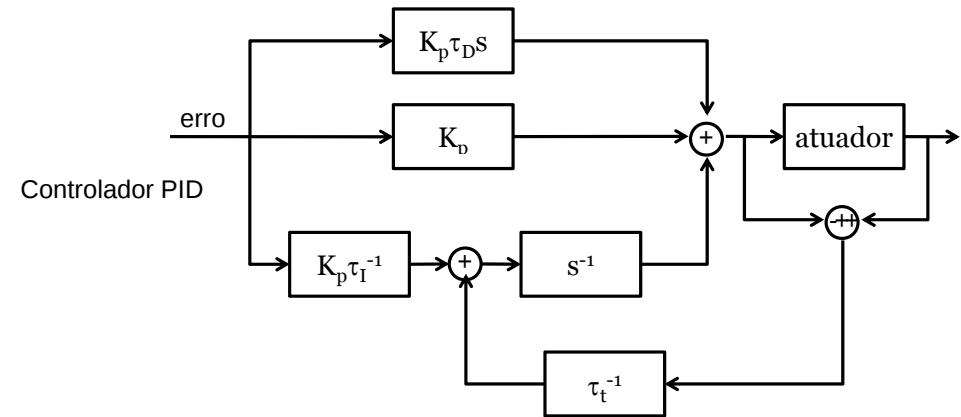
Windup

- O fato do controlador permanecer saturado mesmo quando o erro está diminuindo é chamado de **windup**.



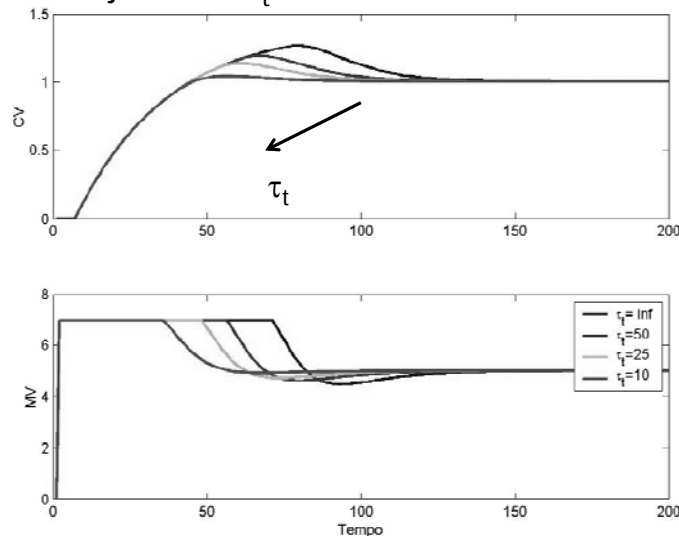
Anti-windup

- Como superar este problema → parar de integrar quando a variável satura



Anti-windup

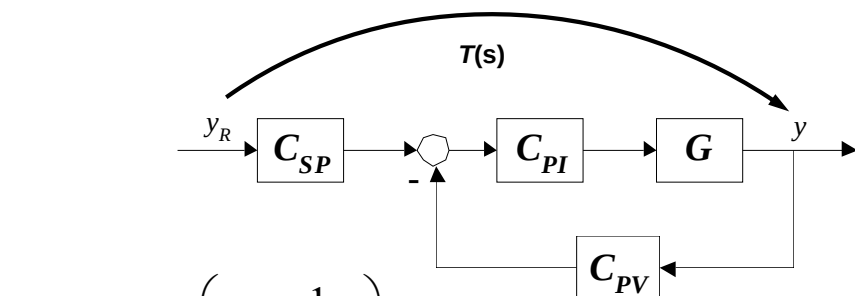
- Parâmetro de ajuste → τ_t



Multi-Model-Approach

Projeto de controladores nas mais diversas parametrizações levando-se em conta diferentes possíveis modelos, os quais podem corresponder a pontos de operação distintos ou resultarem de diferentes identificações.

