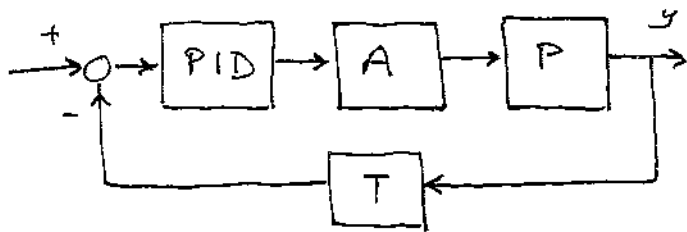


REGOLATORI PID

5/11



P = proporzionale
 I = integrale
 D = derivativo

Ideale $\Rightarrow G_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s =$

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

tempo integrale

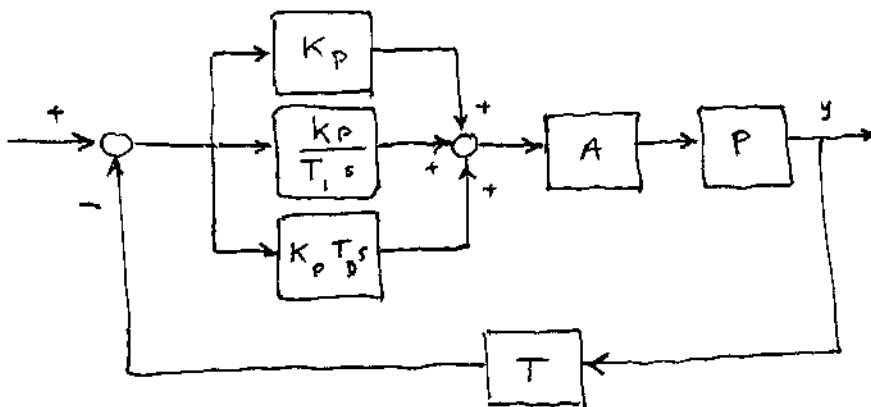
tempo derivativo

con

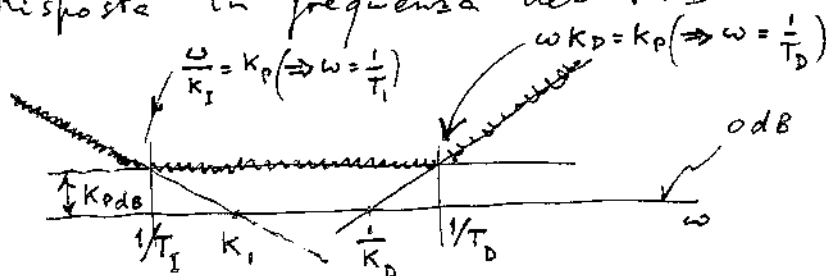
$T_I = \frac{K_P}{K_I}$

$T_D = \frac{K_D}{K_P}$

(a rigore non sono costanti di tempo)



Risposta in frequenza del PID

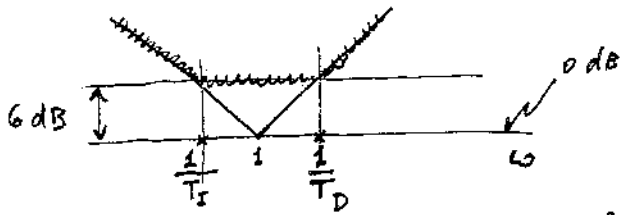


costruzione approssimata della risposta in frequenza

Esempio $K_P = K_I = K_D = 1 \Rightarrow T_I = T_D = 1$



Esempio $K_P = 2$ $K_I = K_D = 1$ ($\Rightarrow T_I = 2, T_D = \frac{1}{2}$) 56/2



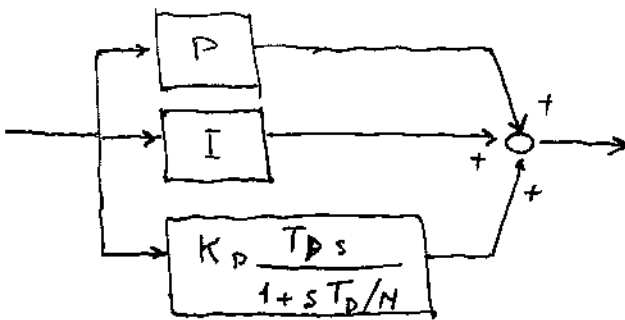
$$G_{PID} = 2 + \frac{1}{s} + s = \frac{s^2 + 2s + 1}{s} = \frac{(s+1)^2}{s} \Rightarrow$$



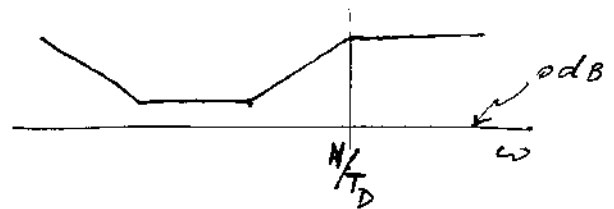
Osservazione 1 (il PID ideale non è realizzabile)

$G_{PID}(s)$ ha grado del numeratore superiore a quello del denominatore \Rightarrow asintoto (irrealizzabile)

Semplificazione aggiungere una costante di tempo (piccola) nell'azione derivativa



$$N = 5 \div 30$$

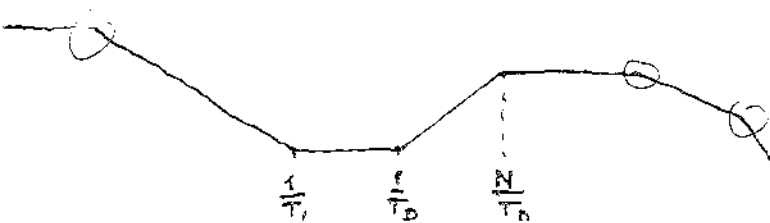


Osservazione 2

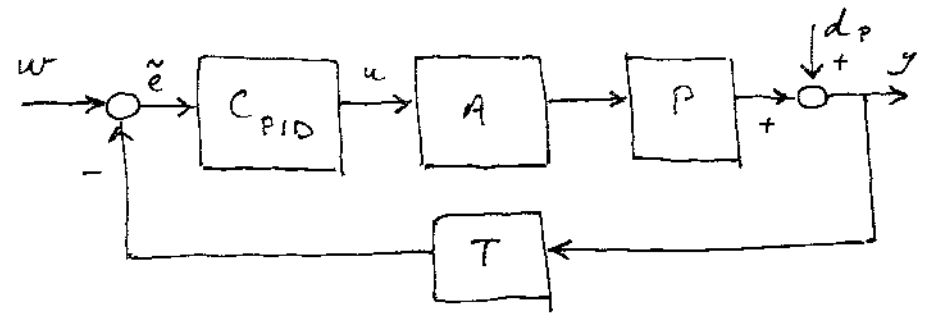
Per N grande il PID amplifica molto le alte frequenze

Per N basso si altera sostanzialmente la risposta del PID ideale

Osservazione 3 (il PID reale)



PID : cosa succede a regime ?



Ipotesi 1: azione integrale non nulla (PI o PID o I o ID)

Ipotesi 2: il sistema ad anello chiuso e' stabile

Ipotesi 3: w e d_p costanti

Ipotesi 1 + Ipotesi 2 + Ipotesi 3 } => l'equilibrio e' caratterizzato da $\tilde{e} = 0$
(altrimenti u non sarebbe costante)

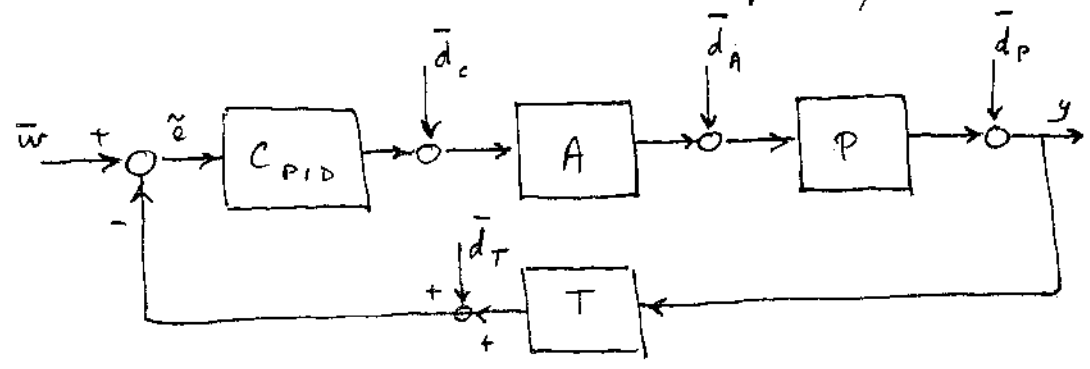
⇓

$$\bar{y} = (1/\mu_T) \bar{w} \quad (\text{cioe' } d_p \text{ non ha effetto})$$

⇓⇓

se $\mu_T = 1$ si ha $\bar{y} = \bar{w}$
(errore nullo a regime)

La stessa cosa vale anche per questa situazione ?



