REGOLATORE PID-ISA

- DEFINIZIONE
  - Una particolare realizzazione di regolatore a 2 g.d.l. molto impiegata nella pratica industriale è il PID-ISA

- Legge PID reale classica

$$U(s) = K_p\left(y^o - y + \frac{y^o - y}{sT_i} + \frac{sT_d}{1 + s\frac{T_d}{N}}(y^o - y)\right)$$

- Legge PID-ISA

$$U(s) = K_p\left(by^o - y + \frac{y^o - y}{sT_i} + \frac{sT_d}{1 + s\frac{T_d}{N}}(cy^o - y)\right)$$

- si introducono due pesi b e c, $0 \leq b \leq 1$, $0 \leq c \leq 1$, sul riferimento, rispettivamente riguardo all'azione proporzionale e all'azione derivativa
- l'azione integrale ha sempre l'errore $(y^o - y)$ in in ingresso, per garantire errore nullo a transitorio esaurito

REGOLATORE PID-ISA

- INTERPRETAZIONE COME REGOLATORE A 2GDL

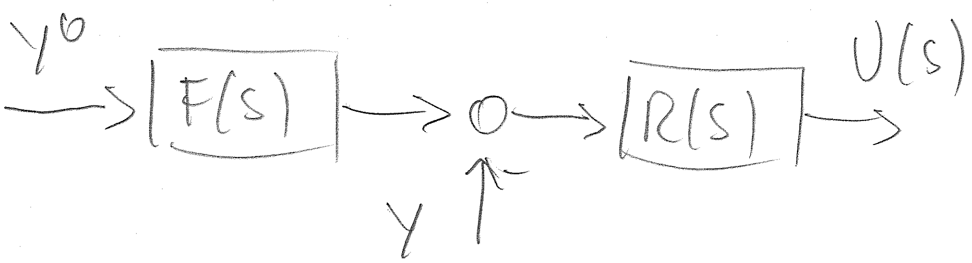
$$U(s) = \underbrace{\left(b + \frac{1}{sT_i} + c\,\frac{sT_d}{1+s\frac{T_d}{N}}\right)}_{R'(s)} y^o - \underbrace{\left(1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{sT_d}{1+s\frac{T_d}{N}}\right)}_{R(s)} y$$

- $R(s)$ è la f.d.t. del regolatore PID reale classico, $R'(s)$ è modificata dai pesi b e c. Re-interpretiamo $R'(s)$ come prodotto $R'(s) = F(s)\cdot R(s)$

$$R'(s) = \frac{1+s\left(\frac{T_d}{N}+bT_i\right)+s^2 c\,T_iT_d}{sT_i\left(1+s\,T_d/N\right)} =$$

$$= \underbrace{\frac{1+s\left(\frac{T_d}{N}+bT_i\right)+s^2 c\,T_iT_d}{1+s\left(\frac{T_d}{N}+T_i\right)+s^2 T_iT_d\frac{N+1}{N}}}_{F(s)} \cdot \underbrace{\frac{1+s\left(\frac{T_d}{N}+T_i\right)+s^2 T_iT_d\frac{N+1}{N}}{sT_i\left(1+s\,T_d/N\right)}}_{R(s)}$$

- Schema a blocchi:



- È come se fosse applicato un prefiltro con f.d.t $F(s)$

- CASI PARTICOLARI

- $b=0,\ c=0$

$$F(s) = \frac{1+s\frac{T_d}{N}}{1+s\left(\frac{T_d}{N}+T_i\right)+s^2 T_i T_d \frac{N+1}{N}} = \frac{1+s\tau}{(1+sT_1)(1+sT_2)}$$

$$= \frac{1+s\tau}{1+s(T_1+T_2)+s^2 T_1 T_2}$$

Hp $T_i \gg T_d$, $N \gg 1$, $T_1 \gg T_2$; uguagliando i termini di pari grado si ottiene

