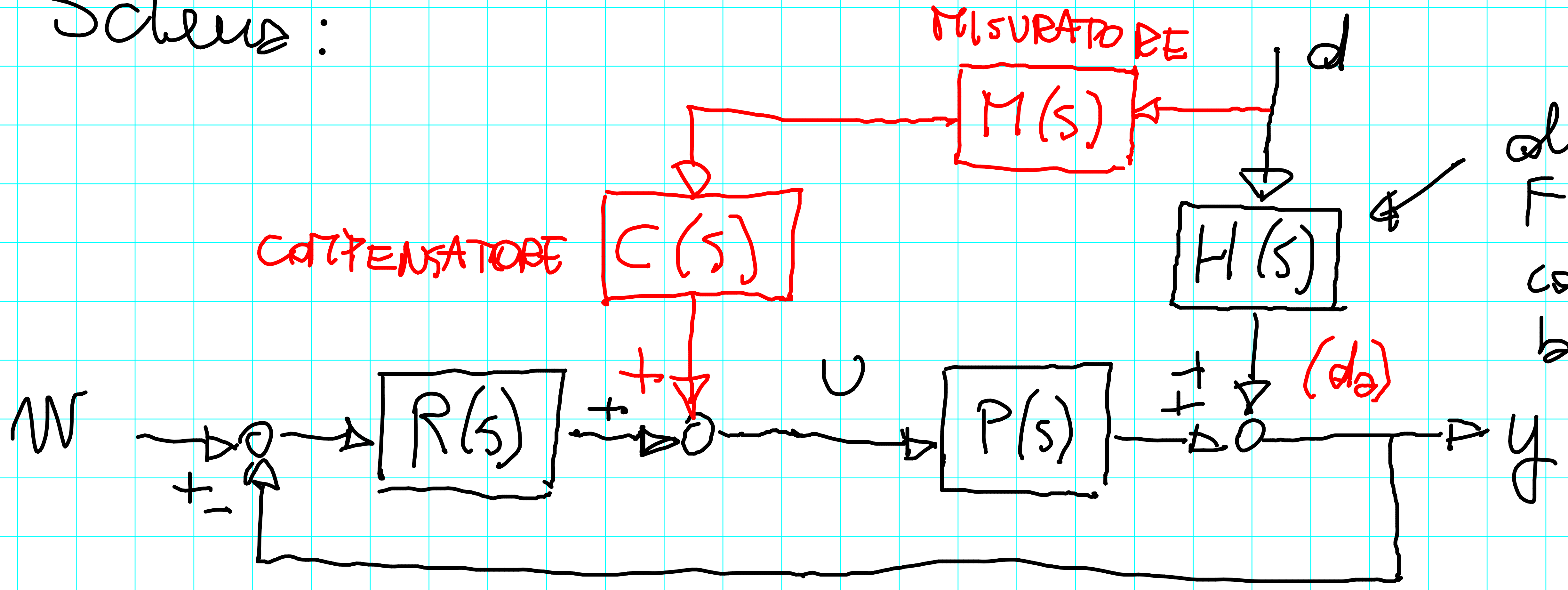
23/04/2020

COMPENSAZIONE (in anello aperto) di un disturbo in andata misurabile

Schema:



dinamica d → y, Faremo un esempio con l'apparato di laboratorio

Se d ha componenti così veloci che la retroazione non può contrastarle e non è possibile/opportuno aumentare ω_c ⇒ compensazione

Calcolo del compensatore ideale $C_{ID}(s)$:

Pongo $\dfrac{Y(s)}{D(s)} = 0$ evidentemente risultato ideale

$$\frac{Y}{D} = \frac{H + MCP}{1 + RP}$$

$$\frac{Y}{D} = 0 \Rightarrow H + MCP = 0 \Rightarrow C_{ID} = -\frac{H}{MP}$$

TUTTAVIA

- C_{ID} può avere più zeri che poli
- C_{ID} può essere instabile

se è così C_{ID} non è realizz/ non va bene

H (fuori anello) deve essere AS

MA P può avere zeri nel SD

Se C_{ID} non si può implementare

occorre conoscere un limite superiore ω_d per la banda del disturbo (cioè d non ha componenti di segnale per $\omega > \omega_d$)

e trovare una FdT $C(s)$ realizzabile e AS tale che

$$C(j\omega) \simeq C_{ID}(j\omega) \quad \text{per } \omega \leq \omega_d$$

NB in modulo E FASE.