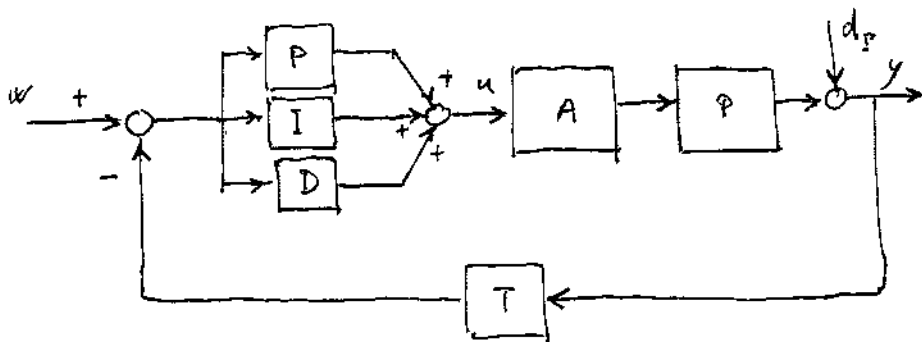
Risposta: no, ma quasi, perche' $\tilde{e} = 0$

\bar{d}_c, \bar{d}_A e \bar{d}_p non hanno effetto

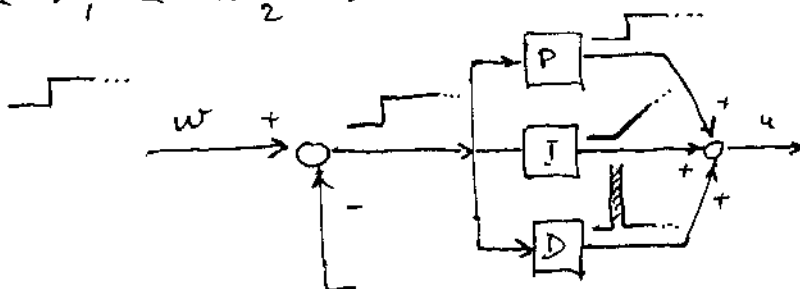
$$\bar{y} = \frac{1}{\mu_T} (\bar{w} - \bar{d}_T) \quad \Leftarrow \quad \bar{w} = \mu_T \bar{y} + \bar{d}_T$$

Problemi legati all'azione derivativa (1)

Problema 1 : variazioni rapide del riferimento generano elevati valori del controllo e, quindi, richiedono attuatori costosi

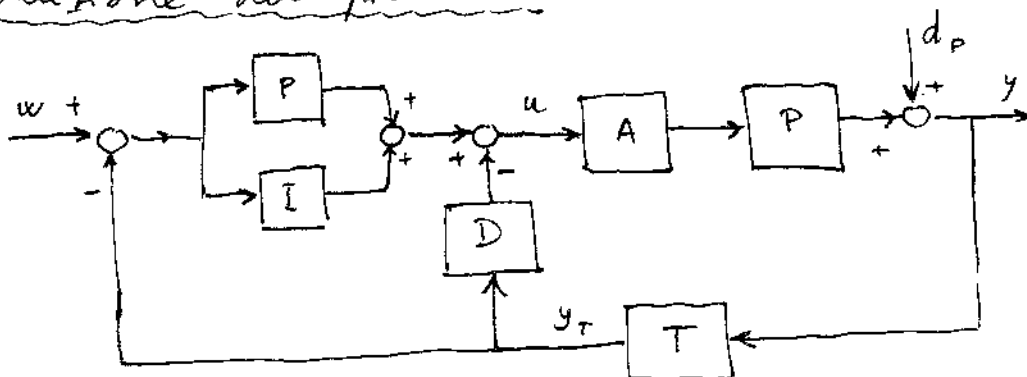


Se, per esempio, il sistema è all'equilibrio corrispondente a $w = \bar{w}$, e il riferimento viene bruscamente variato da \bar{w}_1 a \bar{w}_2 si ha



il controllo u ha quindi, all'inizio, carattere impulsivo

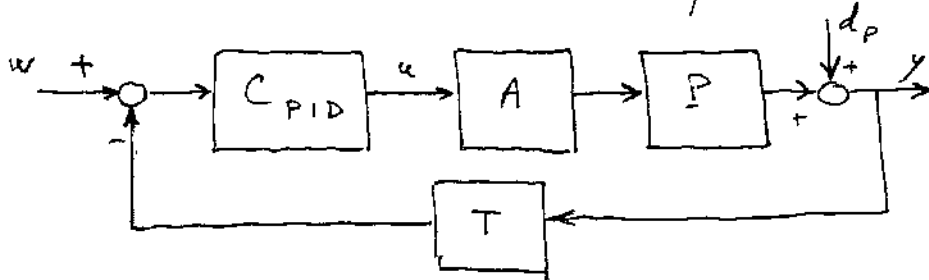
Soluzione del problema



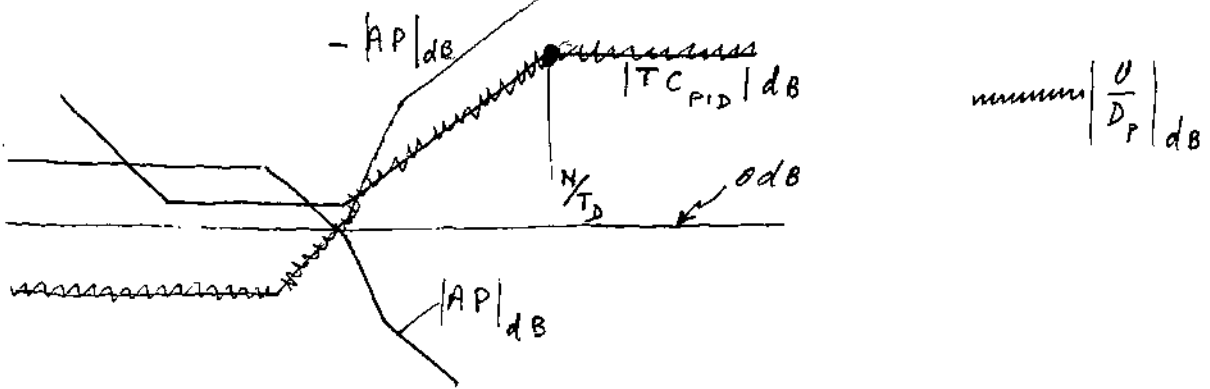
Non cambiano le f. d. t. tra $(y_T \rightarrow u)$ e, quindi, quelle tra $(d_p \rightarrow u)$ e $(d_p \rightarrow y)$
 Non cambia la f. d. t. d'anello e, quindi, la stabilità del sistema
 cambia, invece, la f. d. t. tra $(w \rightarrow u)$ e quella tra $(w \rightarrow y)$: in particolare u non è più impulsiva per una variazione a scalino di w

Problemi legati all'azione derivativa (2)

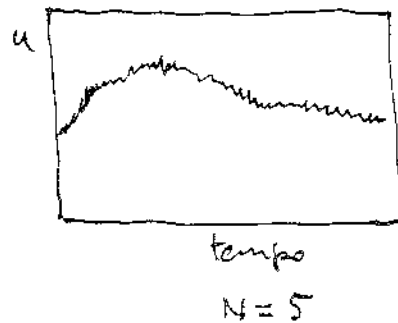
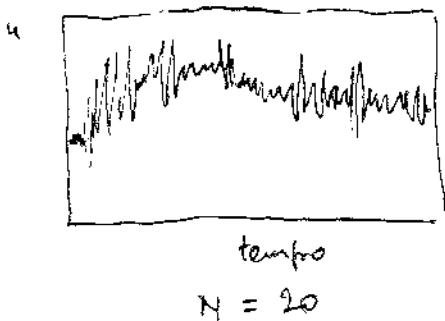
Problema 2 : componenti ad alta frequenza del disturbo d_p generano grandi variazioni della variabile di controllo u , quindi, richiedono attenuatori costosi



Studiamo il sistema che ha d_p come ingresso e u come uscita \Rightarrow linea di andata: $(T \cdot C_{PID})$ e linea di retroazione (AP)
 costruiamo la risposta in frequenza con le regole di approssimazione usuale