$$T_1+T_2 \simeq T_1 = \frac{T_d}{N}+T_i \simeq T_i \Rightarrow T_1 \simeq T_i$$

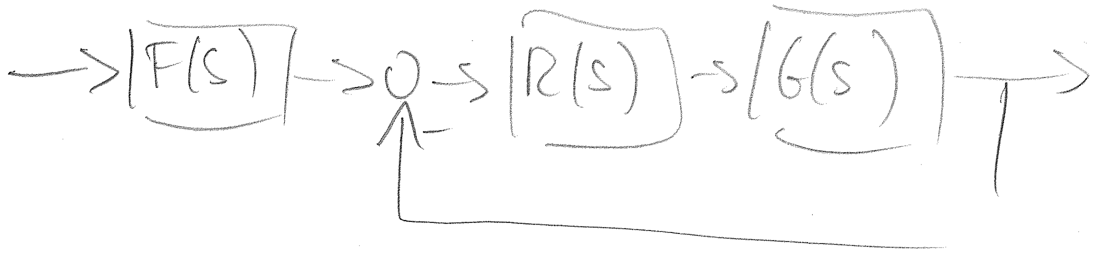
$$T_1 T_2 = T_i T_d \frac{N+1}{N} \simeq T_i T_d \Rightarrow T_2 \simeq T_d$$

$$\rightarrow F(s) \simeq \frac{1+s\,T_d/N}{\underbrace{(1+sT_i)}_{\text{polo dominante}}(1+sT_d)}$$

- L'effetto di $b=0, c=0$ corrisponde ad anteporre un prefiltro passa-basso con un polo dominante di costante di tempo T_i

REGOLATORE PID-ISA

- Schema complessivo



$\equiv$

$$\longrightarrow \boxed{F(s)} \longrightarrow \boxed{\dfrac{L(s)}{1+L(s)}} \longrightarrow$$

$\equiv$

$$\longrightarrow \boxed{F(s)} \longrightarrow \boxed{\dfrac{N_R(s)N_G(s)}{N_R(s)N_G(s)+D_R(s)+D_G(s)}} \longrightarrow$$

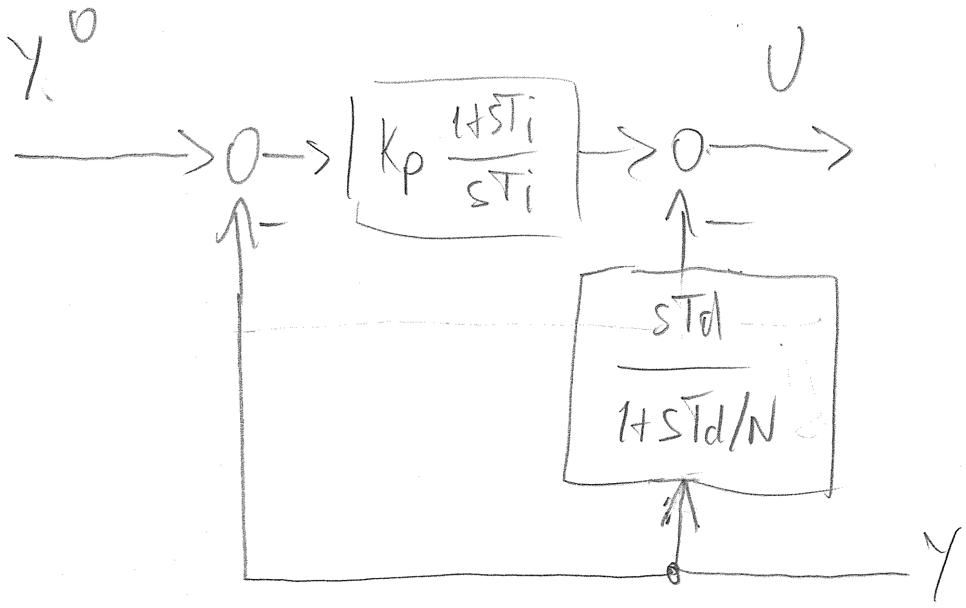
se $R(s)$ è un PI/PID, al numeratore c'è uno zero $(1+sT_i)$, che può provocare sovraelongazioni di y nella risposta allo scalino di y^o. Il polo $(1+sT_i)$ nel prefiltro cancella questo zero, eliminando la sovraelongazione