ES 1

$$P = \frac{2}{1+s} \qquad M = \frac{1}{1+0{,}1s} \qquad H = \frac{0{,}5}{1+2s}$$

$\omega_c = 4$

d ha comp. di segnale fino a $\omega_d = 5$

1) Serve compensazione? Sì

2) R? C?

3) Ma perché non mi limito ad aumentare ω_c molto al di sopra di 5?

2) Troviamo un regolatore per $\omega_c = 4$

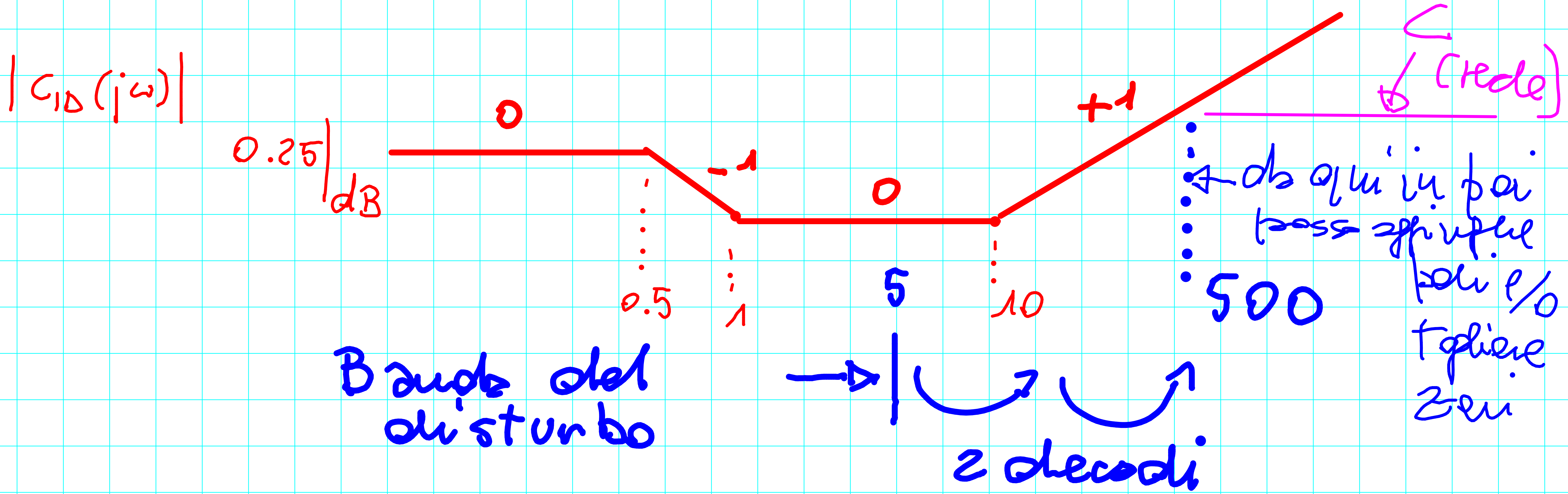
$\Rightarrow$ cerchiamo di ottenere $L(s) = \dfrac{4}{s}$

$$R(s) = \frac{L}{P} = \frac{4}{s}\,\frac{1+s}{2} = 2\,\frac{1+s}{s}$$

$$C_{ID} = -\frac{H}{RP} = -\frac{0{,}5}{1+2s}\,\frac{1+0{,}1s}{1}\,\frac{1+s}{2}$$

$$= -0{,}25\,\frac{(1+s)(1+0{,}1s)}{1+2s}$$

non real.