Malha de Controle 2GL



$$C_{PI} = K_C \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} \right)$$

$$T(s) = \frac{G(s) \cdot C_{PI}(s) \cdot C_{SP}(s)}{1 + G(s) \cdot C_{PI}(s) \cdot C_{PV}(s)}$$

Método Seqüencial Iterativo

SIOM (*Sequential Iterative Optimization Method*)

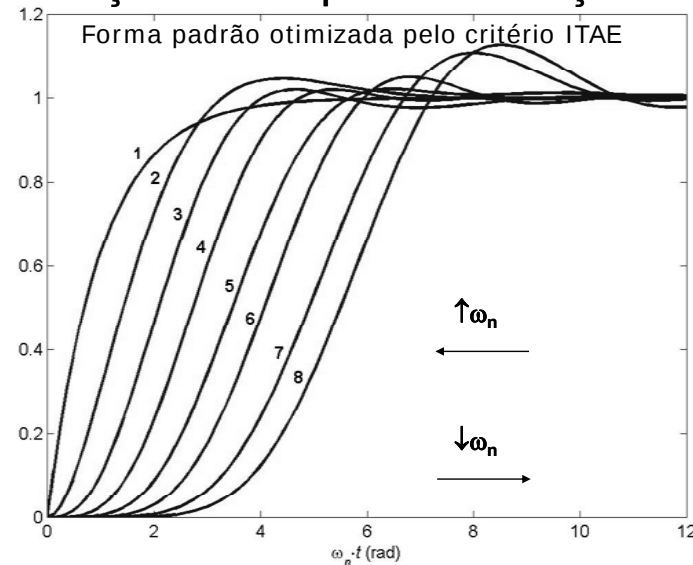
$$FO = \min_{PID} \sum_{s=jw_0}^{jw_1} \left| \left([T(s) - T_0(s)] \cdot \frac{1}{s} \right)^2 \right|$$

$$FO = \min_{PID} \sum_{s=jw_0}^{jw_1} \left| \left(\frac{G(s) \cdot C_{PI}(s) \cdot (C_{SP}(s) - T_0(s) \cdot C_{PV}(s)) - T_0(s)}{1 + G(s) \cdot C_{PI}(s) \cdot C_{PV}(s)} \cdot \frac{1}{s} \right)^2 \right|$$



Algoritmo

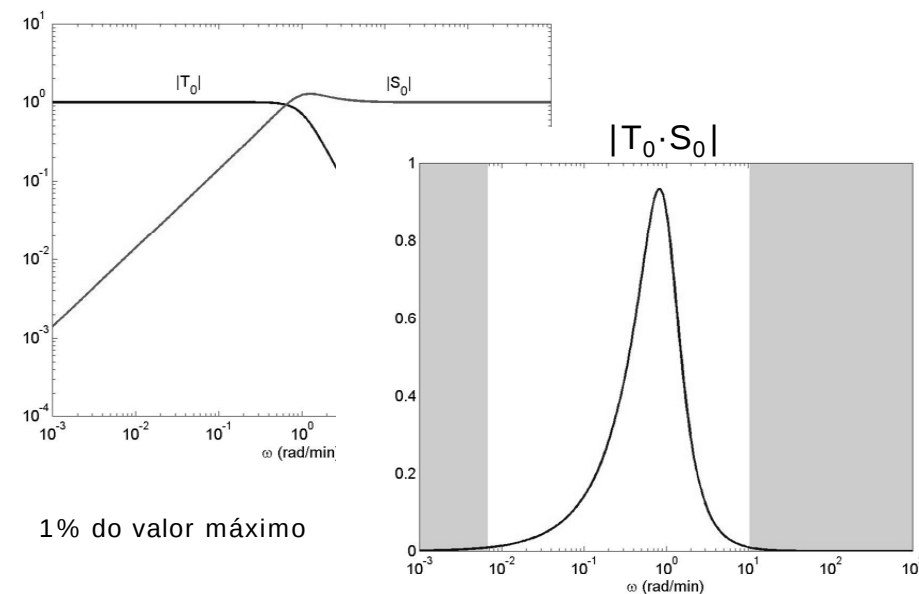
Função Desempenho Alcançável



Fatores de Fase Não-Mínima

- Tempo morto: adição simples
 - Zeros no SPD
 - Pólos no SPD
 - Sistemas Integradores: outros padrões
- Fatoração

