

Controllo dei Processi

A.A. 2007/08

Docente: Ing. Carlo Cosentino

Lab. Di Biomeccatronica

Email: carlo.cosentino@unicz.it

Tel: 0961-369-4051

<http://bioingegneria.unicz.it>



Università degli Studi Magna Græcia di Catanzaro
II anno – II semestre CdL specialistica in Ingegneria Informatica
Corso di Controllo dei Processi – Ing. C. Cosentino – A.A. 2007/08

Informazioni sul corso

- ✧ E-mail: carlo.cosentino@unicz.it
- ✧ Ricevimento: appuntamento via e-mail
- ✧ Materiale Didattico:
 - ✧ P. Bolzern, R. Scattolini, N. Schiavoni, *Fondamenti di Controlli Automatici*, Mc Graw-Hill
 - ✧ Riferimenti durante il corso
 - ✧ Integrazione con i lucidi del corso
(<http://bioingegneria.unicz.it>)
- ✧ Modalità esame
 - ✧ Tesina Sperimentale
 - ✧ Esame orale



Programma del Corso

- ✧ Richiami di controlli automatici
- ✧ Implementazione dei regolatori standard
- ✧ Schemi di controllo avanzati
- ✧ Controllo ottimo LQ
- ✧ Identificazione
- ✧ Sensori e attuatori per il controllo
- ✧ Tecnologie dei sistemi di controllo
- ✧ Rappresentazione schematica di sistemi di controllo