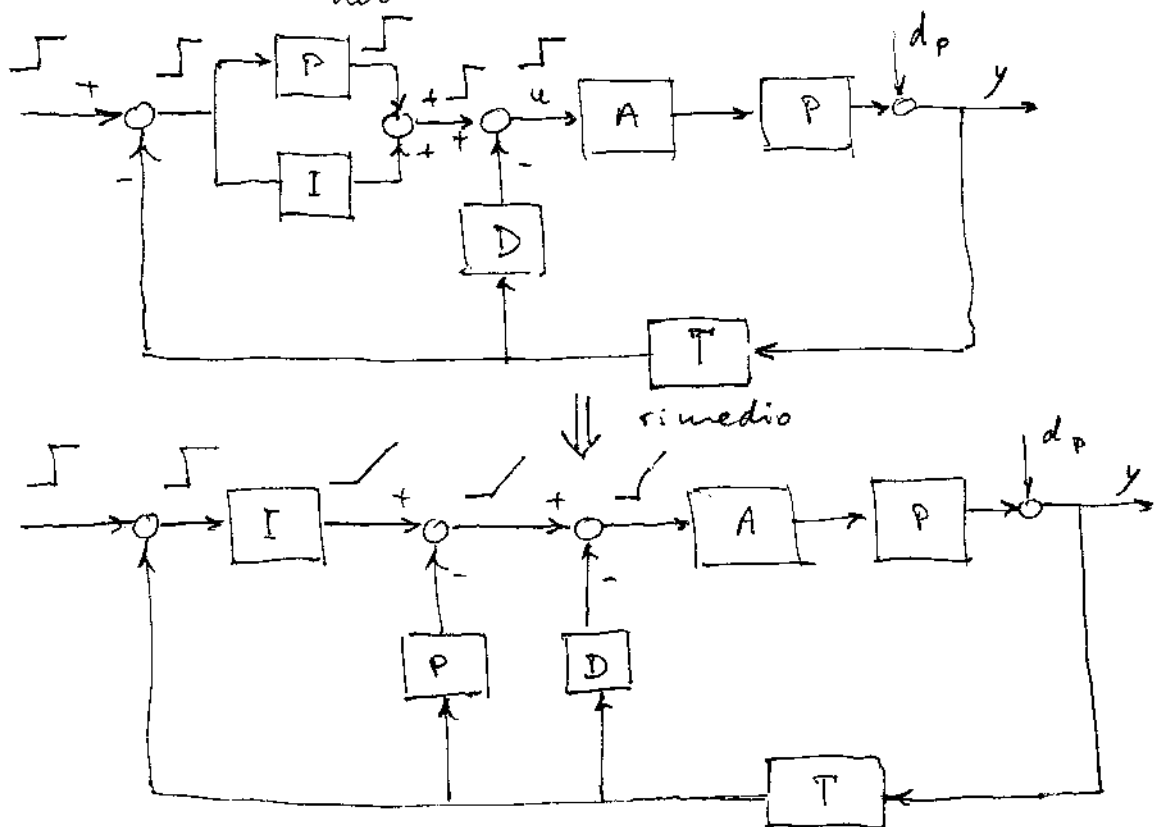


Si vede così che per abbassare l'impatto delle alte frequenze del disturbo bisogna usare un N basso



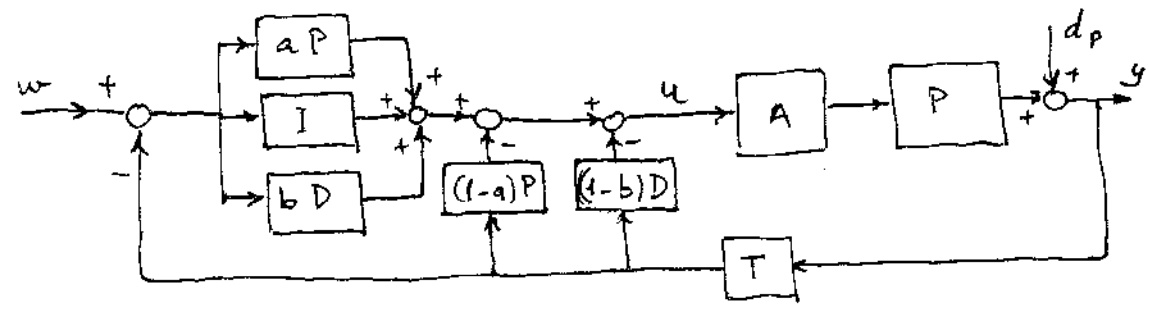
Problemi legati all'azione proporzionale

Problema 3: variazioni brusche del segnale di riferimento generano variazioni altrettanto brusche del controllo u .



di nuovo non cambia la stabilità del sistema ma u non varia a gradino

Schema misto per regolatori PID

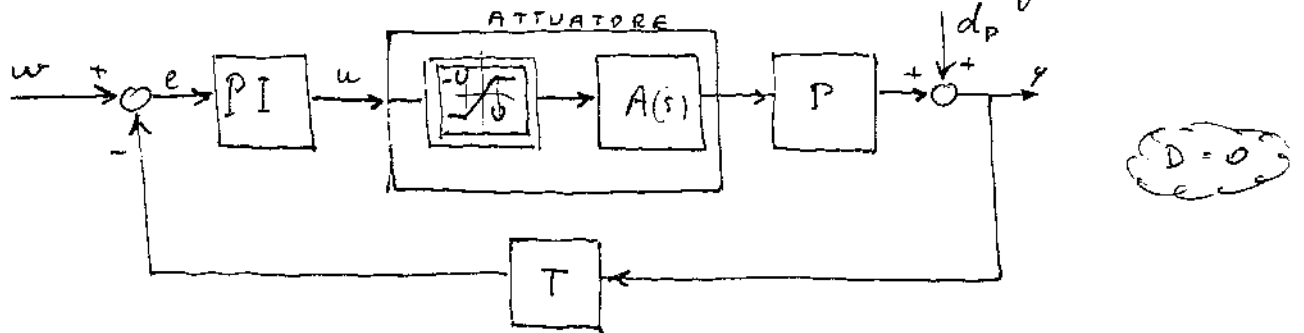


$0 \leq a \leq 1$
 $0 \leq b \leq 1$

- Per $a=b=1$ si ottiene lo schema di pag. 4 (in cima)
- Per $a=b=0$ si ottiene lo schema appena visto
- Per $a=1$ e $b=0$ si ottiene lo schema di pag. 4 (in fondo)

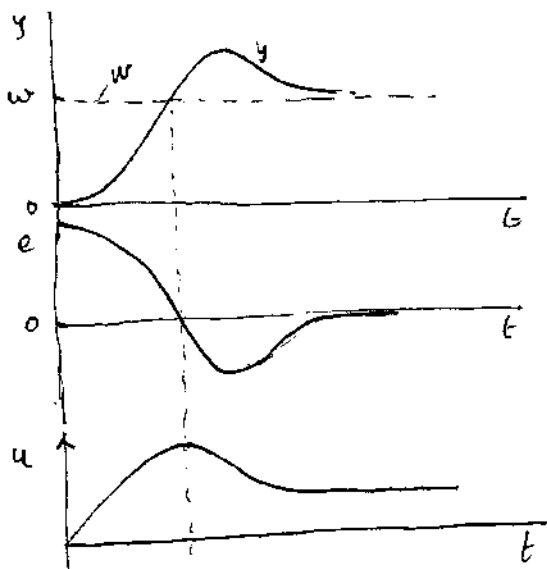
Problemi legati all'azione integrale (1)

Problema 4: nel caso l'attuatore possa andare in saturazione (per $|u| > U$), l'azione integrale può mantenerlo in tale condizione a lungo



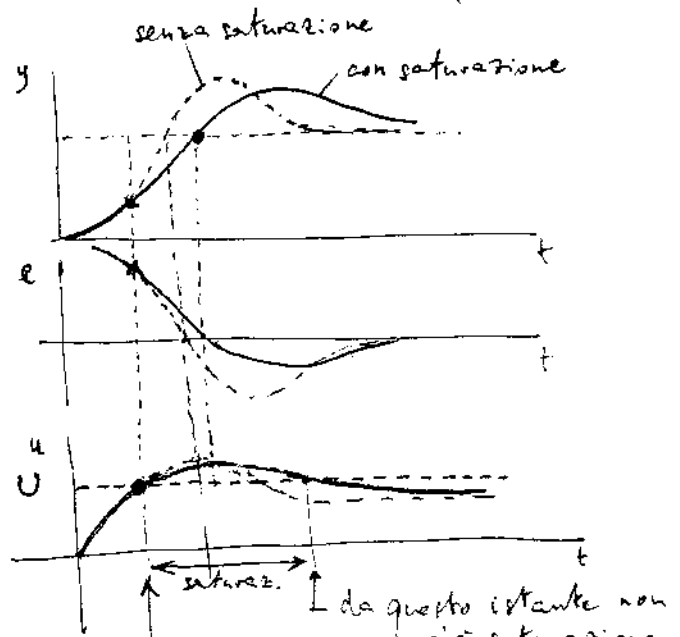
Supponiamo $T(s) = 1$ e $d_p = 0$ e variamo w a scelino

senza saturazione ($U = \infty$)



u cresce finché e non cambia segno

con saturazione ($U = \text{finito}$)