Vetor de Freqüências



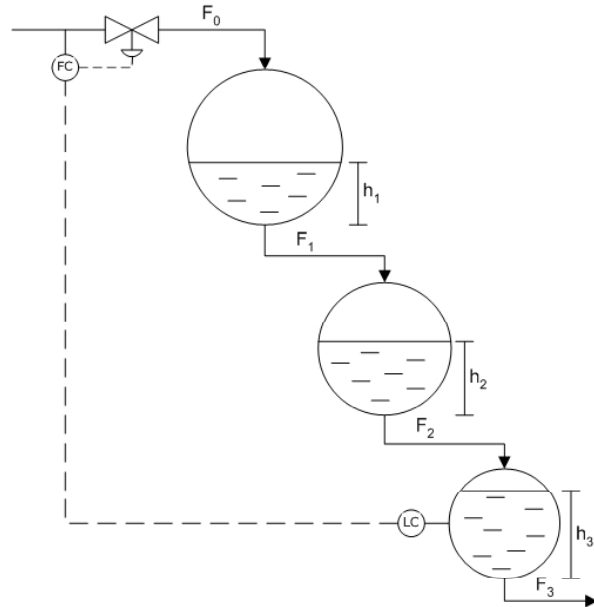
Análises Pós-Projeto

- Avaliação visual:
gráficos com simulação em malha fechada
- Avaliação quantitativa:
índices de qualidade:
 $t_A, M_{SO}, IAE, ITAE, MG, RF, MS$

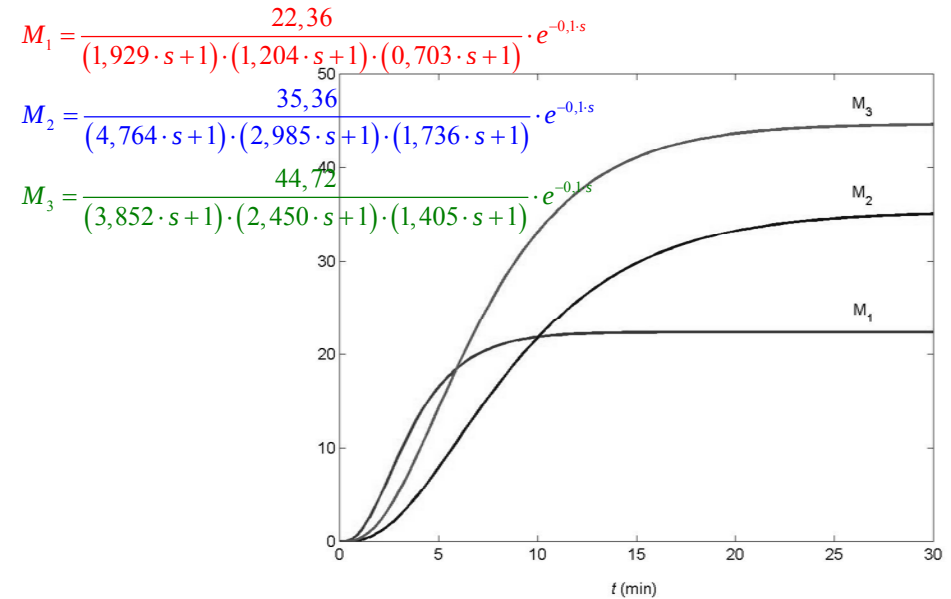
Problema Multiobjetivo

$$\begin{aligned} & \min_{\gamma, x \in R^+} \gamma \\ & \text{sujeito a: } FO_i(x) - w_i \cdot \gamma \leq 0 \quad i = 1..M \\ & FO_i(x) = \sum_{s=j\omega_0}^{j\omega_1} \left| \left([T_i(s, x) - T_0(s)] \frac{1}{s} \right)^2 \right| \quad i = 1..M \\ & T_i(s, x) = \frac{G_i(s) \cdot C_{PI}(s, x) \cdot C_{SP}(s, x)}{1 + G_i(s) \cdot C_{PI}(s, x) \cdot C_{PV}(s, x)} \quad i = 1..M \end{aligned}$$

Unidade de Tanques Esféricos



Modelagem Fenomenológica



Projeto dos Controladores

Controlador forma padrão ISA com $b=1$, $c=0$ e $N=10$. Parâmetros de ajuste: K_C , T_I e T_D .

$$\Delta U(s) = K_C \left[\left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} \right) \Delta Y_R(s) - \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + \frac{T_D \cdot s}{1 + 0,1 \cdot T_D \cdot s} \right) \Delta Y(s) \right]$$