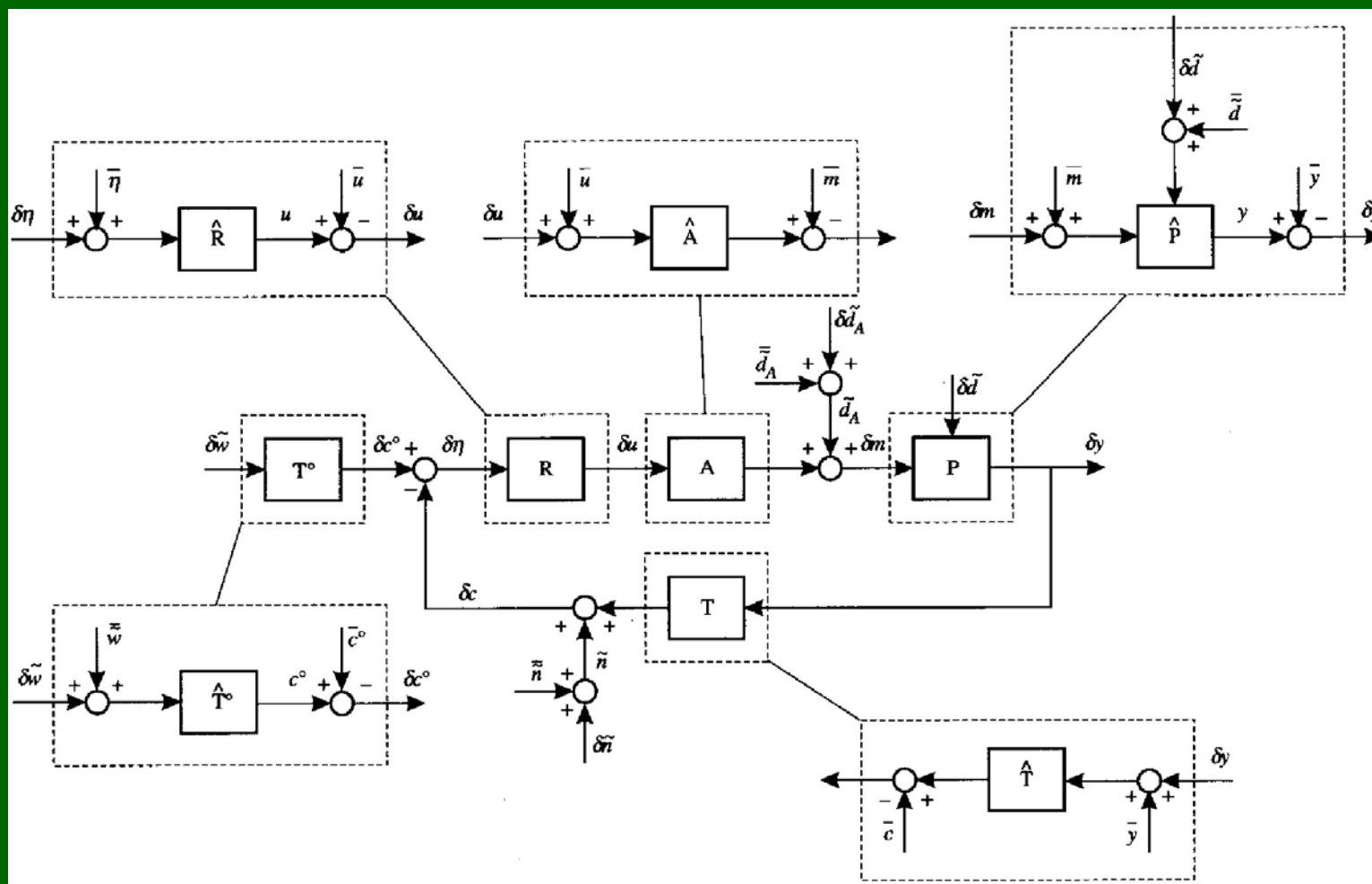


Richiami di Controlli Automatici



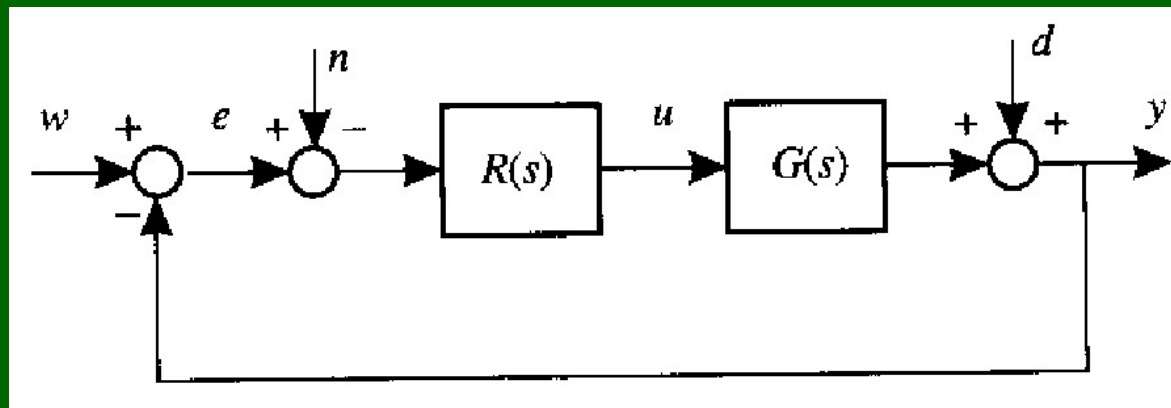
Università degli Studi Magna Græcia di Catanzaro
II anno – II semestre CdL specialistica in Ingegneria Informatica
Corso di Controllo dei Processi – Ing. C. Cosentino – A.A. 2007/08

Schema generale di controllo in retroazione



Schema semplificato

- ✧ Trascurando le dinamiche e i guadagni degli attuatori
- ✧ Trascurando le dinamiche e i guadagni dei sensori
- ✧ Riportando tutti i disturbi a valle dell'impianto



Requisiti di un sistema di controllo

✧ Stabilità

- ✧ in condizioni nominali
- ✧ in condizioni perturbate (**stabilità robusta**)

✧ Prestazioni statiche

- ✧ Errore limitato (o nullo) per $t \rightarrow \infty$ a fronte di ingressi/disturbi persistenti

✧ Prestazioni dinamiche

- ✧ Tempo di assestamento, sovraelongazione, smorzamento

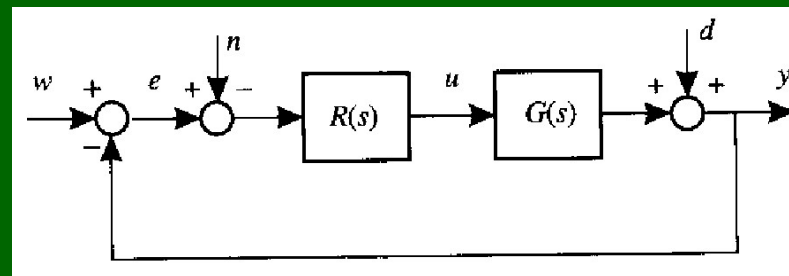
✧ Anche le prestazioni vanno garantite per condizioni perturbate (**prestazioni robuste**)



Funzioni di sensitività

✧ Funzione di **Sensitività**

$$S(s) = \frac{1}{1 + R(s)G(s)}$$



✧ Funzione di **Sensitività Complementare**

$$F(s) = \frac{R(s)G(s)}{1 + R(s)G(s)}$$

✧ Funzione di **Sensitività del Controllo**

$$Q(s) = \frac{R(s)}{1 + R(s)G(s)} = F(s)G(s)^{-1} = R(s)S(s)$$



Funzioni di trasferimento tra ingressi e uscite

- ✧ Si può calcolare facilmente

$$\begin{bmatrix} Y(s) \\ U(s) \\ E(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F(s) & S(s) & -F(s) \\ Q(s) & -Q(s) & -Q(s) \\ S(s) & -S(s) & F(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W(s) \\ D(s) \\ N(s) \end{bmatrix}$$

- ✧ Si noti che un inseguimento perfetto del segnale di riferimento, con reiezione perfetta del disturbo, $d(t)$, richiederebbe

$$F(s) = 1, \quad S(s) = 0$$

- ✧ Tuttavia questo comporterebbe anche una trasmissione non attenuata del rumore, $n(t)$, sull'uscita e sull'errore
- ✧ Inoltre risulterebbe $Q(s) = G(s)^{-1}$, quindi, essendo $G(s)$ in genere strettamente propria, la $Q(s)$ divergerebbe per $s \rightarrow \infty$



Sintesi in frequenza

- ✦ Bisogna tenere presente che $F(s)$ e $S(s)$ non sono indipendenti

$$F(s) + S(s) = 1$$

water-bed effect

- ✦ Da queste considerazioni deriva l'approccio di sintesi in frequenza
- ✦ L'idea di base consiste nel cercare di imporre

$$F(j\omega) = 1, \quad S(j\omega) = 0, \quad 0 \leq \omega \leq \omega_c$$

$$F(j\omega) = 0, \quad S(j\omega) = 1, \quad \omega_c \leq \omega \leq \infty$$

assumendo che il disturbo e il rumore abbiano spettri
frequenziali non sovrapposti



Sintesi in frequenza

- ✧ In tal caso il sistema a ciclo chiuso sarà un passa-basso, con pulsazione di taglio approssimativamente pari a ω_c
- ✧ Per ottenere tale risultato si agisce sulla **funzione di anello**