Comp. reale:

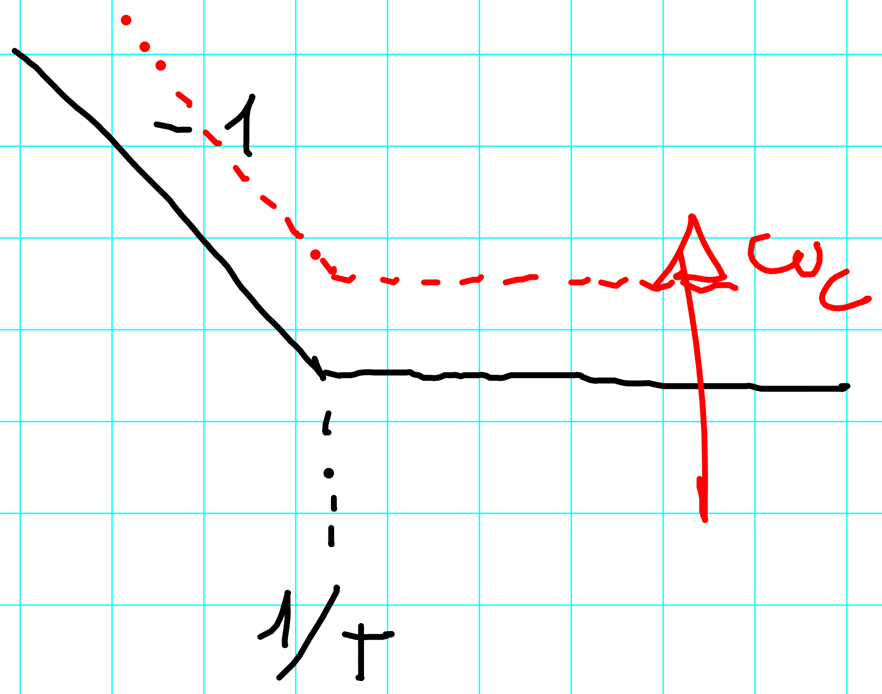
$$C(s) = -0,25\,\frac{(1+s)(1+0,1s)}{(1+2s)(1+s/500)}$$

3) Perché non aumento ω_c ?

$$P = \frac{\mu}{1+sT} \qquad L = \frac{\omega_c}{s} \qquad \mu, T > 0$$

$$R = \frac{\omega_c}{s} \frac{1+sT}{\mu} = \frac{\omega_c}{\mu} \frac{1+sT}{s}$$

