

### 5.8.5 - LIMITAÇÃO DO ESFORÇO DE CONTROLE

- Especificações de projeto

- rejeição de perturbação

$$\delta_d = 0,01$$

$$\omega_d = 0,01 \text{ rad/s}$$

- rejeição do erro de medida

$$\delta_n = 0,01$$

$$\omega_n = 10 \text{ rad/s}$$

- limitação do esforço de controle

$$\delta_u = 0,1$$

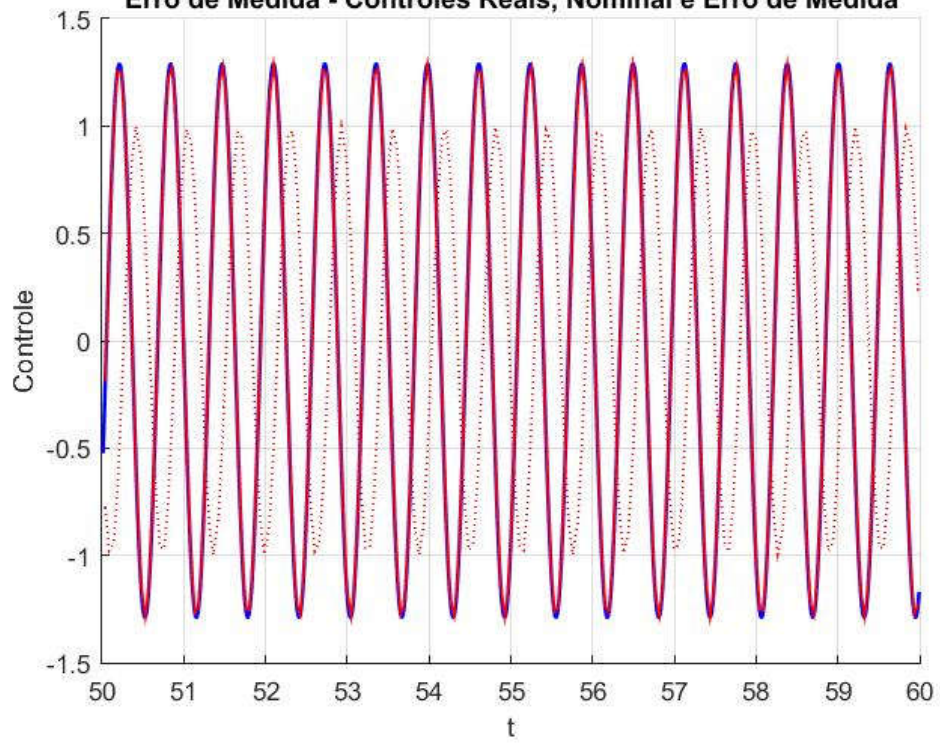
p/ o mesmo  $\omega_n$

- Esforço de controle p/ o 1º exemplo

- para  $n(t) = 1 \text{ sen}(\omega_n t) \rightarrow \frac{|u|}{|n|} \approx 1,25 \text{ !}$

- Ver figura

**Erro de Medida - Controles Reais, Nominal e Erro de Medida**



## • 1ª Tentativa

$$- K(s) = \frac{2.5}{\frac{s}{6} + 1}$$

- rejeição de perturbação → ok ✓
- rejeição do erro de medida → ok ✓
- limitação do esforço de controle → X

- Ver figura

- É necessária uma atenuação adicional de  $\approx 22$  dB p/  $\omega = 10$  rad/s