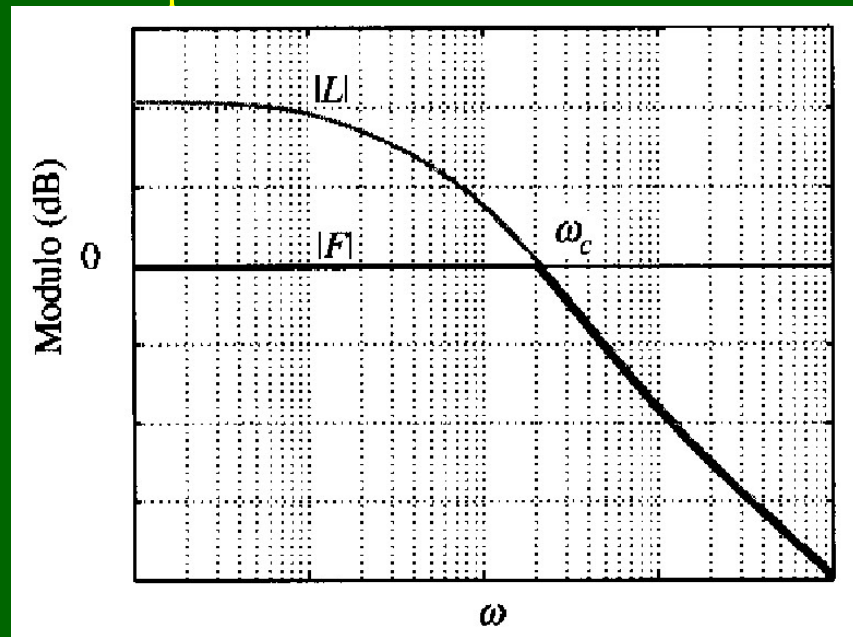
$$L(s) = G(s)R(s)$$

mediante la fdt del controllore, $R(s)$.



Loop-shaping

- ✧ La f. di anello deve avere modulo grande alle basse pulsazioni e piccolo alle alte pulsazioni

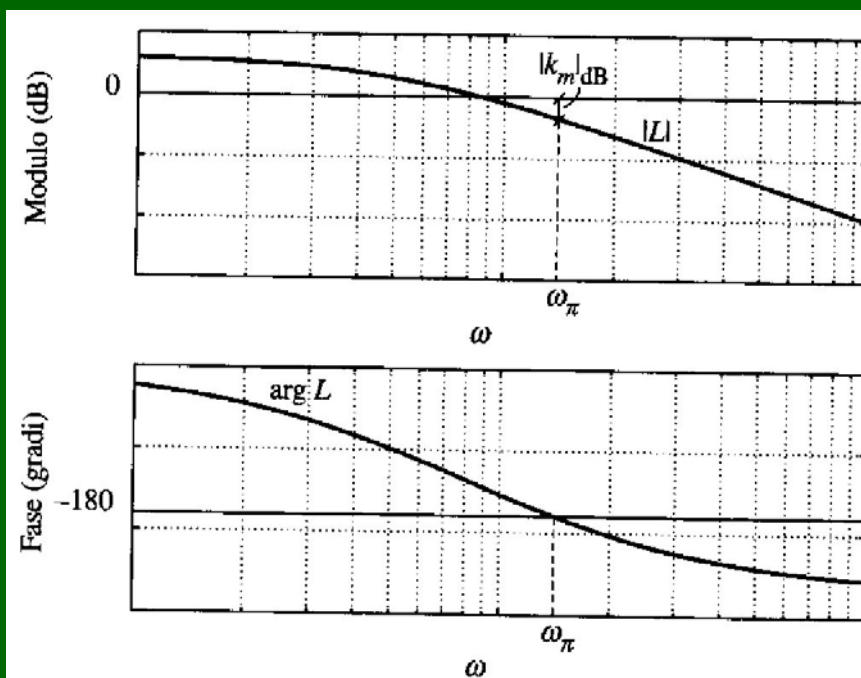
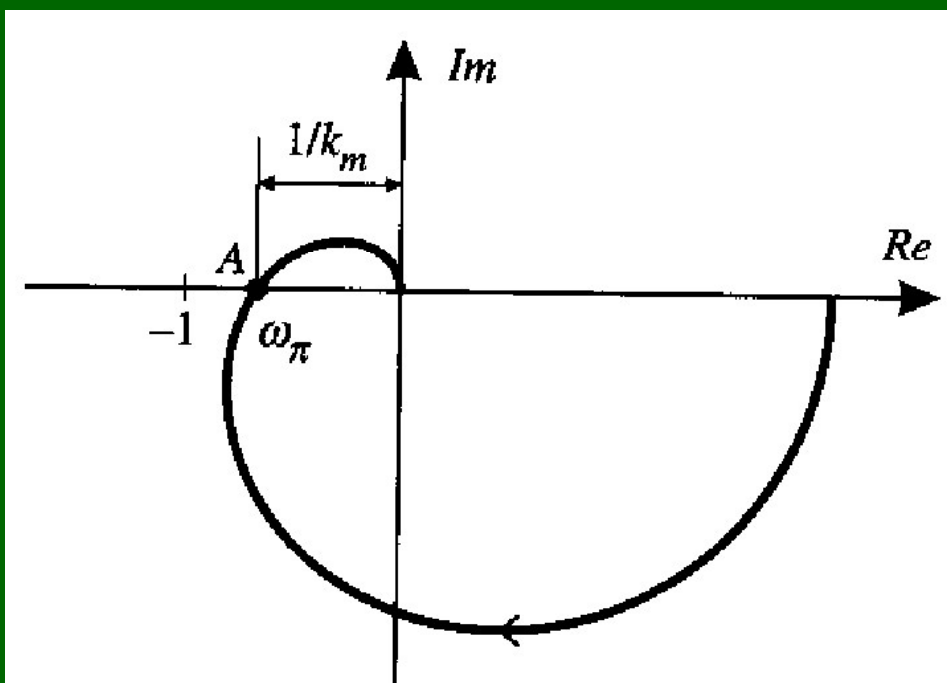