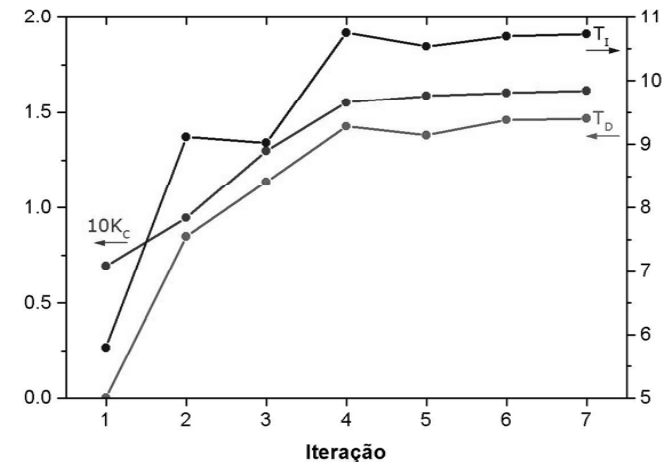
- Controlador MMA

- Controlador SIMC

- Controlador MMAF $\longrightarrow C_{F1} = \frac{T_F \cdot s + 1}{0,1 \cdot T_F \cdot s + 1}$

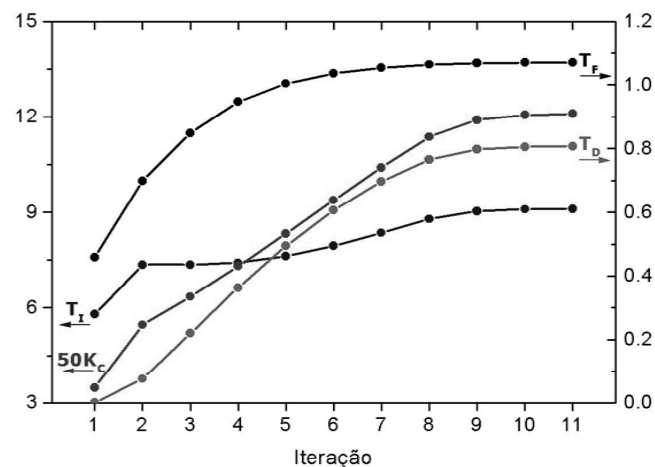
Projeto MMA

- FDA de 2ª ordem com $t_A=5$ min.
- Pesos unitários para os 3 modelos



Projeto MMAF

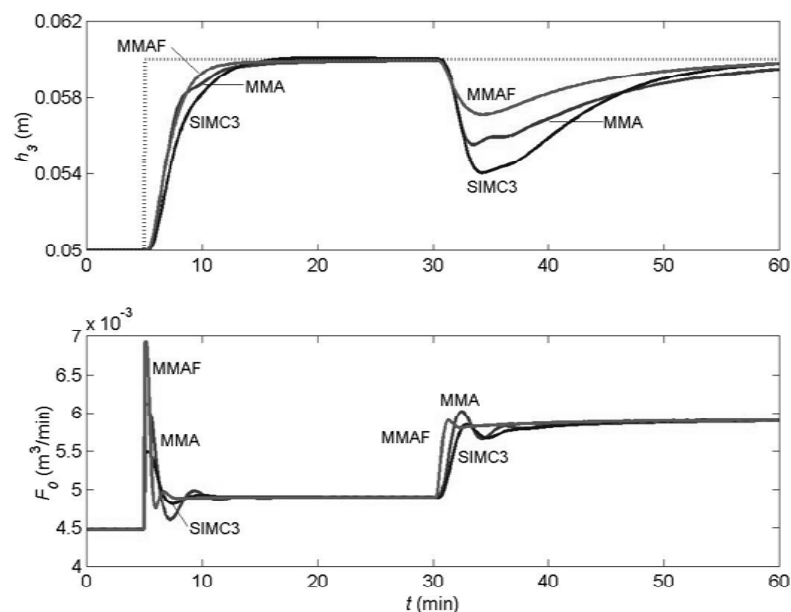
- FDA de 2ª ordem com $t_A=5$ min.
- Pesos unitários para os 3 modelos