## • 2ª Tentativa

- 1ª ideia: introduzir mais um polo real p/ aumentar a atenuação em a.f. ⇒

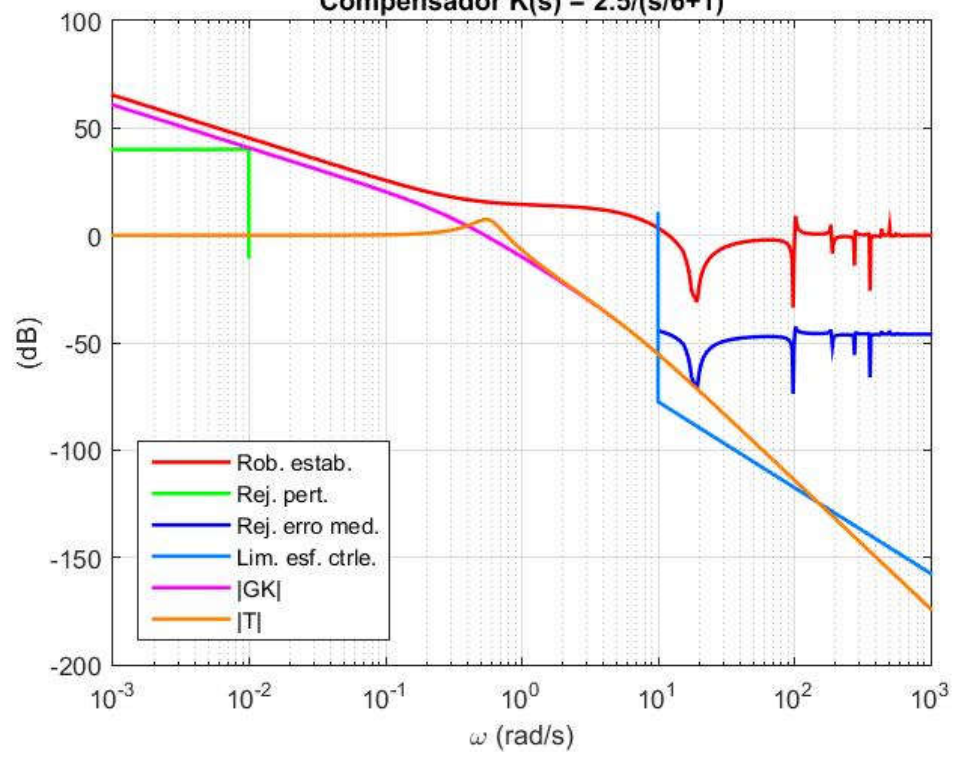
perda da estabilidade nominal!