$$|F(s)| = \frac{|L(s)|}{|1 + L(s)|} \approx \begin{cases} 1 & \omega \leq \omega_c \\ |L(j\omega)| & \omega > \omega_c \end{cases}$$



Margini di guadagno e fase

- ✧ Dal **criterio di Nyquist** si derivano i seguenti indicatori di robustezza della stabilità del sistema a ciclo chiuso

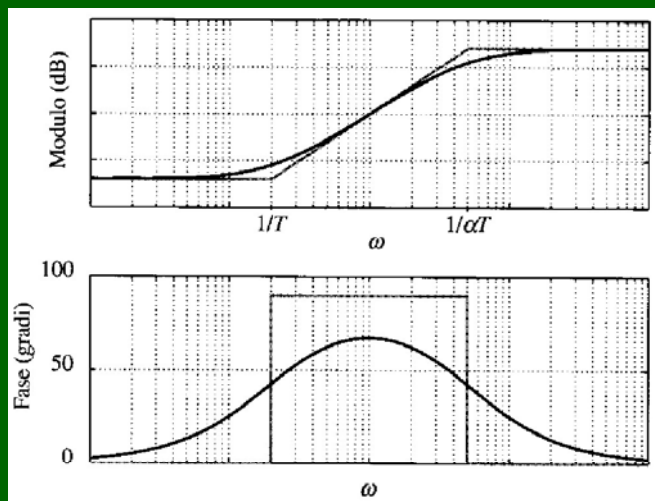


Progetto secondo specifiche

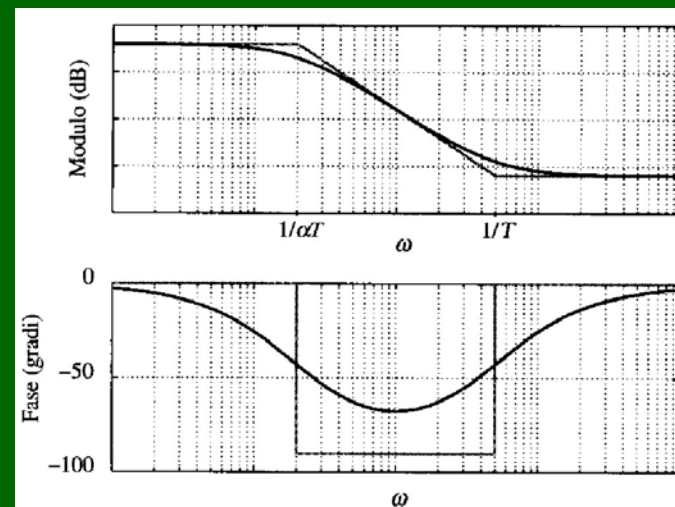
- ✧ Siano assegnate un certo insieme di specifiche per il sistema di controllo da progettare, ad es.
 - ✧ errore a regime nullo per ingresso a gradino
 - ✧ tempo massimo di assestamento
 - ✧ massima sovraelongazione
- ✧ Tali specifiche si possono tradurre in requisiti sulla f. di anello, ad es.
 - ✧ Presenza di un polo nell'origine
 - ✧ Limite inferiore sulla pulsazione critica
 - ✧ Limite inferiore sul margine di fase



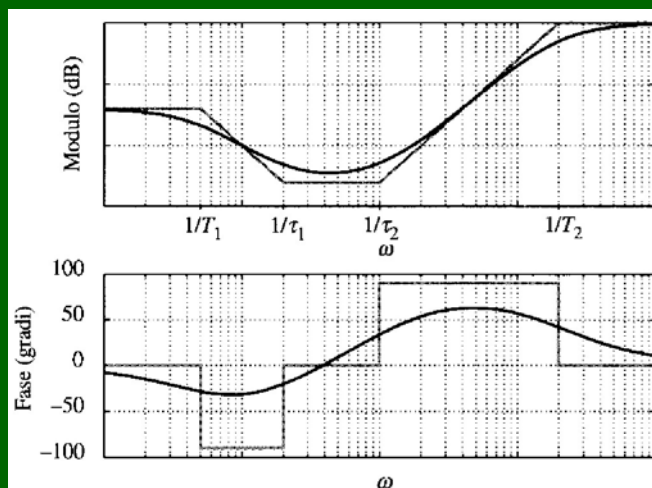
Reti stabilizzatrici



Rete anticipatrice



Rete ritardatrice



Rete a sella



Esercizio Matlab

✧ Si progetti un regolatore per il sistema con fdt

$$G(s) = \frac{10}{(1+10s)(1+5s)(1+s)}$$

✧ Specifiche di progetto:

✧ $|e_{\infty}| \leq 0.1$ in corrispondenza di $w(t) = A \cdot 1(t)$ e $d(t) = B \cdot 1(t)$, con
 $|A| \leq 1$ e $|B| \leq 5$