$|R(j\omega)|$



$\frac{\omega_c T}{\mu}$ $(s \to \infty)$

Consideriamo la F. di sens. del controllo

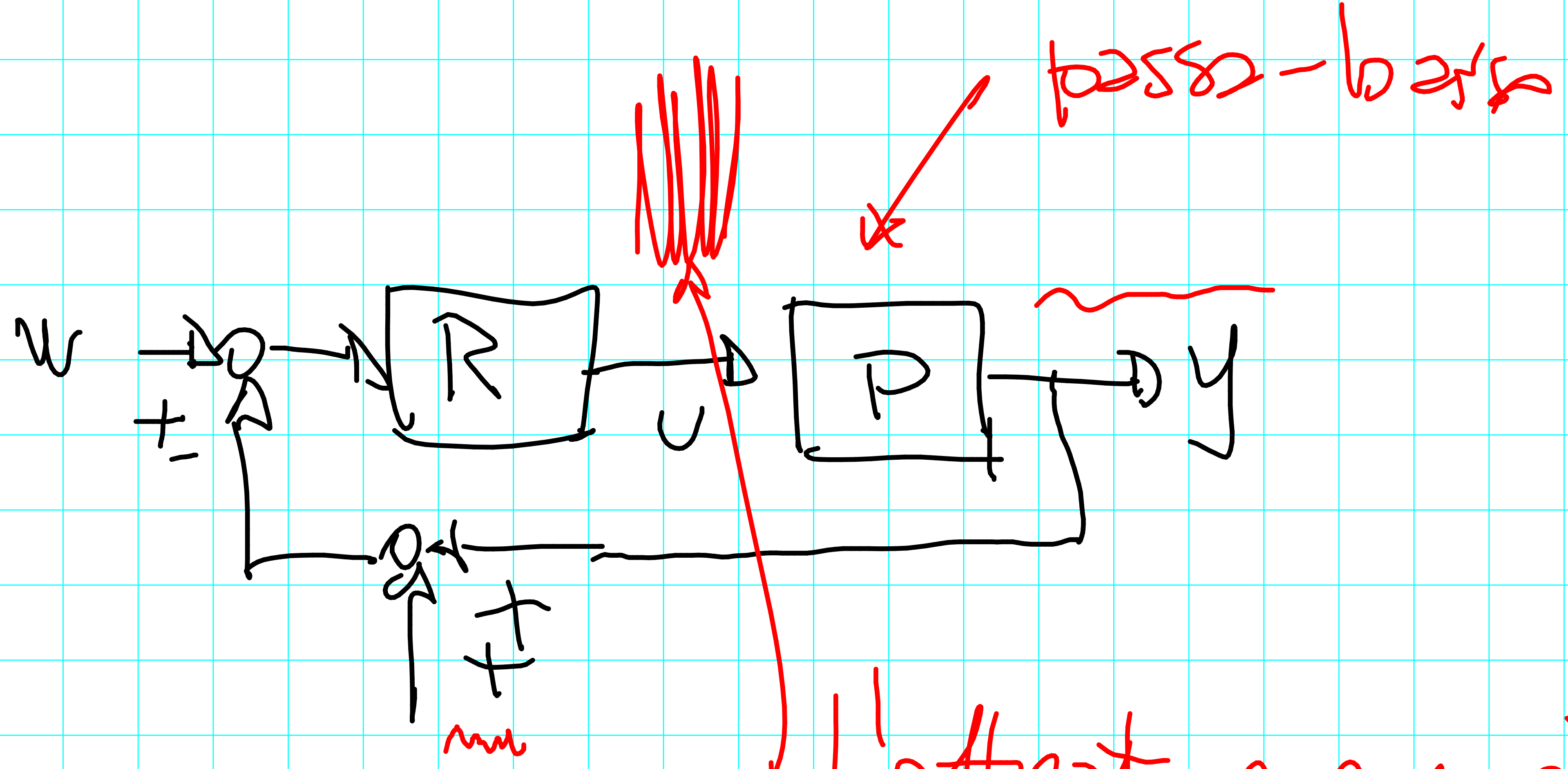
$$Q = \frac{U}{W} = \frac{R}{1+RP} \simeq \begin{cases} 1/P & |RP| \gg 1 \quad (\omega \ll \omega_c) \\ R & |RP| \ll 1 \quad (\omega \gg \omega_c) \end{cases}$$

Quindi in alta freq. $|Q(j\omega)| \simeq |R(j\omega)|$

e nel nostro caso questo è $\dfrac{\omega_c T}{\Gamma}$ (cresce con ω_c)

Alta sens. del controllo elevata in alta freq. significa elevata sensibilità del controllo al rumore di misura

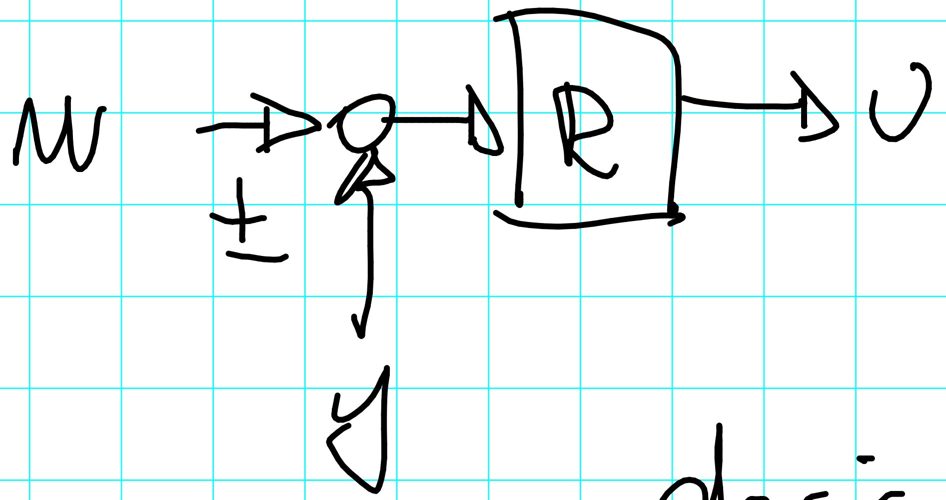
$|R(j\omega)|$ elevato in alta frequenza



l'attuatore non è felice !!