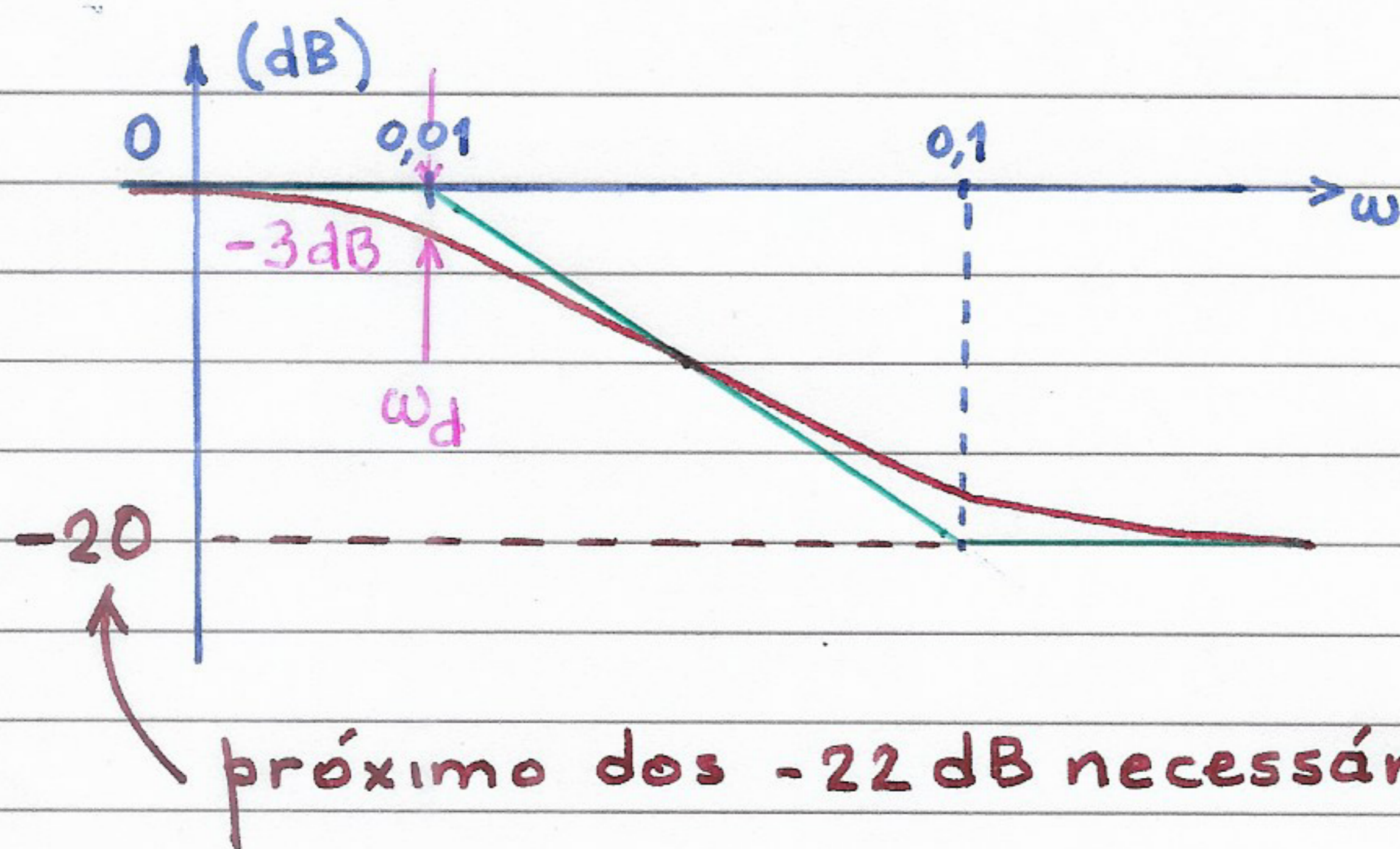
- 2ª ideia: introduzir um atrasador de fase

po. é um filtro passa-baixas →

$$K(s) = \frac{2.5}{\frac{s}{6} + 1} \cdot 0,1 \frac{s+0,1}{s+0,01}$$

Compensador  $K(s) = 2.5/(s+6+1)$





Para compensar a queda de -3 dB p/  $\omega = \omega_d \Rightarrow$   
 aumenta-se o ganho de  $K(s)$  em b.f.  $\Rightarrow$

$$K(s) = \frac{3,5}{\frac{s}{6} + 1} \cdot 0,1 \frac{s + 0,1}{s + 0,01}$$

- Se a atenuação de -20 dB em a.f. é aceitável  $\Rightarrow$

FIM do projeto!

- Suponhamos que não seja aceitável.

Para aumentar a atenuação em a.f. podemos  
 tentar deslocar p/ a esquerda a freq. de corte  
 do polo real (de 6 rad/s para 3 rad/s):

$$K(s) = \frac{3,5}{\frac{s}{3} + 1} \cdot 0,1 \frac{s + 0,1}{s + 0,01}$$

- Estabilidade nominal?