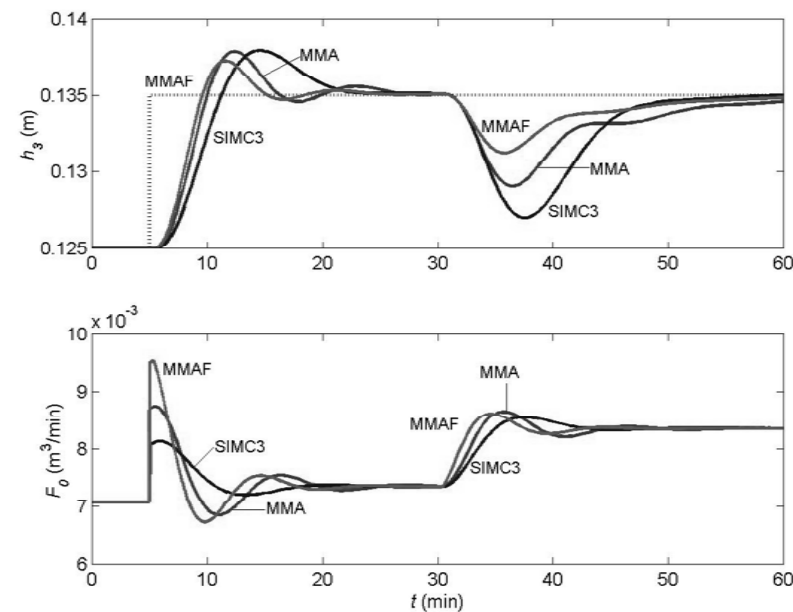
Parâmetros dos Controladores

Controlador	K_C (m ² /min)	T_I (min)	T_D (min)	T_F (min)
MMA	0,162	10,726	1,468	-
SIMC1	0,172	3,485	0,861	-
SIMC2	0,126	8,617	2,130	-
SIMC3	0,098	7,005	1,734	-
MMAF	0,242	9,106	0,807	1,070