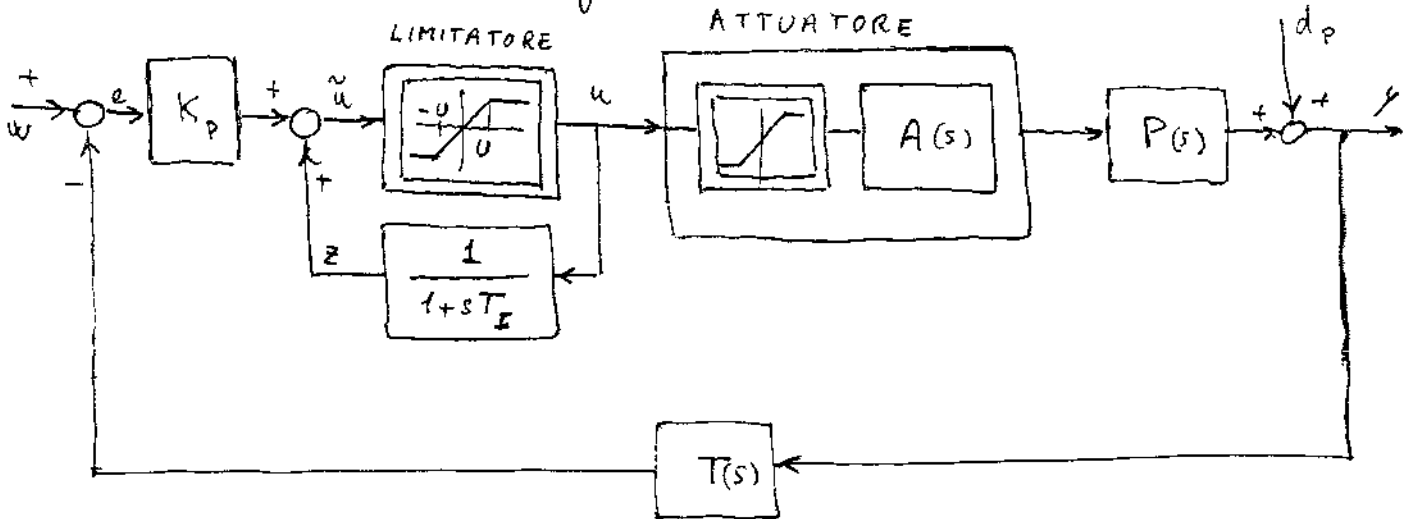
fino a questo istante non c'è saturazione

da questo istante non c'è saturazione

Interpretazione: finché $e > 0$ l'integratore si carica e supera di molto U . Quando e diventa negativo l'integratore si scarica ma resta con $u > U$ per un certo periodo

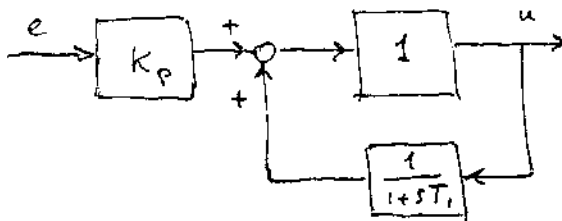
Problemi legati all'azione integrale (2)

Per ovviare al problema discusso nella pagina precedente si può usare il seguente scheme



$e > 0$ per un certo periodo $\Rightarrow u$ crescente fino a U , ma poi
 $u \equiv U$ (e non di più) \Rightarrow la variabile z cresce fino a $U \Rightarrow$
 \Rightarrow quando e cambia segno la variabile $\tilde{u} = K_p e + z$ diventa
 subito minore di U e l'attuatore esce dalla saturazione

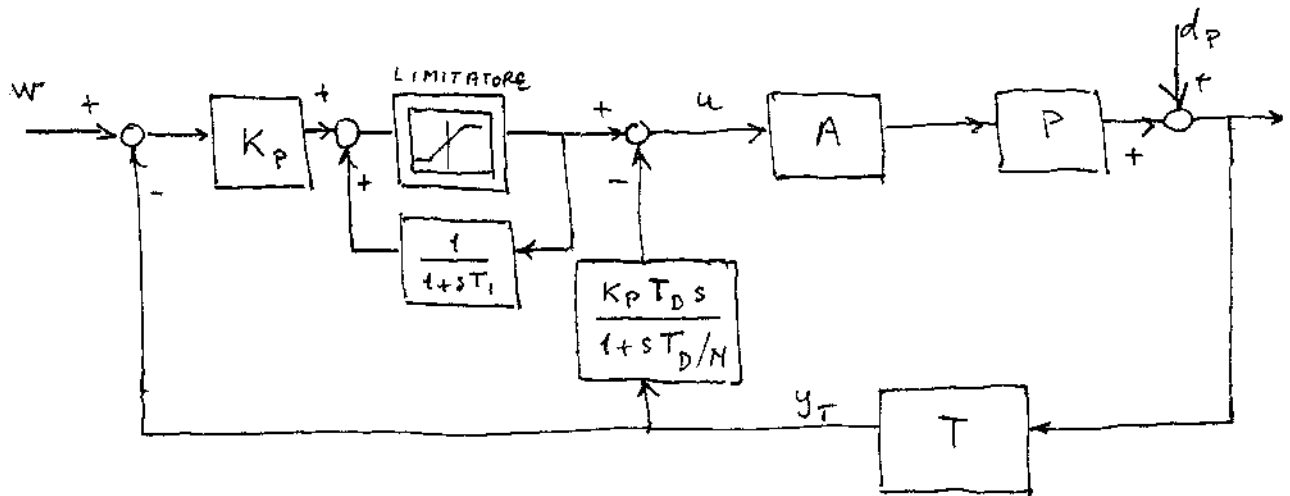
D'altra parte, quando il limitatore non è attivo lo schema è equivalente a quello di pagina 8



$$\begin{aligned} \frac{U}{E} &= K_p \frac{1}{1 - \frac{1}{1+sT_I}} = K_p \frac{1+sT_I}{1+sT_I - 1} = \\ &= K_p \left(1 + \frac{1}{sT_I} \right) = C_{PI}^{(s)} \end{aligned}$$

CONCLUSIONE

Sulla base di quanto visto si può affermare che uno schema particolarmente interessante secondo cui realizzare un regolatore PID è il seguente



In questa versione il PID è identificato da 5 parametri:

$$K_P, T_I, T_D, N, U$$

I primi tre parametri individuano la componente "ideale" del PID. I primi quattro parametri caratterizzano la componente lineare e il quinto quella non-lineare (limitatore).

Questi 5 parametri sono di solito largamente sufficienti per ottenere buone prestazioni del sistema regolato.

Per introdurre ulteriore flessibilità si può estendere lo schema reintroducendo i parametri a e b di pag. 6.

Taratura dei regolatori PID

Esistono vari modi per "tarare" un PID, cioè per fissarne i parametri (K_P , T_I , T_D , N , U).

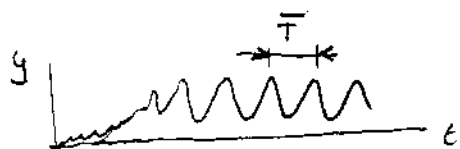
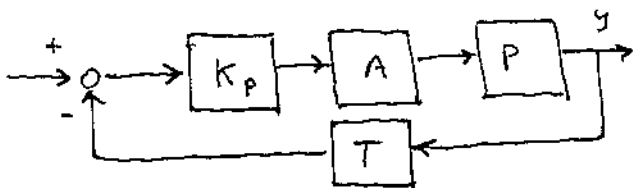
Il metodo da usare dipende in larga misura dalle informazioni disponibili (oltre che dalle capacità dell'analista).

metodi di taratura $\left\{ \begin{array}{l} \text{basati su esperimenti effettuati} \\ \text{sul processo e su regole empiriche} \\ \text{basati sull'uso di modelli del} \\ \text{sistema (con: come fatto finora)} \end{array} \right.$

L'esperimento e le regole empiriche più note e usate sono quelle di Ziegler e Nichols.

Metodo di Z-N

Esperimento di Z-N



Regole di Z-N

	K_P	T_I	T_D
P	$0.5\bar{K}$		
P _I	$0.45\bar{K}$	$0.8\bar{T}$	
PID	$0.6\bar{K}$	$0.5\bar{T}$	$0.125\bar{T}$

Si chiude l'anello con la sola azione proporzionale attivata (K_P) e la si aumenta fino a portare il sistema al limite di stabilità, cosa che avviene per un particolare valore \bar{K} di K_P . Si ottiene così il periodo critico \bar{T} .

I parametri K_P , T_I e T_D si fissano come mostrato in tabella. Gli altri parametri (N e U) vanno fissati tenendo presenti le osservazioni fatte.