- Ver figura (LGR)  $\rightarrow$  ok ✓

- Ou calculando os polos de malha fechada:

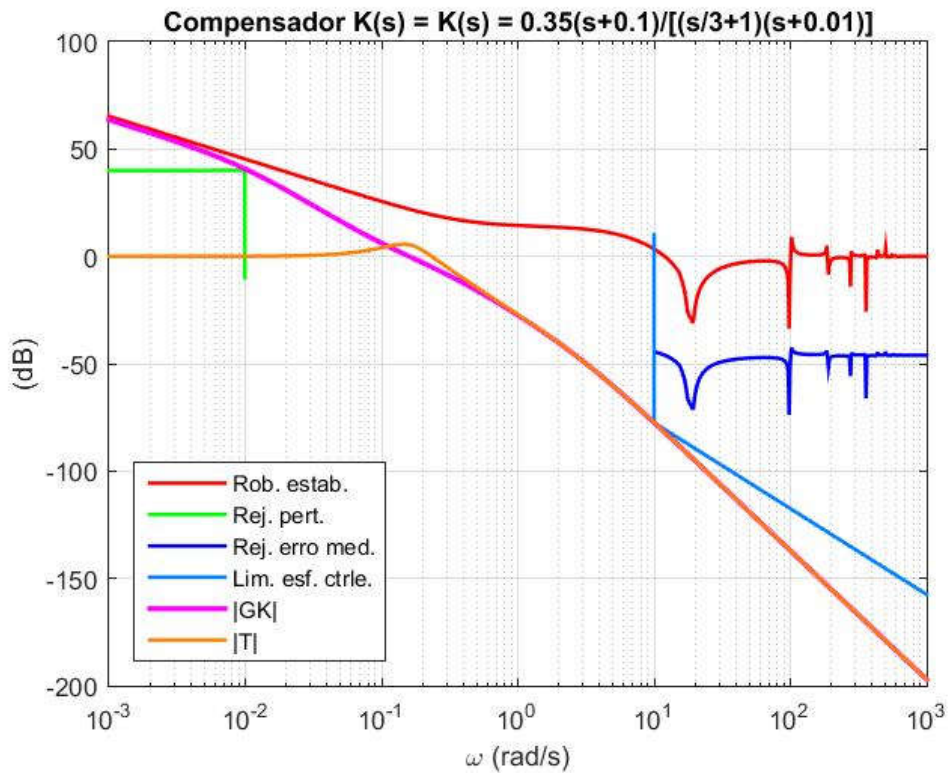
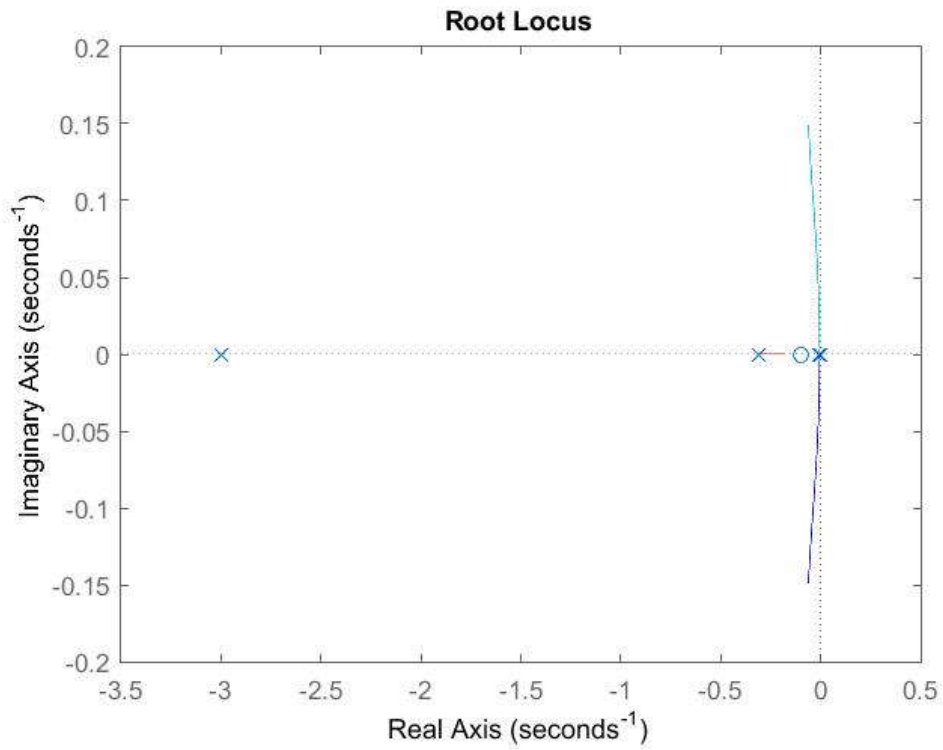
- 3,0166    -0,1774    -0,0613  $\pm j$  0,1497  $\rightarrow$  ok ✓