- NB: per quanto riguarda la reiezione del disturbo, le prestazioni sono identiche al PID classico

REGOLATORE PID-ISA

- $b=1$, $c=0$

Questo caso si può interpretare come uno schema a derivazione dell'uscita

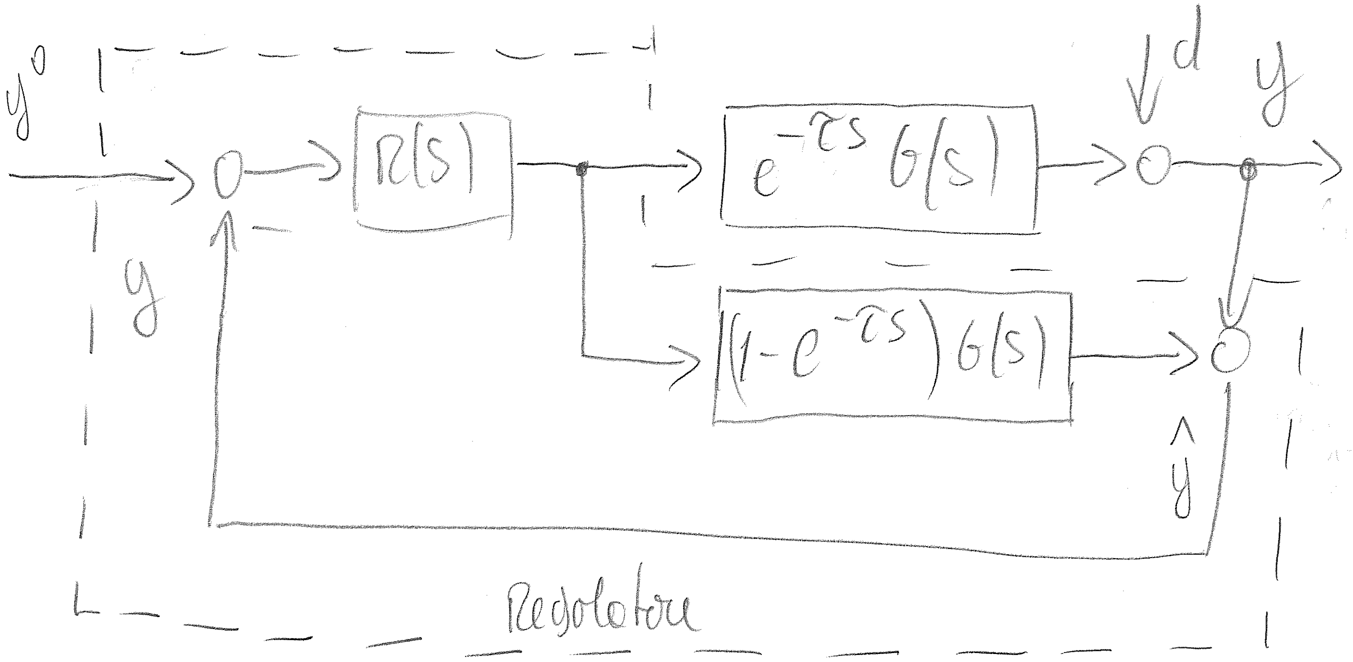


L'azione derivativa è applicata ad y ma non ad y^o $\rightarrow$ la risposta al set-point è meno nervosa, ma la funzione d'anello, e quindi le prestazioni di reiezione del disturbo, sono invariate

PREDITTORE DI SMITH

- DEFINIZIONE
  - Si consideri un sistema da controllare affetto da ritardo tra la variabile di controllo e la variabile d'uscita
  - Il ritardo di fase introdotto nella funzione d'anello non è recuperabile, e porta alla riduzione del margine di fase se si aumenta troppo la pulsazione critica della regolazione