Controllo a due gradi di libertà (2 gdl, 2 dof)

1 gdl)

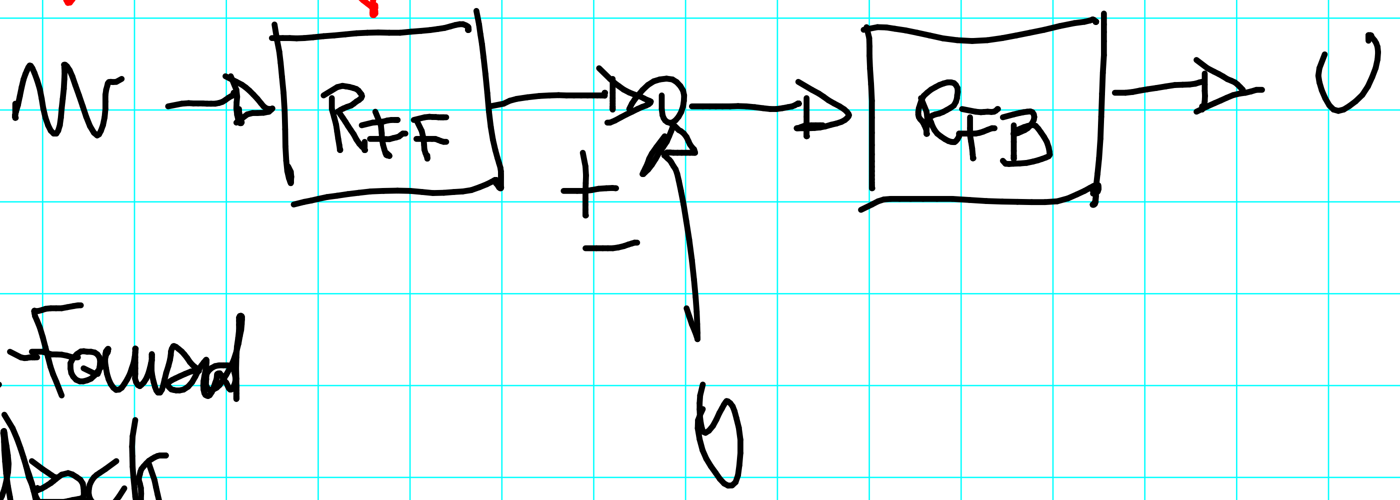


$$\frac{u}{w} = -\frac{u}{y} = R$$

deciso $\frac{u}{w}$ ⇒ deciso $\frac{u}{y}$, $\underline{\underline{1 \text{ gdl}}}$

2 gdl)