Alcune osservazioni sul metodo di Z-N

- Il metodo non è sempre applicabile perché non è detto che sia possibile (per esempio, per pericolo di conseguenze disastrose) portare il sistema ad anello chiuso al limite dell'instabilità.
- Il metodo non è sempre applicabile perché non è detto che all'aumentare di K_p il sistema ad anello chiuso vada in instabilità.
- Il metodo, pur non essendo basato sulla conoscenza di un modello del sistema, è basato sulla conoscenza di due parametri significativi \bar{K} e \bar{T} !
- Le regole di Z-N possono essere applicate anche senza effettuare l'esperimento, purché si abbia un modello del sistema. In questo caso si calcolano \bar{K} e \bar{T} sulla base del modello e poi si applicano le regole. Ciò si può fare anche analiticamente per classi semplici di sistemi. Per esempio, se $G = A(s)P(s)T(s) = \mu e^{-\tau s} / (1+sT)$, si può dimostrare (vedi seguito) che $\bar{K} = \frac{\pi}{2} \frac{T}{\mu\tau}$ e $\bar{T} = 4\tau$ per cui la tabella di Z-N diventa

	K_p	T_I	T_D
P	$\frac{\pi}{4} \frac{T}{\mu\tau}$		
PI	$0.45 \frac{\pi}{2} \frac{T}{\mu\tau}$	3.2τ	
PID	$0.6 \frac{\pi}{2} \frac{T}{\mu\tau}$	2τ	0.5τ

queste regole sono chiamate da alcuni regole di Z-N in anello aperto perché i parametri μ , τ e T possono essere identificati con prove in anello aperto

Altre osservazioni sul metodo di Z-N

- I valori di T_I e T_D suggeriti da Ziegler e Nichols per il PID soddisfanno la relazione

$$T_I = 4 T_D \quad \left(= \frac{1}{2} \bar{T} \right)$$

Questa condizione fa sì che i due zeri del PID coincidano. Infatti:

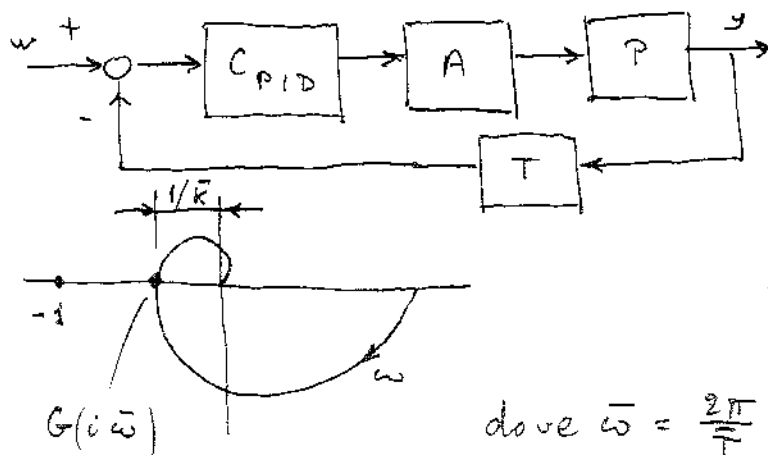
$$C_{PID} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) = K_P \frac{T_I T_D s^2 + T_I s + 1}{T_I s}$$

e i due zeri sono dati da

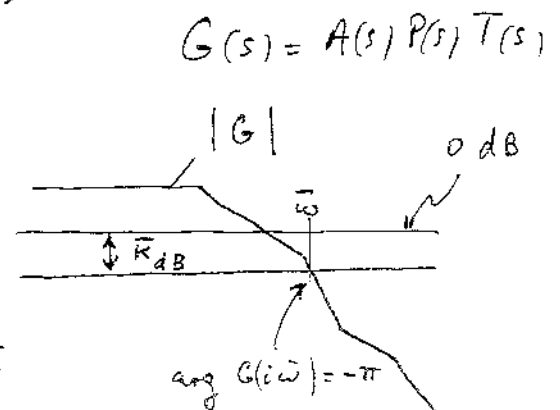
$$z_{PID} = \frac{-T_I \pm \sqrt{T_I^2 - 4 T_I T_D}}{2 T_I T_D}$$

per cui, per $T_I = 4 T_D$ i due zeri coincidono e sono dati da $z_{PID} = -1/2 T_D = -1/(T_I/2) (= -1/(\bar{T}/4))$

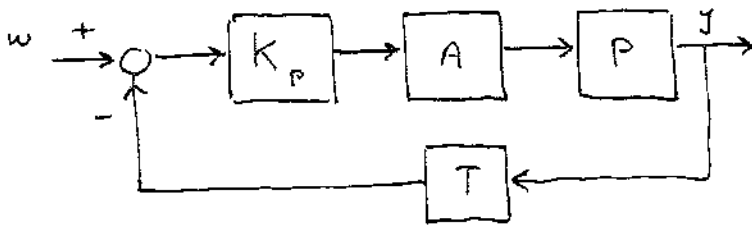
- Il valore di K_P suggerito da Ziegler e Nichols per il P fornisce un margine di guadagno $k_m = 2$.
- I parametri \bar{K} e \bar{T} dell'esperimento di Z-N sono facilmente deducibili dalle risposte in frequenza del sistema ad anello aperto (escluso il PID)



dove $\bar{\omega} = \frac{2\pi}{\bar{T}}$

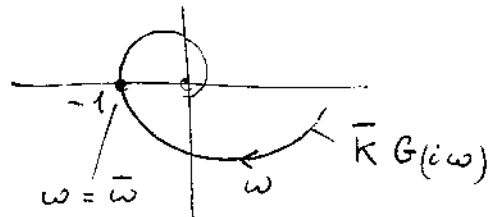


Derivazione delle regole di Z-N in anello aperto



$$G = APT = \mu \frac{e^{-\tau s}}{1+sT}$$

Il valore \bar{K} di K_p che porta il sistema al limite di stabilità con oscillazioni di periodo $\bar{T} = \frac{2\pi}{\bar{\omega}}$ soddisfa le seguenti due relazioni



$$\left| \bar{K} \frac{e^{-i\bar{\omega}\tau}}{1+i\bar{\omega}T} \right| = 1$$

$$-\bar{\omega}\tau - \arctan \bar{\omega}T = -\pi$$

$$\Downarrow (\pi \gg \tau)$$

$$-\bar{\omega}\tau - \frac{\pi}{2} = -\pi$$

$$\boxed{\bar{\omega} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{\tau}}$$

$$\Downarrow \bar{T} = \frac{2\pi}{\bar{\omega}} = \frac{2\pi}{\frac{\pi}{2} \frac{1}{\tau}} = 4\tau$$

$$\bar{K} = \frac{\sqrt{1+(\bar{\omega}T)^2}}{\sqrt{1+(\frac{\pi}{2} \frac{T}{\tau})^2}}$$

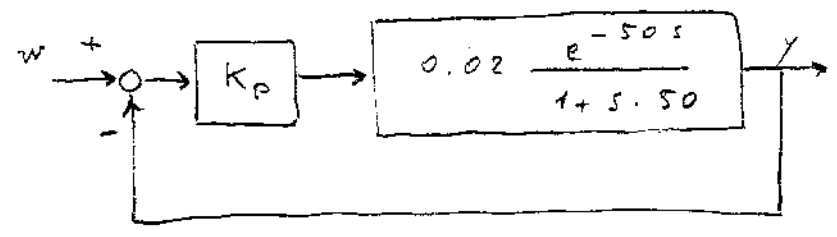
$$\Downarrow (T \gg \tau)$$

$$\boxed{\bar{K} = \frac{\pi}{2} \frac{T}{\mu\tau}}$$

Da queste due espressioni (di \bar{K} e $\bar{\omega}$) si ricava la tabella di Z-N in anello aperto

Regolazione dello spessore di un laminato (1)

Esperimento di z-N (fattibile)



Calcoliamo \bar{K} e \bar{T} che si otterrebbero sperimentalmente se si eseguisse l'esperimento di z-N.

$$\bar{K} \cdot 0.02 \frac{1}{\sqrt{1+(\bar{\omega} \cdot 50)^2}} = 1 \quad \Rightarrow \quad \bar{K} = \frac{\sqrt{1+(\bar{\omega} \cdot 50)^2}}{0.02}$$

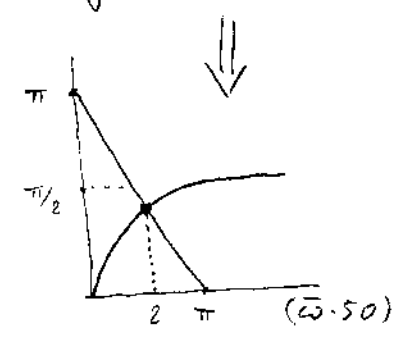
$$\bar{\omega} \cdot 50 + \arctg \bar{\omega} \cdot 50 = \pi \quad \Rightarrow \quad \arctg(\bar{\omega} \cdot 50) = \pi - (\bar{\omega} \cdot 50)$$

$\bar{T} = 157 \left(= \frac{\pi}{\bar{\omega}} \right)$

$\bar{\omega} = 0.04$

$\bar{K} = 110$

$$\leftarrow \bar{\omega} \cdot 50 = 2 \quad \leftarrow$$



Regole di z-N

- | | | | | | |
|-----|---|------------|---------------------------|---|--|
| P | : | $K_P = 55$ | | } | $C_{PID} = K_P \left(1 + \frac{1}{s T_I} + T_D s \right)$ |
| PI | : | $K_P = 50$ | $T_I = 125$ | | |
| PID | : | $K_P = 65$ | $T_I = 80 \quad T_D = 20$ | | |

Per ognuno di questi regolatori si possono calcolare gli indicatori \bar{k}_m , $\bar{\varphi}_m$ e $\bar{\mu}$ (si ricorda che le prescrizioni a suo tempo considerate erano $\bar{k}_m \geq 1.5$, $\bar{\varphi}_m \geq 50^\circ$, $\bar{\mu} \geq 10$)

Regolazione dello spessore di un laminato (2)

Determiniamo le prestazioni dei tre regolatori proposti dalle regole di Z-N.