- Não há cancelamento entre polos e zeros

- do compensador no SPDF ✓

- Diagrama de Bode de  $|GK|$

- Ver figura  $\rightarrow$  ok ✓



## • Validação

- Rejeição de perturbação e rejeição do erro de medida → já validados no 1º Exemplo

- Limitação do esforço de controle:

$$n(t) = 1 \operatorname{sen}(\omega_n t) \quad (\omega_n = 10 \operatorname{rad/s})$$

- Ver figura

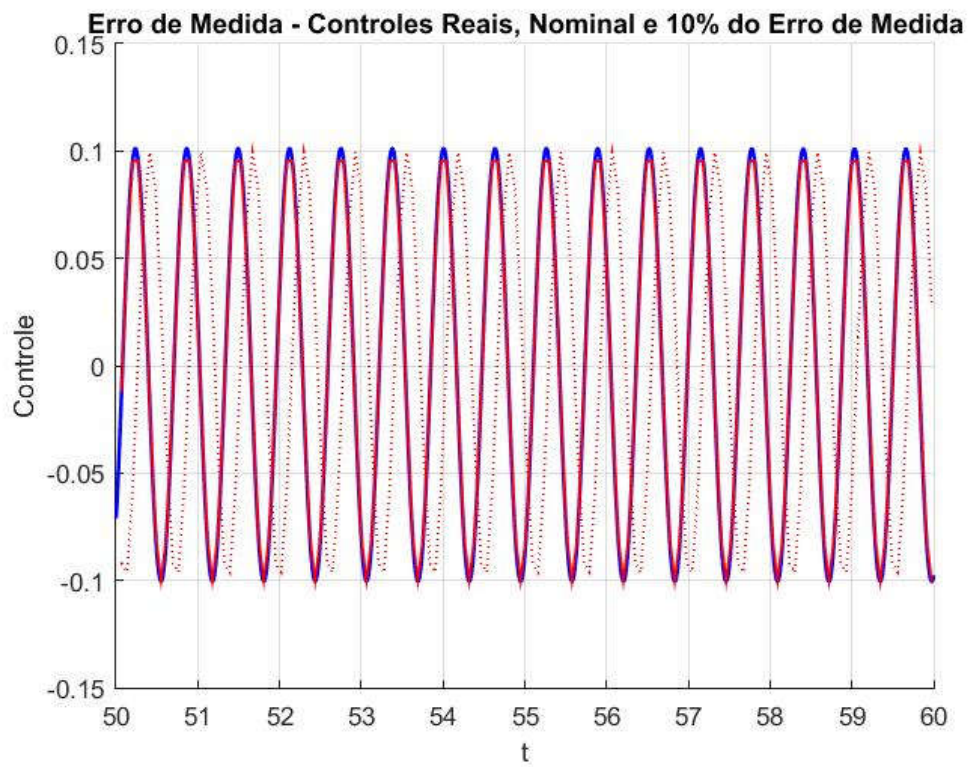
## 5.8.6. COMENTÁRIOS FINAIS

- As incertezas de modelagem foram utilizadas apenas para construir as barreiras de robustez da estabilidade e do desempenho.

Dai em diante o projeto é feito com base no modelo nominal de forma a respeitar as barreiras "deformadas" pelo erro de modelagem.