✧ $\omega_c \geq 0.2$

✧ $\varphi_m \geq 60^\circ$



Esercizio Matlab

✧ Si progetti un regolatore per il sistema con fdt

$$G(s) = \frac{0.1(1-2s)}{s(1+10s)(1+0.1s)}$$

✧ Specifiche di progetto:

✧ $\varphi_m \geq 40^\circ$

✧ Massimizzare la pulsazione critica



Regolatori Standard



Regolatori PID

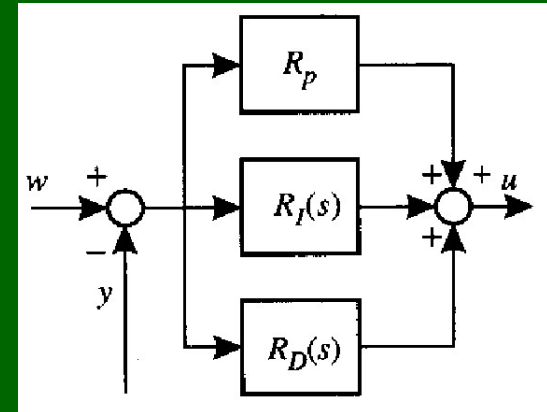
- ✧ I regolatori lineari più usati in ambito industriale sono certamente quelli ad azione Proporzionale, Integrale, Derivativa (PID)
- ✧ Forniscono buone prestazioni nella maggior parte dei processi industriali
- ✧ Esistono in commercio controllori PID realizzati con diverse tecnologie (idraulica, pneumatica, elettrica)
- ✧ Esistono regole per la taratura automatica dei parametri



Modello base di PID

✧ La struttura base di un PID è

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_{t_0}^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt}$$



- ✧ Azione proporzionale: azione di controllo di base
- ✧ Azione integrale: annulla l'errore a fronte di disturbi costanti
- ✧ Azione derivativa: velocizza la risposta



Rappresentazione alternativa

✧ Una diversa rappresentazione dei PID è data da

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

con

$$T_I = K_P / K_I$$

Tempo integrale

$$T_D = K_D / K_P$$

Tempo derivativo

✧ Tali parametri sono tipicamente quelli da settare nei dispositivi implementati a livello commerciale



Azione derivativa reale

- ✧ Si noti che la fdt del PID ideale è impropria
- ✧ Ciò è dovuto alla non fisica realizzabilità del derivatore ideale, per cui si usa un derivatore reale

$$R_D^a(s) = \frac{K_p T_D s}{1 + \frac{T_D}{N} s} = \frac{K_D s}{1 + \frac{K_D}{K_p N} s}$$

dove N è tale che il polo $s = -N/T_D$ sia all'esterno della banda di frequenze di interesse nel controllo



Combinazioni comuni

- ✧ **Regolatori P:** processi asintoticamente stabili, senza vincoli stringenti su errore a regime
- ✧ **Regolatori I:** (rete ritardatrice) prestazioni dinamiche non elevate, errore a regime nullo per disturbi/ingressi costanti
- ✧ **Regolatori PI:** (rete ritardatrice) la presenza di uno zero rende possibile aumentare la banda passante
- ✧ **Regolatori PD:** (rete anticipatrice) maggiore margine di fase, prestazioni dinamiche elevate (svantaggi: variabile di controllo maggiormente sollecitata)
- ✧ **Regolatori PID:** (rete a sella)



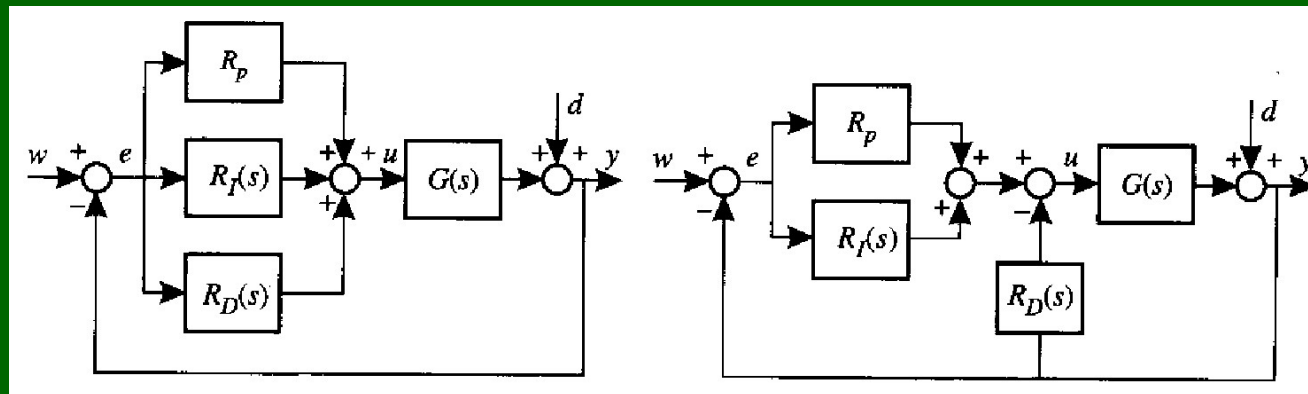
Realizzazione dei regolatori PID

- ✧ L'implementazione reale dei PID si discosta dalla struttura di base presentata sopra
- ✧ In particolare, i seguenti problemi devono essere portati in conto in un'implementazione reale
 - ✧ Limitazione dell'azione derivativa
 - ✧ Saturazione dell'azione integrale
 - ✧ Passaggio dalla modalità manuale a quella automatica