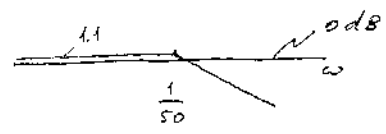
Regolatore P

$$G_{anello} = K_P \mu \frac{e^{-\tau s}}{1+sT} = 55 \cdot 0.02 \frac{e^{-50s}}{1+s \cdot 50} = 1.1 \frac{e^{-50s}}{1+s \cdot 50}$$

OK $\leftarrow k_m = 2$

OK $\leftarrow \varphi_m = 180^\circ - 45^\circ - (50 \cdot \frac{1}{50}) \frac{180^\circ}{3.14} \approx 80^\circ$

KO $\leftarrow \mu = 1.1$ \leftarrow troppo basso



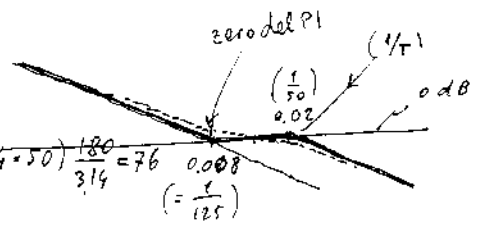
Regolatore PI

$$G_{anello} = K_P \left(1 + \frac{1}{sT_I}\right) \mu \frac{e^{-\tau s}}{1+sT} = 50 \frac{1+s \cdot 125}{125 \cdot s} 0.02 \frac{e^{-50s}}{1+s \cdot 50} = \frac{1}{125} \frac{1+s \cdot 125}{s} \frac{e^{-50s}}{1+s \cdot 50}$$

$k_m = ?$

OK $\leftarrow \varphi_m = 180^\circ - 90^\circ + 58^\circ - 32^\circ - (0.014 \cdot 50) \frac{180^\circ}{3.14} = 76^\circ$

OK $\leftarrow \mu = \infty$



ipotesi: ω_c è a metà tra 0.008 e 0.014 cioè $\omega_c = 0.014$

Per calcolare k_m si può procedere così

I) cercare la ω^* per cui $\arg[G_{anello}(i\omega^*)] = -\pi$, cioè risolvere

per tentativi l'equazione

$$\arctg \omega T_I - \omega\tau - \frac{\pi}{2} - \arctg \omega T = -\pi \Rightarrow \omega = \omega^* (= 0.037)$$

II) imporre la relazione

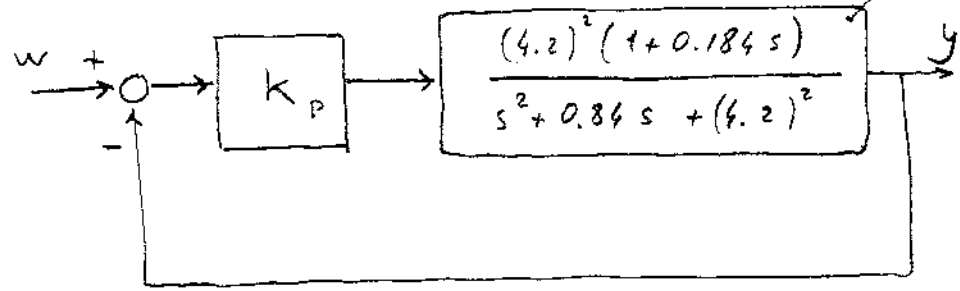
$$k_m |G(i\omega^*)| = 1 \Rightarrow k_m = \frac{1}{|G(i\omega^*)|} = \frac{T_I \omega^* \sqrt{1+(\omega^* T)^2}}{K_P \mu \sqrt{1+(\omega^* T_I)^2}} = \dots = 2.05$$

Conclusione il PI soddisfa le prescrizioni a suo tempo fissate

Regolatore PID (da risolvere come esercizio)

Controllo di posizione angolare

Esperimento di z-M



uno zero stabile
e due poli complessi stabili

In questo caso l'esperimento fallisce, nel senso che non si riesce a mandare il sistema in oscillazione.

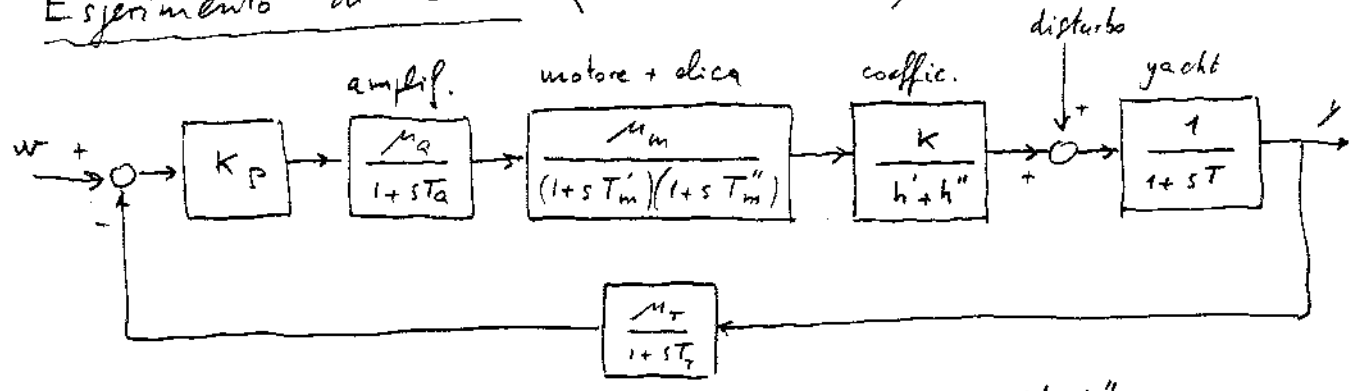
Ciò si può verificare con il criterio di Hurwitz (o, meglio, con la regola di Cartesio)

$$G = \frac{K_p \frac{\omega_n^2 (1+ST)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}}{1 + K_p \frac{\omega_n^2 (1+ST)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}} = \frac{\dots}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 + K_p \omega_n^2 (1+ST)}$$

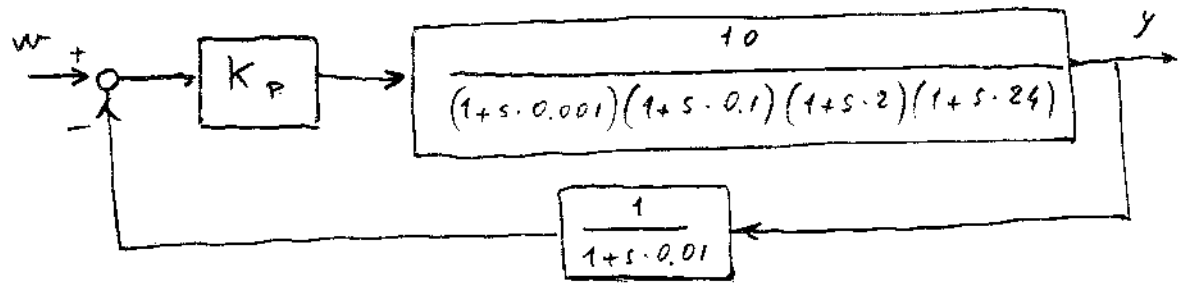
Il polinomio a denominatore di $G(s)$ è un polinomio del II ordine con coefficienti positivi per qualsiasi valore dei parametri (quindi, in particolare, per qualsiasi K_p). Pertanto, i due poli del sistema ad anello chiuso hanno comunque parte reale negativa e il sistema non può andare in instabilità.