- Carta de Nichols pode ser muito útil para loop shaping → veremos no próximo capítulo





## 6. PROJETO VIA QFT

### 6.1 - INTRODUÇÃO

- Loop shaping
- Conceitualmente simples
- Plano de Nichols
- Templates  $\rightarrow$  incertezas paramétricas
- Pode ser aplicada a sistemas de fase não mínima
- Não é necessário modelo nominal na forma de função de transferência  $\rightarrow$  modelo é a própria resposta em frequência
- Caso particular com incertezas estruturadas e não estruturadas:

$$G_R(s) = \underbrace{G_{R_1}(s)}_{\text{só incertezas paramétricas}} \cdot \underbrace{G_{R_2}(s)}_{\text{só dinâmicas não modeladas}}$$

- Objetivos de projeto:

- robustez da estabilidade

- robustez do desempenho

- acompanhamento de referência

- rejeição de perturbações

- rejeição do erro de medida

- limitação do esforço de controle

- compatibilidade entre o pré-filtro e a malha fechada

- Também aqui → planta nominal

- Barreiras deformadas pelo erro de modelagem

- Se a planta nominal respeita as barreiras ⇒

todas as plantas reais obedecem às restrições

de projeto

- Os templates são usados somente para

a obtenção das barreiras deformadas.

## 6.2 - PORQUE O NOME "TEMPLATES"

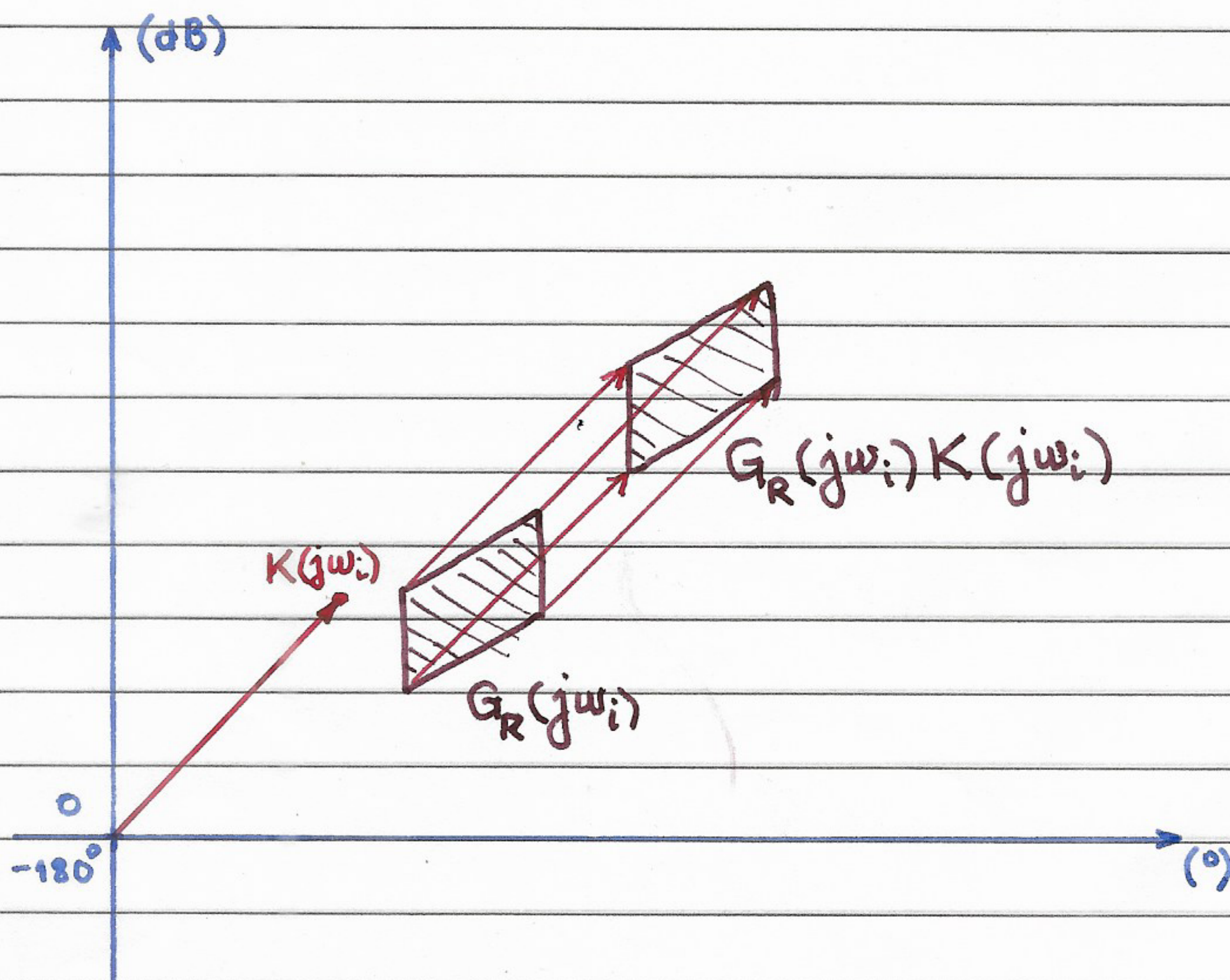
- Projeto via QFT realizado com base em  $n_T$  templates de  $G_R(j\omega_i)$ ,  $1 \leq i \leq n_T$ .