AS, tipo 0, guadagno 1



FF: Feed-Forward

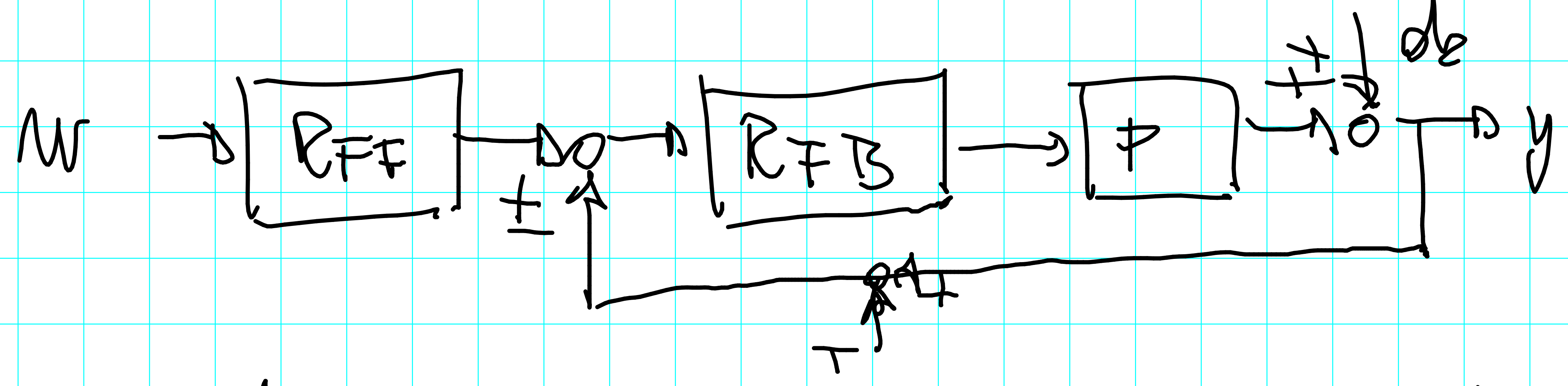
FB: Feedback

$$\frac{u}{w} = R_{FF} R_{FB}$$

$$\frac{u}{y} = -R_{FB}$$

$\underline{\underline{2 \text{ gdl}}}$

Motivazione:



$$\frac{Y}{D_a} = \frac{1}{1+R_{FB}P}, \quad \frac{Y}{D_r} = -\frac{R_{FB}}{1+R_{FB}P}$$ R_{FF} non c'entra

Quindi soltanto R_{FB} influenza $\begin{cases} \text{stabilità} \\ \text{reiez. disturbi} \end{cases}$

$$\frac{Y}{W} = R_{FF}\frac{R_{FB}P}{1+R_{FB}P}$$ $\Rightarrow$ R_{FF} influenza la risposta a W (set point tracking)

II

• CENNO al progetto del regolatore in condizioni d'incertezza

(→ controllo ROBUSTO)
robust control

Progetto: $P(s)$ caratt. di w, d_a, d_r specifiche $\Big\} \longrightarrow R(s)$

Problema: che succede se il modello $P(s)$ non è una "visibilmente" descrizione esatta del processo?