Controllo della velocità di uno yacht (1)

Esperimento di Z-N (reale o simulato)



Supponiamo che $\mu_a = 10$, $\mu_m = 1$, $K = h' + h''$

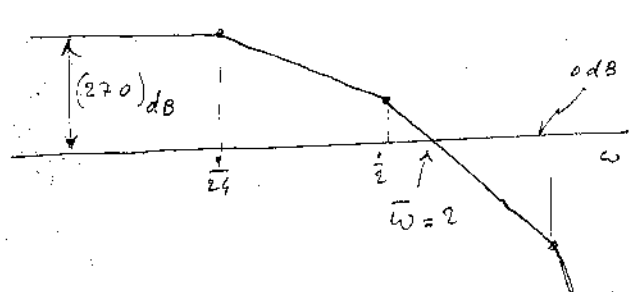


Per calcolare \bar{K} possiamo trascurare le due costanti di tempo più piccole nell'anello ($T_r = 0.01$ e $T_a = 0.001$) e determinare il guadagno critico con la formula

$$\mu_{crit} = (T'_m + T''_m + T) \left(\frac{1}{T'_m} + \frac{1}{T''_m} + \frac{1}{T} \right) - 1$$

$$\mu_{crit} = (0.1 + 2 + 24) (10 + 0.5 + 0.04) - 1 \approx 270$$

Poiché $\mu_{crit} = \bar{K} \cdot 10$ segue che $\boxed{\bar{K} = 27}$



$\bar{\omega}$ si calcola come mostrato qui a fianco e risulta ≈ 2
 per cui $\bar{T} = \frac{2\pi}{\bar{\omega}} \approx 3.14$

In conclusione, l'esperimento di Z-N fornisce $\boxed{\bar{K} = 27, \bar{T} = 3}$

Controllo della velocità di uno yacht (2)

Le regole di Z-N forniscono i seguenti tre regolatori

$$C_P = K_P = \frac{\bar{K}}{2} = 13.5$$

$$C_{PI} = K_P \left(1 + \frac{1}{sT_I}\right) = K_P \frac{1+sT_I}{sT_I} = 0.45 \bar{K} \frac{1+s \cdot 0.8\bar{T}}{s \cdot 0.8\bar{T}} = 12 \frac{1+s \cdot 2.4}{2.4 \cdot s}$$

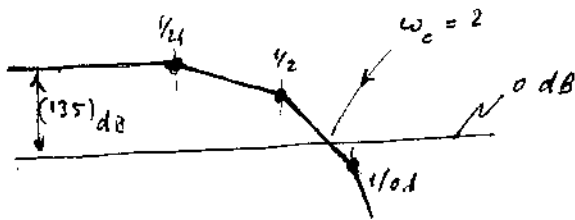
$$C_{PID} = K_P \left(1 + \frac{1}{sT_I} + sT_D\right) = 0.6 \bar{K} \frac{(1+s\bar{T}/4)^2}{s\bar{T}/2} = 16.2 \frac{(1+s \cdot 0.75)^2}{s \cdot 1.5}$$

Vediamo quali siano le prestazioni di questi regolatori (si ricorda che quelle del regolatore a sella erano $\mu \geq 20$, $\varphi_m \geq 60$, $\omega_c \geq 0.12$)

Regolatore P

$$G_{anello} = \frac{135}{(1+s \cdot 2.4)(1+s \cdot 2)(1+s \cdot 0.1)}$$

(trascorrendo le due costanti di tempo più piccole)



$$\mu = 135 \gg 20 \quad \underline{OK}$$

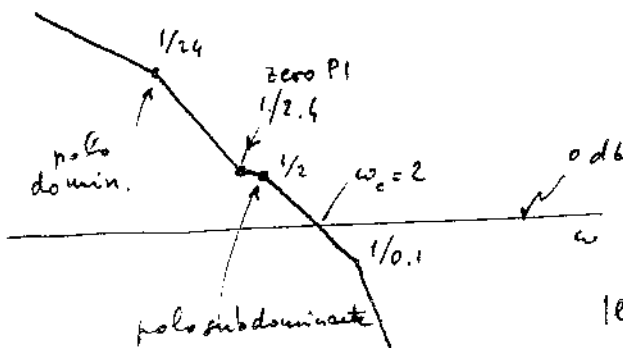
$$\varphi_m = 180^\circ - 90^\circ - 75^\circ - 10^\circ = 5^\circ \quad \text{KO}$$

$$\omega_c = 2 \quad \underline{OK}$$

Regolatore PI

$$G_{anello} = \frac{120 (1+s \cdot 2.4)}{2.4 s (1+s \cdot 2.4)(1+s \cdot 2)(1+s \cdot 0.1)}$$

(sempre trascorrendo le due costanti di tempo più piccole)



$$\mu = \infty \quad \underline{OK}$$

$$\varphi_m = 180 - 90 - 88 + 78 - 76 - 20 < 0 \quad !!$$

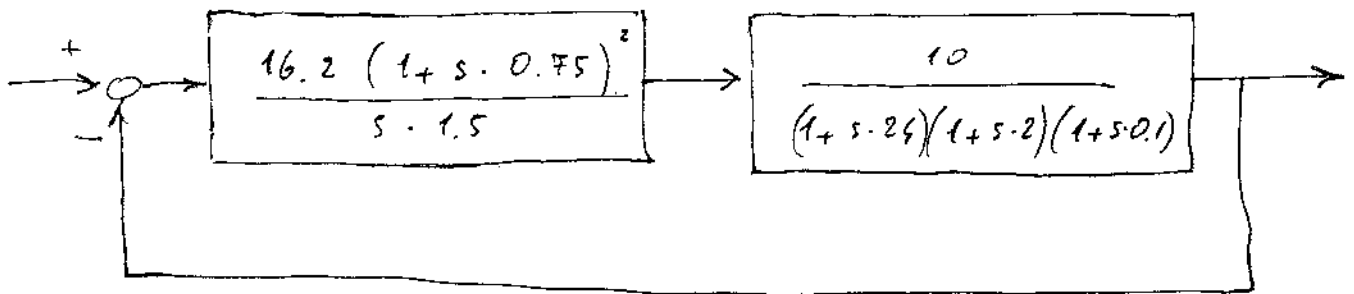
$$\omega_c = 2 \quad \underline{OK}$$

Il sistema è addirittura instabile

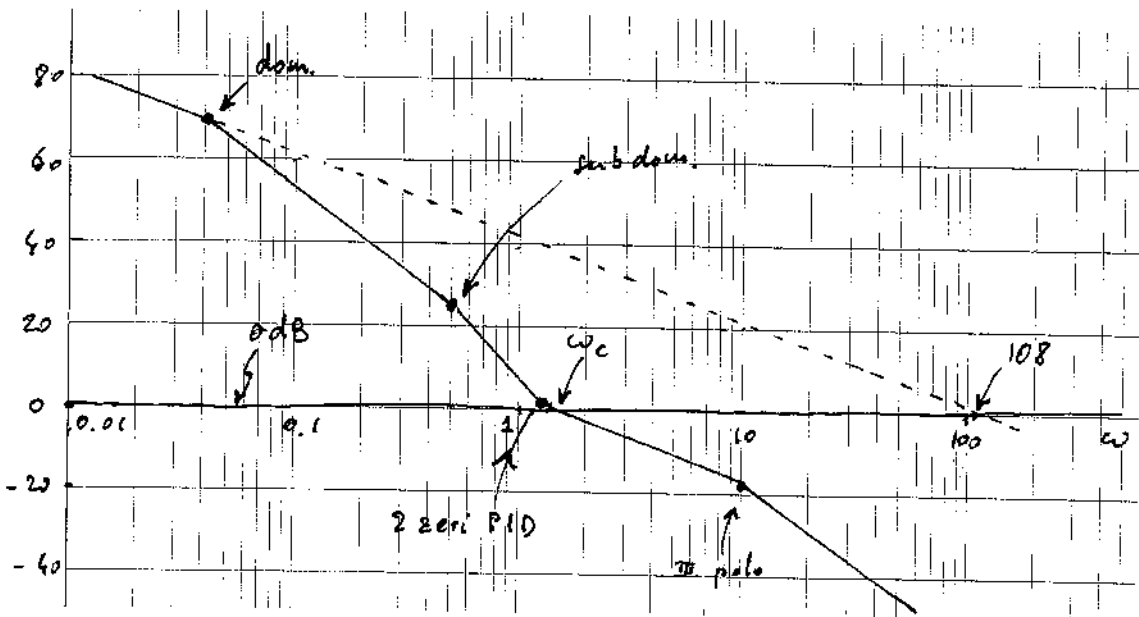
Osservazione: lo zero del PI cancella praticamente il polo subdominante del sistema, mentre non viene cancellato il polo dominante

Controllo della velocità di una yacht (3)

Esaminiamo le prestazioni del sistema regolato con il PID suggerito dalle regole di Z-N. Al solito, trascuriamo le due più piccole costanti di tempo del sistema



$$G_{anello} = \frac{108}{s} \frac{(1 + s \cdot 0.75)^2}{(1 + s \cdot 24)(1 + s \cdot 2)(1 + s \cdot 0.1)}$$



$$\mu = \infty \quad \underline{OK}$$

$$\varphi_m = 180^\circ - (90^\circ + 88^\circ + 70^\circ - 2 \times 50^\circ + 8^\circ) = 26^\circ \quad (\underline{\text{scarso}})$$