Limitazione dell'azione derivativa

- ✧ Nello schema di base la derivazione è effettuata sull'errore
- ✧ Spesso il segnale di riferimento è un gradino, per cui la derivazione produce un impulso sul segnale di controllo
- ✧ La moderazione della variabile di controllo può essere recuperata utilizzando il seguente schema alternativo



Limitazione dell'azione derivativa

✧ Analizziamo le funzioni di trasferimento dei due schemi

$$Y(s) = \frac{R_{PID}(s)G(s)}{1 + R_{PID}(s)G(s)}W(s) + \frac{1}{1 + R_{PID}(s)G(s)}D(s)$$
$$U(s) = \frac{R_{PID}(s)}{1 + R_{PID}(s)G(s)}W(s) - \frac{R_{PID}}{1 + R_{PID}(s)G(s)}D(s)$$

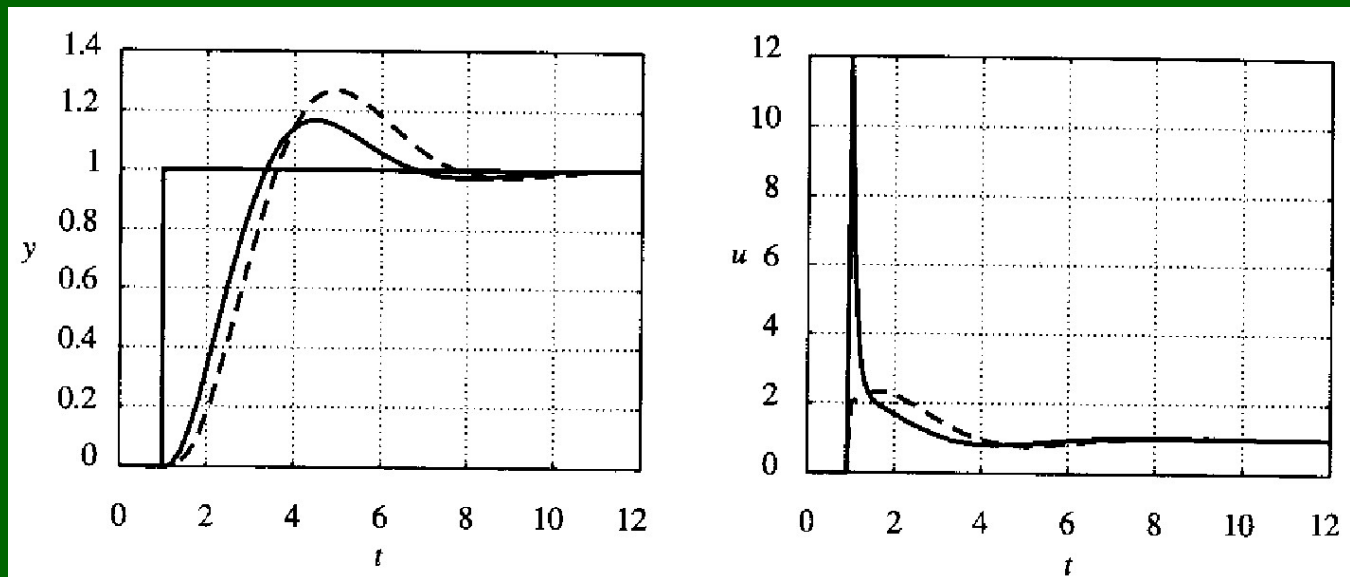
$$Y(s) = \frac{R_{PI}(s)G(s)}{1 + R_{PID}(s)G(s)}W(s) + \frac{1}{1 + R_{PID}(s)G(s)}D(s)$$
$$U(s) = \frac{R_{PI}(s)}{1 + R_{PID}(s)G(s)}W(s) - \frac{R_{PID}}{1 + R_{PID}(s)G(s)}D(s)$$

✧ Le uniche differenze consistono negli zeri delle fdt, quindi le proprietà di stabilità e i modi di evoluzione non cambiano



Limitazione dell'azione derivativa

- Andiamo ad esaminare gli andamenti della variabile controllata, $y(t)$, e di quella di controllo, $u(t)$

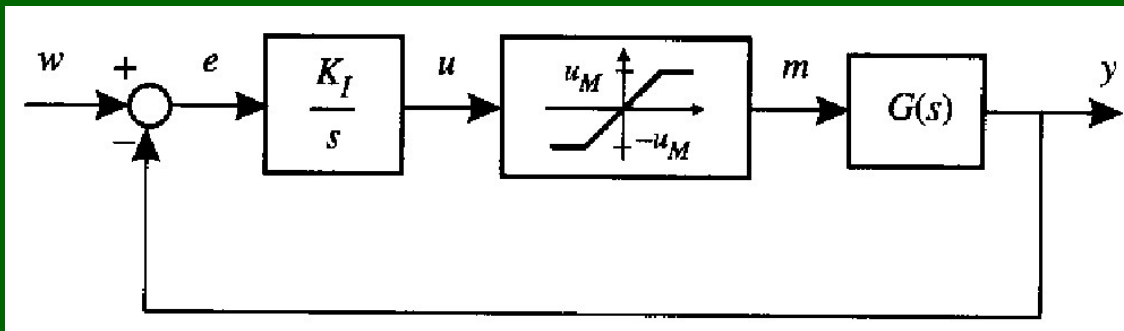


- Talvolta viene implementata allo stesso modo anche l'azione proporzionale, per un segnale di controllo



Saturazione dell'azione integrale (integral wind-up)