cioè, che succede se PER ESEMPIO ⊛

$$P(s) = P_n(s) + \Delta P(s)$$

entro certi limiti incognito

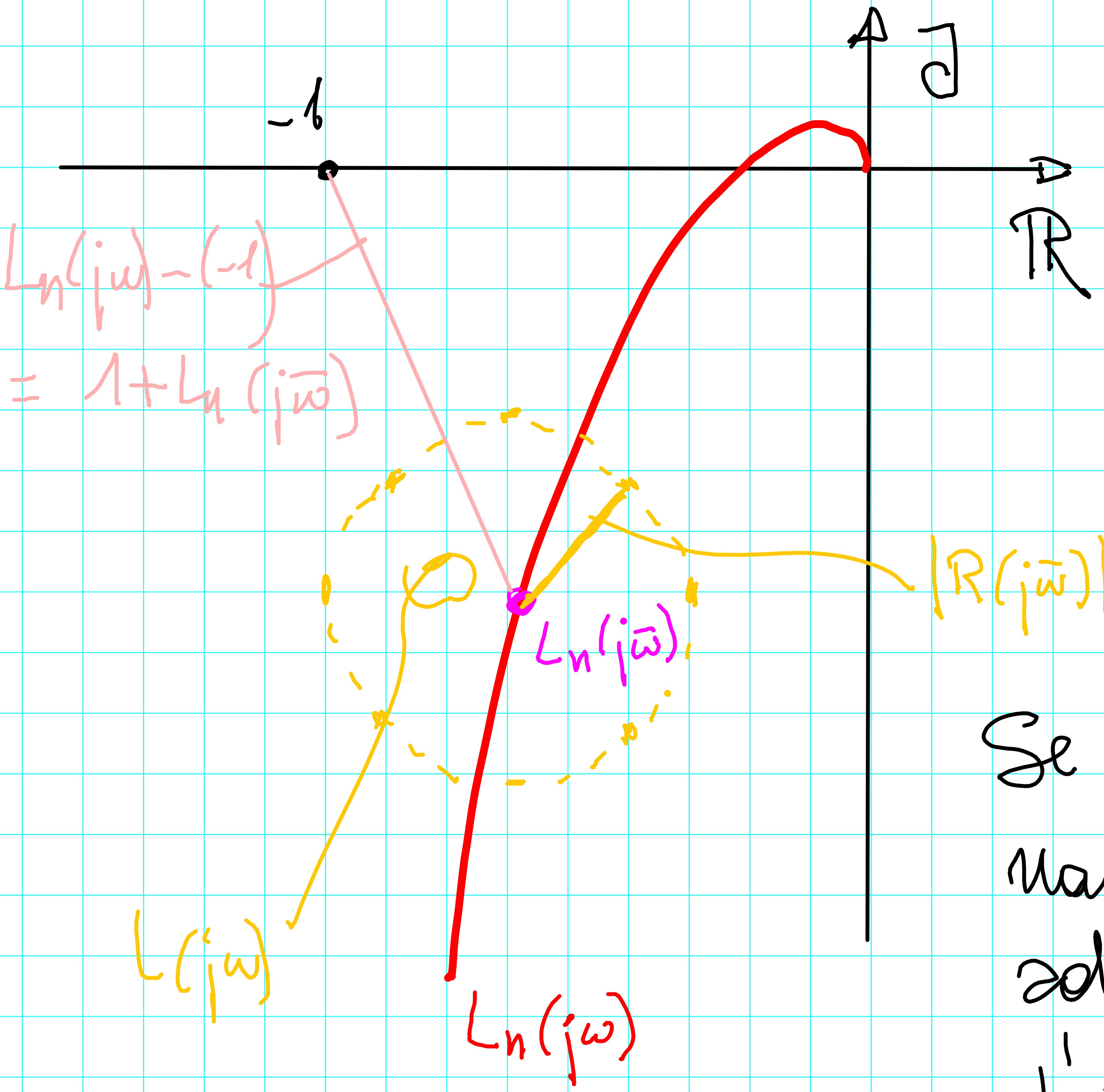
↑ NOMINALE, quello che uso per fare il progetto

⊛ ∃ altri modi di rappresentare l'incertezza/errore di modello

Caso rappresentativo del tatticismo:

- $P(s) = P_n(s) + \Delta P(s)$ $\quad |\Delta P(j\omega)| \le f(\omega)$ NOTA $\forall \omega$
- Ipotesi di Bode e in particolare
  P_n non ha poli con $Re > 0$ e nemmeno $P_n + \Delta P$ $\forall \Delta P$
- Il sistema nominale (AC con P_n e il reg. R progettato su P_n) è AS

Voglio trovare condizioni su $|\Delta P(j\omega)|$ che garantiscano la stab. as. dell'anello chiuso in sua presenza.



$$L_n = R P_n$$

$$L = RP = R(P_n + \Delta P) = L_n + R\underbrace{\Delta P}_{|\Delta P(j\omega)| < f(\omega)}$$

Se $\forall \omega \quad |R(j\omega)\overbrace{\Delta P(j\omega)}^{\text{maggiorato da } f(\omega)}| < |1+L_n(j\omega)|$ non è possibile che la perturbazione additiva di modello ΔP distrugga l'AS dell'AC

Quindi una cond. SUFF per la robustezza dell'AS dell'AC a fronte di perturbazioni di modello additive è

$$|R\Delta P| < |1+L_n|$$

$$|\Delta P| < \left|\frac{1+L_n}{R}\right| = \left|\frac{1}{Q_n}\right|$$

Q_n = F. di sens. del controllo NOMINALE

Allora

- se possiedo una $f(\omega)$ progetterò $R(s)$ in modo tale che $f(\omega) < |1/Q_n(j\omega)| \;\forall\omega$
- in ogni caso $|1/Q_n|$ fornisce una quantificazione in modulo del max errore additivo di modello tollerabile Δ