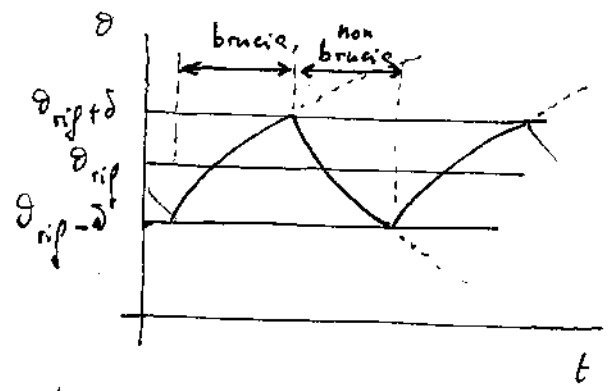
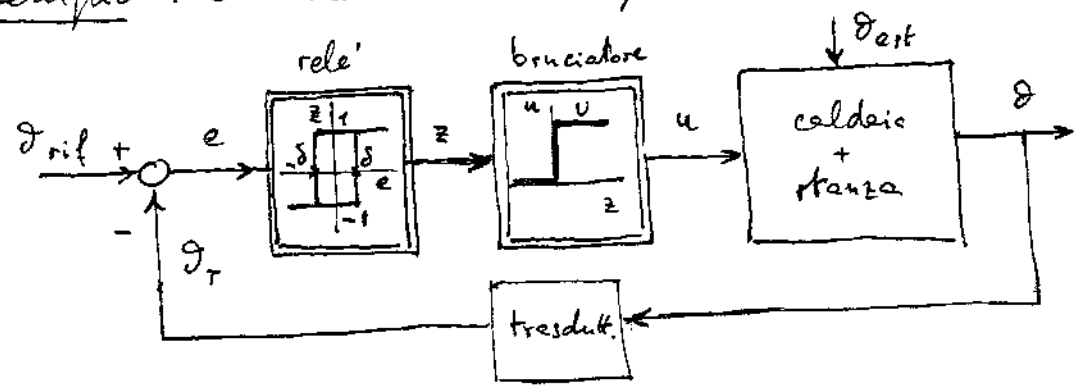
$$\omega_c = 1.5 \quad \underline{OK}$$

Anche questa realizzazione non è accettabile (robustezza troppo scarsa). Ciò è dovuto al fatto che in questo caso la coppia di zeri (uguali) del PID è ben lontana dal cancellare il polo dominante e quello subdominante del sistema (come invece faceva la rete a sella).

Regolatori a relé

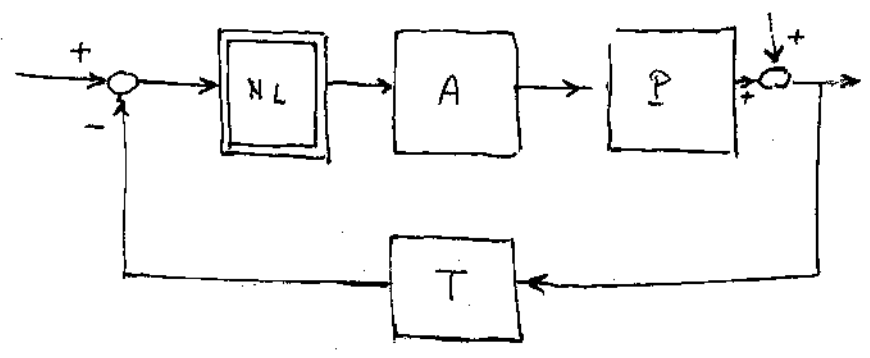
Uno schema di controllo usato frequentemente è quello basato su regolatori a relé.

Esempio: controllo della temperatura ϑ di una stanza



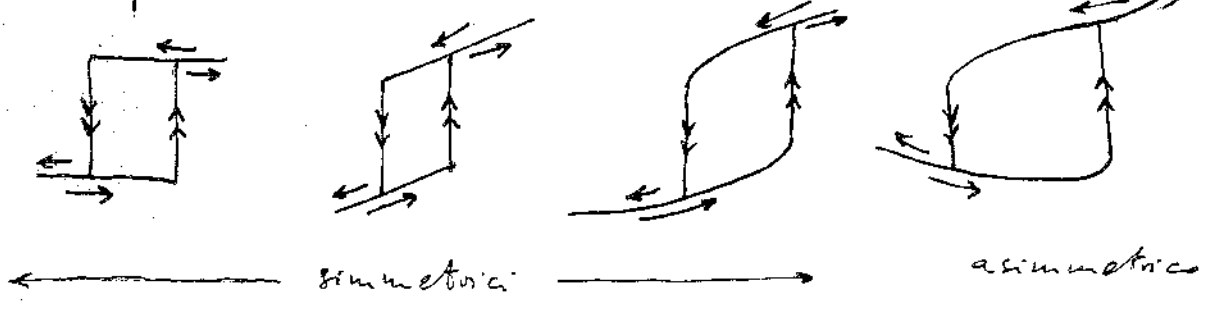
la temperatura della stanza resta in un intorno $(-\delta, +\delta)$ della temperatura desiderata anche se ϑ_{est} varia
 δ piccolo \Rightarrow commutazioni frequenti

In generale



esistono metodi per l'analisi della stabilità del ciclo

Vari tipi di relé



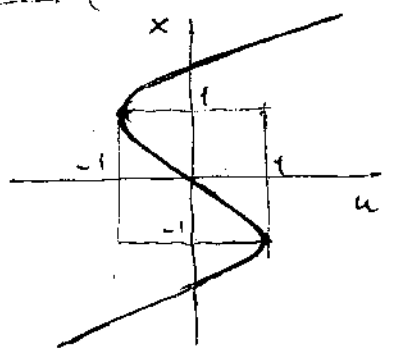
Cos'è un "rele"?

È un sistema non lineare bistabile, cioè un sistema non lineare $\dot{x} = f(x, u)$ che per certi valori di u ha due equilibri stabili.

Esempio (analitico)

$\dot{x} = f(x, u) = \frac{1}{\epsilon} \left(x - \frac{1}{3} x^3 + \frac{2}{3} u \right)$ con $\epsilon > 0$ piccolo

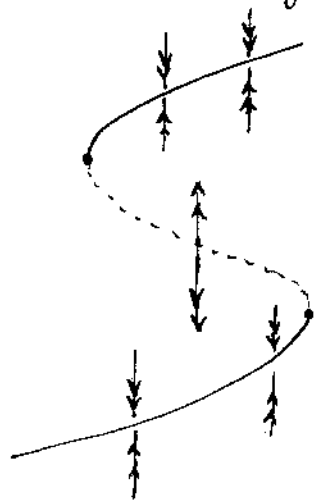
equilibri $(x = \text{cost}, u = \text{cost})$ $u = \frac{3}{2} \left(-x + \frac{1}{3} x^3 \right) = \text{cubica}$



per $u = \text{cost}$ con $|u| < 1$
si hanno tre equilibri

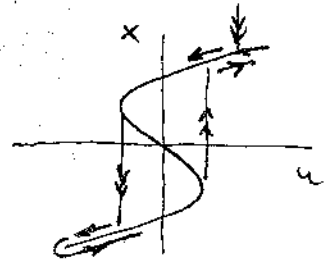
per $u = \text{cost}$ con $|u| > 1$
si ha un solo equilibrio

stabilità degli equilibri



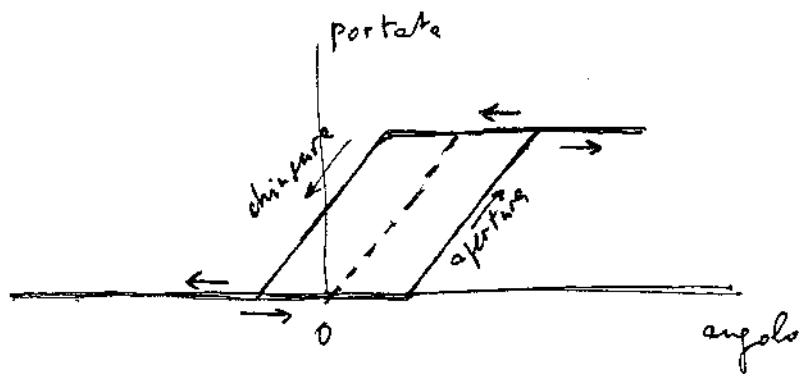
L'equilibrio intermedio è instabile
(per esempio per $u = 0$ $x_{int} = 0$ e
nell'intorno $\dot{x} \approx \frac{1}{\epsilon} x$ che è un
sistema lineare instabile)

cosa succede al variare "lento" di u ?



ciò di interesse

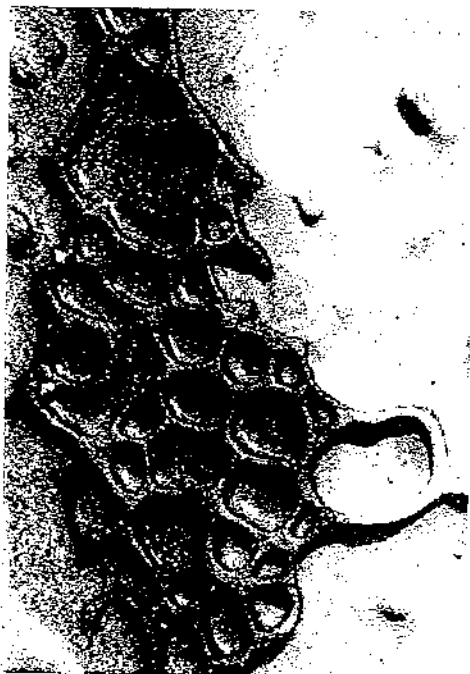
Esempi di isteresi:



chiusura e apertura
di una valvola
(sistemi meccanici, pneumatici, elettromeccanici, ...)



sfruttamento delle risorse
rinnovabili (boschi, pesce, ...)



isteresi percettive
(musica, pittura, poesia, ...)