- ✧ La contemporanea presenza nel ciclo di controllo di una non-linearità di tipo saturazione e di un'azione integrale (polo nell'origine) può provocare una degradazione delle prestazioni
- ✧ Per semplicità, si supponga che il regolatore sia puramente integrale e che l'attuatore sia descritto da una saturazione simmetrica e con pendenza unitaria

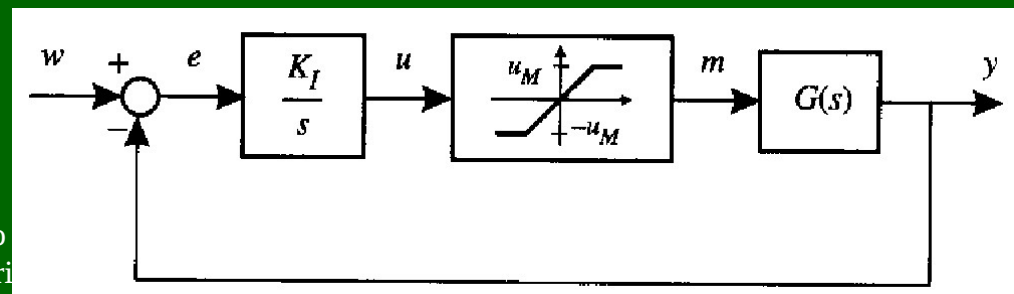
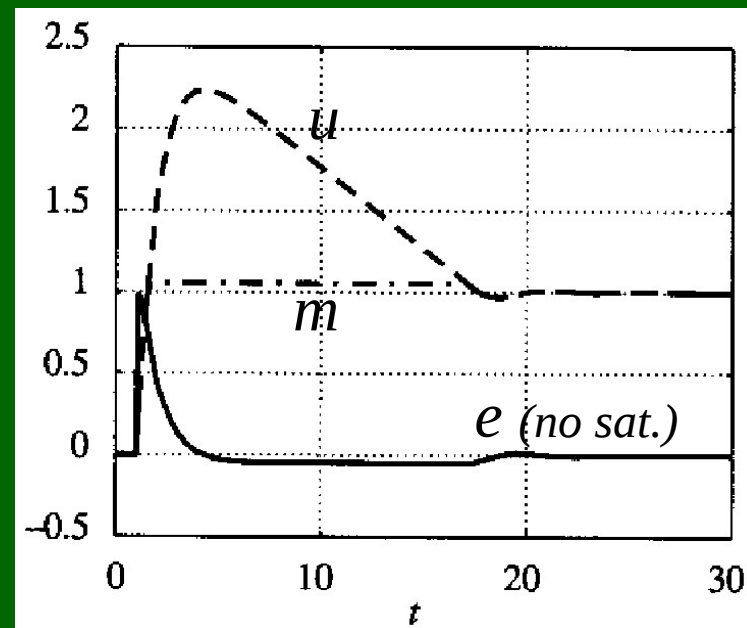
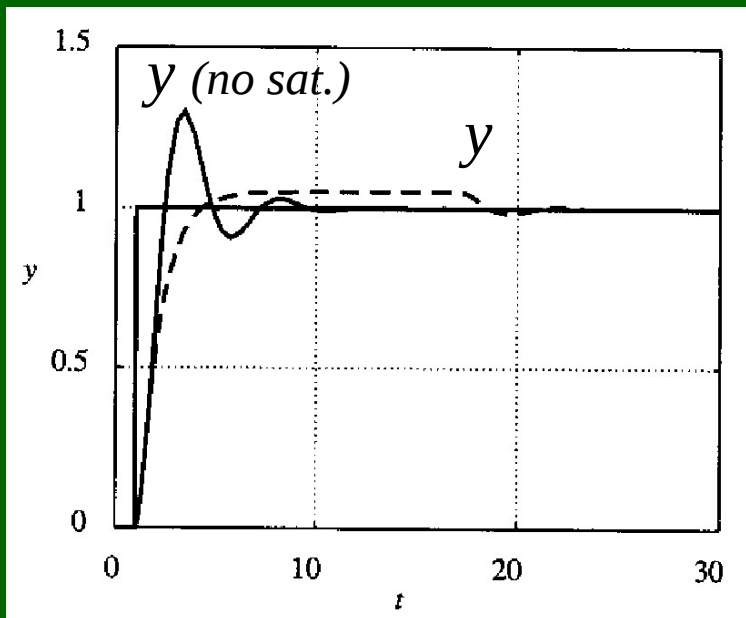


$$m(t) = \begin{cases} -u_M & u(t) < -u_M \\ u(t) & |u(t)| \leq u_M \\ u_M & u(t) > u_M \end{cases}$$



Effetti della saturazione

- Analizziamo l'andamento dei segnali di uscita e di controllo nel caso con e senza saturazione