- $G_R(j\omega_i)K(j\omega_i) = |G_R(j\omega_i)K(j\omega_i)| / \underline{G_R(j\omega_i)K(j\omega_i)}$

- Plano de Nichols

$$20 \log_{10} |G_R(j\omega_i)K(j\omega_i)| = 20 \log_{10} |G_R(j\omega_i)| + 20 \log_{10} |K(j\omega_i)|$$

$$\underline{|G_R(j\omega_i)K(j\omega_i)|} = \underline{|G_R(j\omega_i)|} + \underline{|K(j\omega_i)|}$$

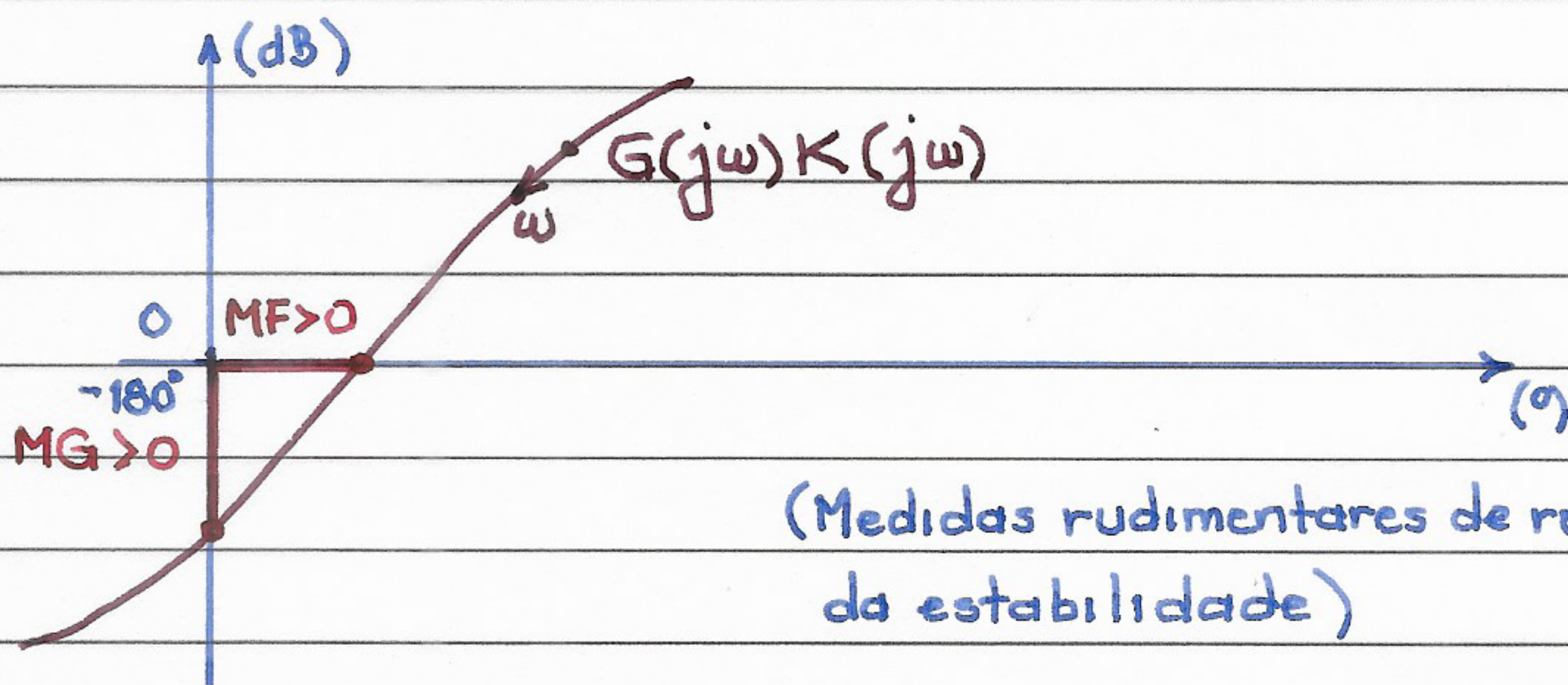


- O compensador apenas translada o template de  $G_R$ , sem deformá-lo, como se fosse uma figura rígida
- QFT  $\rightarrow$  escolhe-se arbitrariamente ponto da fronteira: NOMINAL

## 6. ESTABILIDADE ROBUSTA

### • Sistemas de fase mínima

$$\begin{cases} MG > 0 \\ MF > 0 \end{cases} \Rightarrow \text{Estabilidade em malha fechada}$$



### • QFT

Robustez da estabilidade via valor máximo de  $|T_R(j\omega)|$

### • Teorema Fundamental da Robustez da Estabilidade

- Hipótese: malha nominal estável

- Estabilidade robusta se

$$G_R(j\omega)K(j\omega) \neq -1$$

$$\begin{aligned} & (\forall \omega \in R) \\ & (\forall G_R \text{ admissível}) \end{aligned}$$

- Ver figura 6.2 das Notas de Aula

- Ou seja

$$|T_R(j\omega)| = \left| \frac{G_R(j\omega)K(j\omega)}{1 + G_R(j\omega)K(j\omega)} \right| < \infty \quad (\forall \omega \in \mathbb{R}) \quad (\forall G_R \text{ admissível})$$

(\*)

- É desejável que  $|T_R(j\omega)|$  não atinja valores muito altos  $\rightarrow$  ressonância!

- Outro aspecto: valores discretos de  $\omega$   
( $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{n_T}$ )

Na prática, garantir que

$$|T_R(j\omega_i)| < \infty \quad (1 \leq i \leq n_T) \quad (\forall G_R \text{ admissível})$$

não garante que (\*) seja satisfeita.

- Então, por segurança, impõe-se que

$$|T_R(j\omega_i)| < M \quad (1 \leq i \leq n_T) \quad (\forall G_R \text{ admissível})$$

em que  $M > 0$  é um valor escolhido pelo projetista.  
 $\uparrow$  proximidade do ponto crítico

- Assim:

- se  $M$  é "pequeno"  $\Rightarrow$  discretização pode ser mais grosseira

- se  $M$  é "grande"  $\Rightarrow$  discretização deve ser mais fina