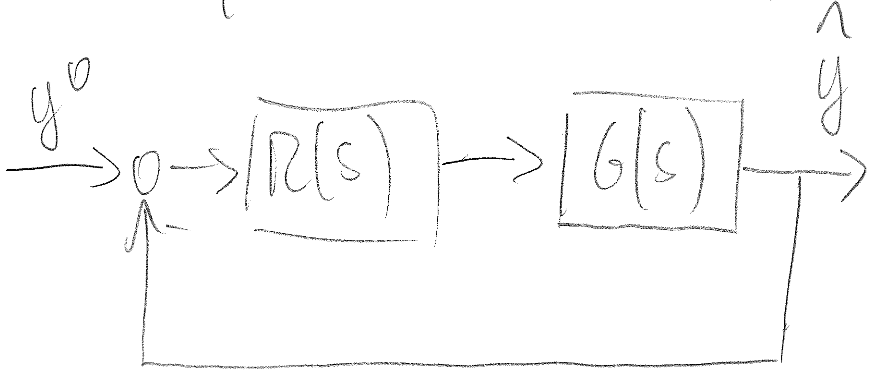
- Idea: se il modello del processo è noto con precisione, si può compensare il ritardo utilizzando opportunamente il modello nel regolatore



PREDITTORE DI SMITH

- Il modello incluso nel regolatore compensa il ritardo in linea d'andata del processo, costruendo una variabile controllata virtuale $\hat{y}$ che non è affetta da ritardo e che può essere controllata senza problemi

- Schema equivalente ①:

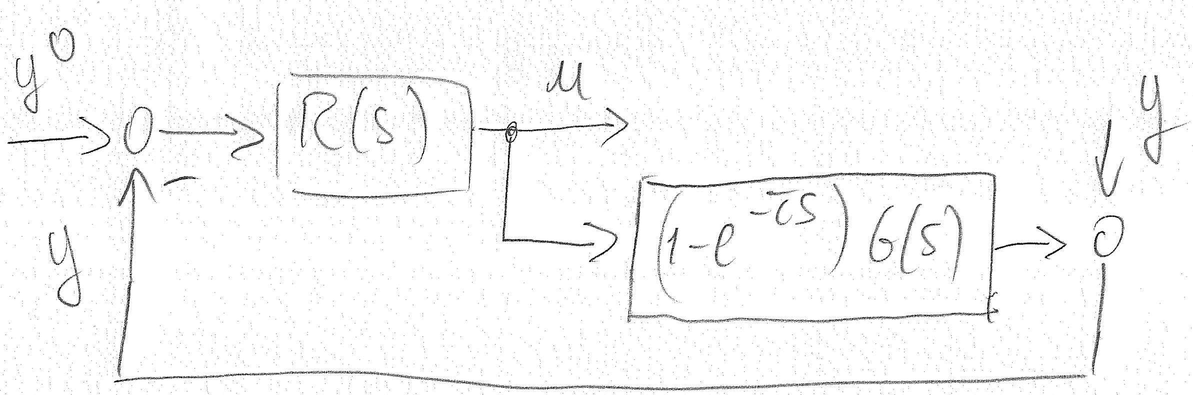


$L(s) = R(s) \cdot G(s)$ non c'è ritardo sulla retroazione

→ $\hat{y}$ può essere controllata con ω_c arbitrariamente elevata - attenzione però che $\hat{y}$ è una variabile artificiale, e che $y \neq \hat{y}$

- Analizziamo ora il sistema in modo da ricondurci ad uno schema classico che metta in evidenza il regolatore in retroazione e l'uscita y del processo da controllare