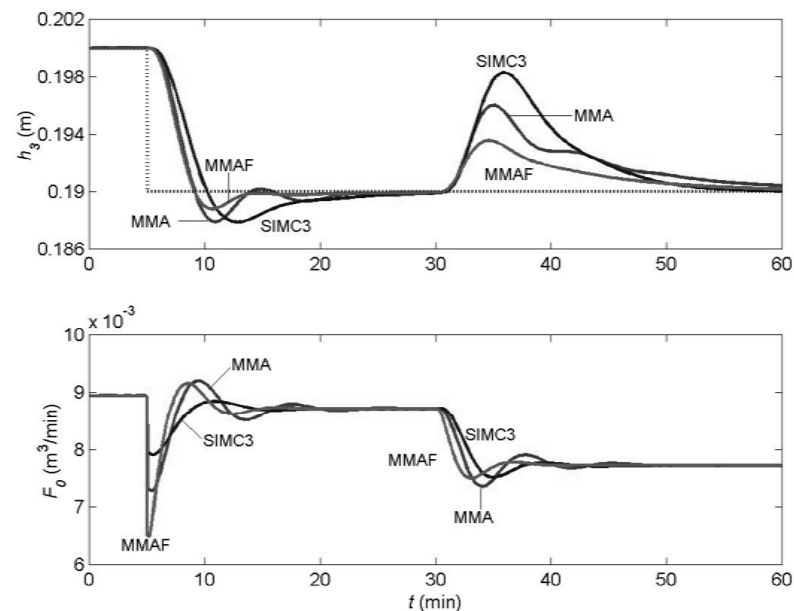
Testes PO1



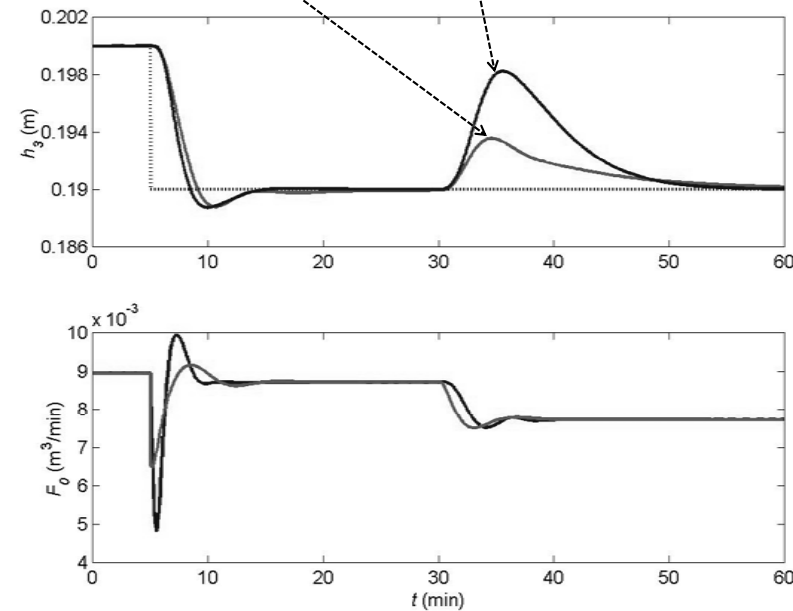
Testes PO2



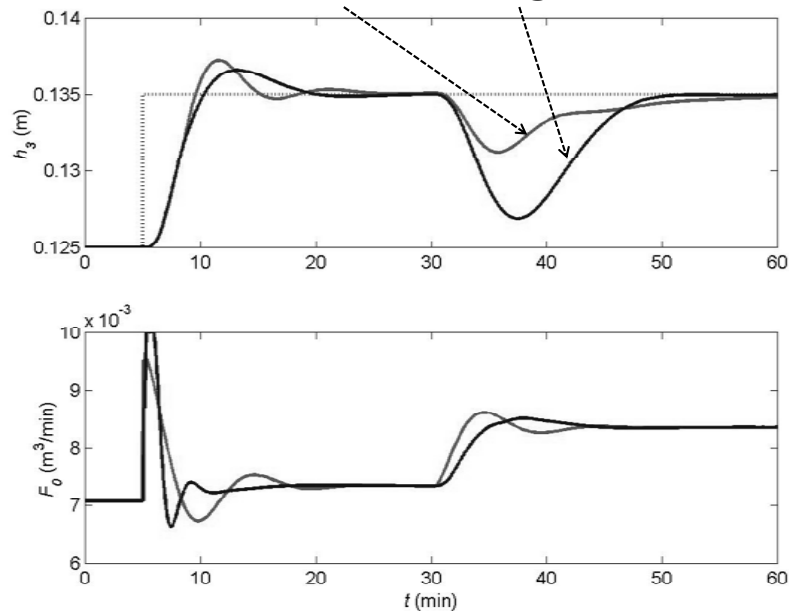
Testes PO3



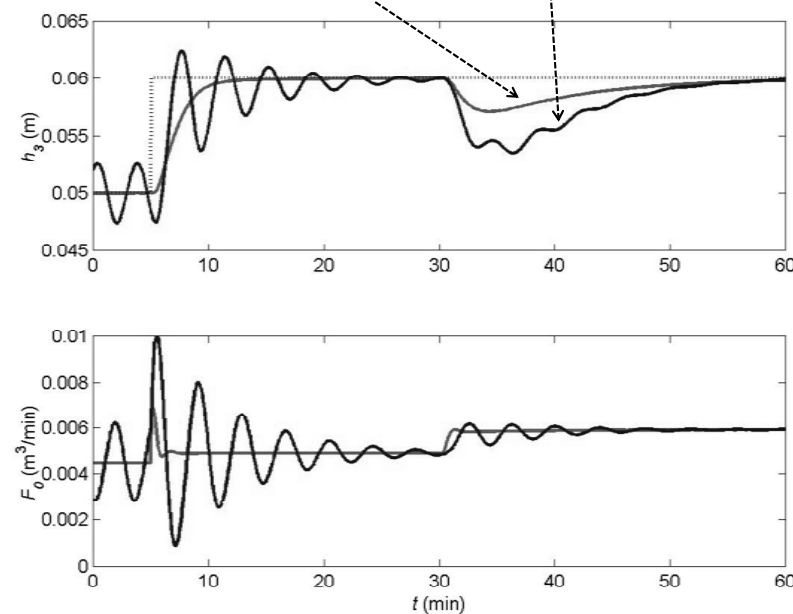
PID x MPC



PID x MPC



PID x MPC



Conclusões sobre método MMA

- Metodologia flexível que produz resultados satisfatórios para diversos tipos de processos industriais.
- A dificuldade no projeto dos controladores se torna mais difícil com o aumento da complexidade dos modelos e com o nível de desempenho desejado.
- Importância da abordagem multi-modelos.