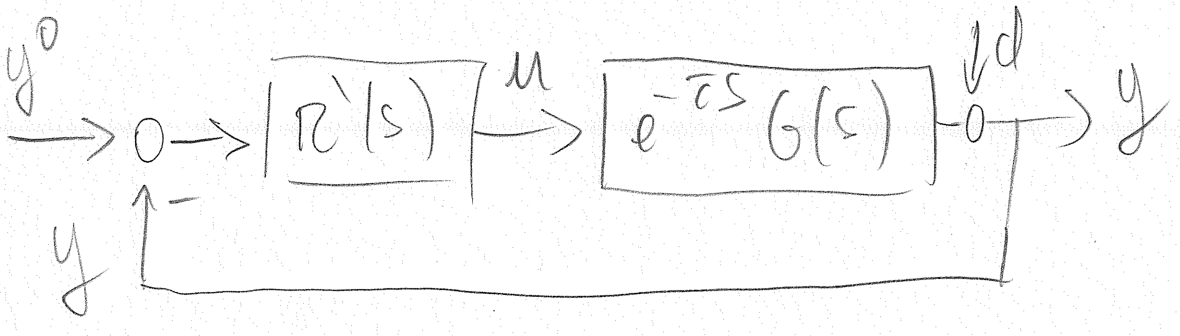
PREDITTORE DI SMITH



$$\frac{U}{Y^0} = \frac{R(s)}{1+R(s)G(s)(1-e^{-\tau s})} = R'(s)$$

$$\frac{U}{Y} = -\frac{R(s)}{1+R(s)G(s)(1-e^{-\tau s})} = -R'(s)$$

$\Downarrow$ schema equivalente (2)



$$\frac{Y}{Y^0} = \frac{R'G e^{-\tau s}}{1+R'G e^{-\tau s}} = \frac{\dfrac{RG e^{-\tau s}}{1+RG(1-e^{-\tau s})}}{1+\dfrac{RG e^{-\tau s}}{1+RG(1-e^{-\tau s})}} = \frac{R(s)G(s)e^{-\tau s}}{1+R(s)G(s)}$$

$$\frac{Y}{D} = \frac{1}{1+R'Ge^{-\tau s}} = \frac{1+R(s)G(s)(1-e^{-\tau s})}{1+R(s)G(s)}$$

PREDITTORE DI SMITH

- Osservazione 1: per quanto riguarda la reiezione del disturbo, Y/D ha un termine in più al numeratore, rispetto alla classica $S(s) = \frac{1}{1+R(s)G(s)}$

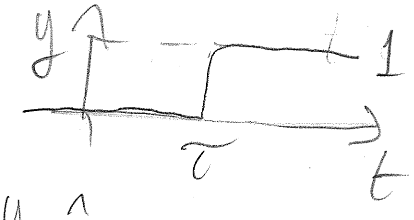
- Supponiamo ora di aumentare ω_c progressivamente ($\omega_c \mid |R(j\omega_c)G(j\omega_c)|=1$), supponendo $\varphi_m \geq 60^\circ$

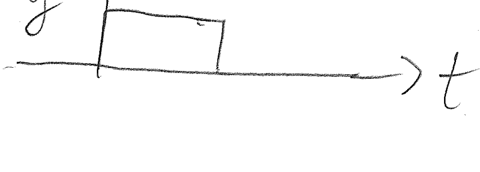
$$\frac{R(s)G(s)}{1+R(s)G(s)} \simeq \frac{1}{1+\frac{s}{\omega_c}}, \quad \frac{1}{1+R(s)G(s)} \simeq \frac{s/\omega_c}{1+s/\omega_c}$$

$$\frac{Y}{Y^0} \simeq \frac{1}{1+s/\omega_c} \cdot e^{-\tau s} \to e^{-\tau s} \quad \text{per } \omega_c \to \infty$$

$$\frac{Y}{D} = \frac{1}{1+RG} + \frac{RG}{1+RG}\left(1-e^{-\tau s}\right) \simeq \frac{s/\omega_c}{1+s/\omega_c} + \frac{1}{1+s/\omega_c}\left(1-e^{-\tau s}\right)$$

$$\to 0 + \left(1-e^{-\tau s}\right) \quad \text{per } \omega_c \to \infty$$

$y^0 = \text{sca}(t) \to$ 

$d = \text{sca}(t)$ 

PREDITTORE DI SMITH (5)

→ Il predittore elimina le oscillazioni che potrebbero derivare da un φ_m ridotto se si usasse una regolazione standard

→ Non può comunque eliminare il ritardo puro, né per quanto riguarda la risposta al set point, né per quanto riguarda la risposta ai disturbi in linea di andata

— N.B. Se $\omega_c \gg \frac{1}{\tau}$ una discrepanza anche modesta tra il valore di τ effettivo del processo e quello impiegato per il predittore può essere fatale per la stabilità (scarsa robustezza)