Schema di desaturazione

- ✧ Durante la saturazione l'uscita del regolatore non è congruente con l'effettiva variabile di controllo, m
- ✧ L'idea di base, quindi, è di retroazionare il controllore con la variabile di controllo effettiva
- ✧ Si prenda in considerazione un regolatore generico

$$R(s) = \frac{N_R(s)}{D_R(s)}$$

$$D_R(0) = 0 \quad N_R(0) > 0$$

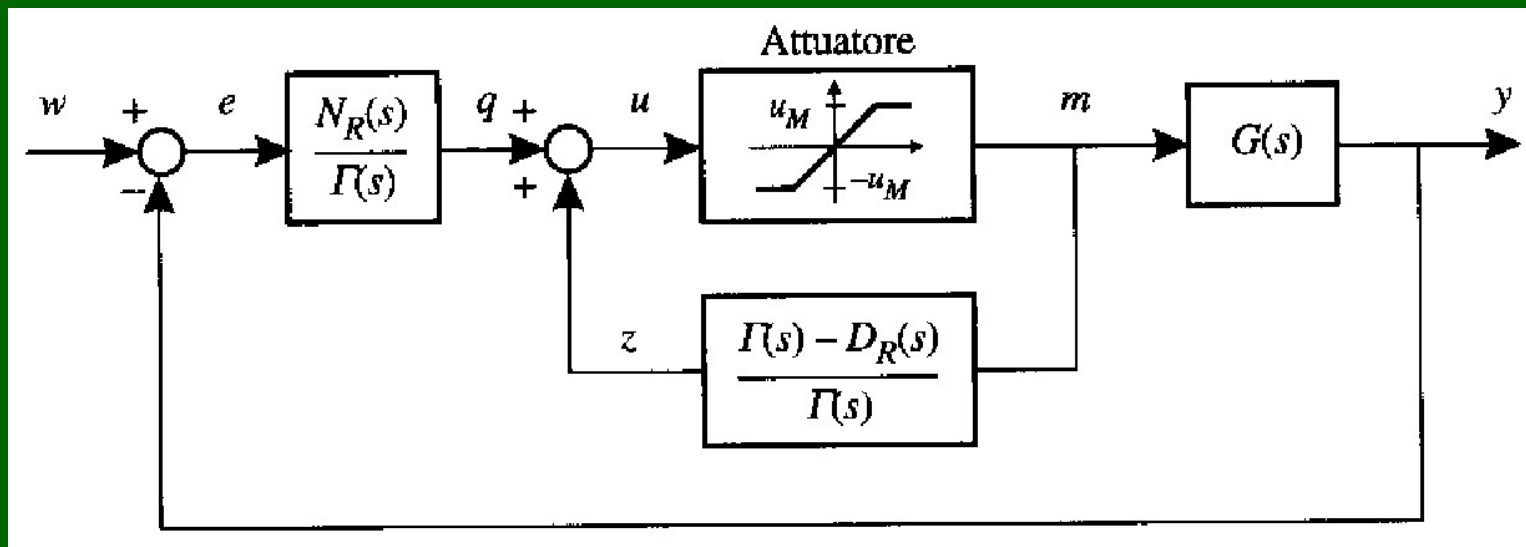


Schema di desaturazione

✧ Si definisca la fdt

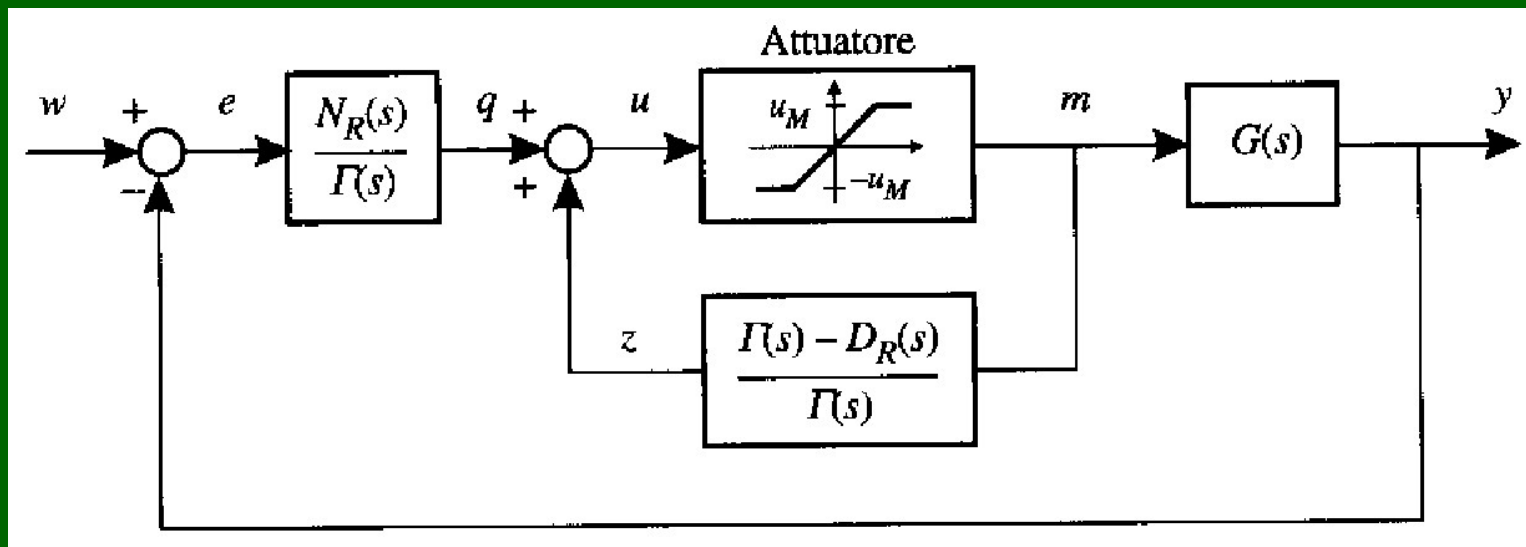
$$\psi(s) = \frac{\Gamma(s) - D_R(s)}{\Gamma(s)}$$

con il polinomio $\Gamma(s)$ tale che $\Psi(s)$ sia asintoticamente stabile e strettamente propria $\rightarrow \Psi(0)=1$



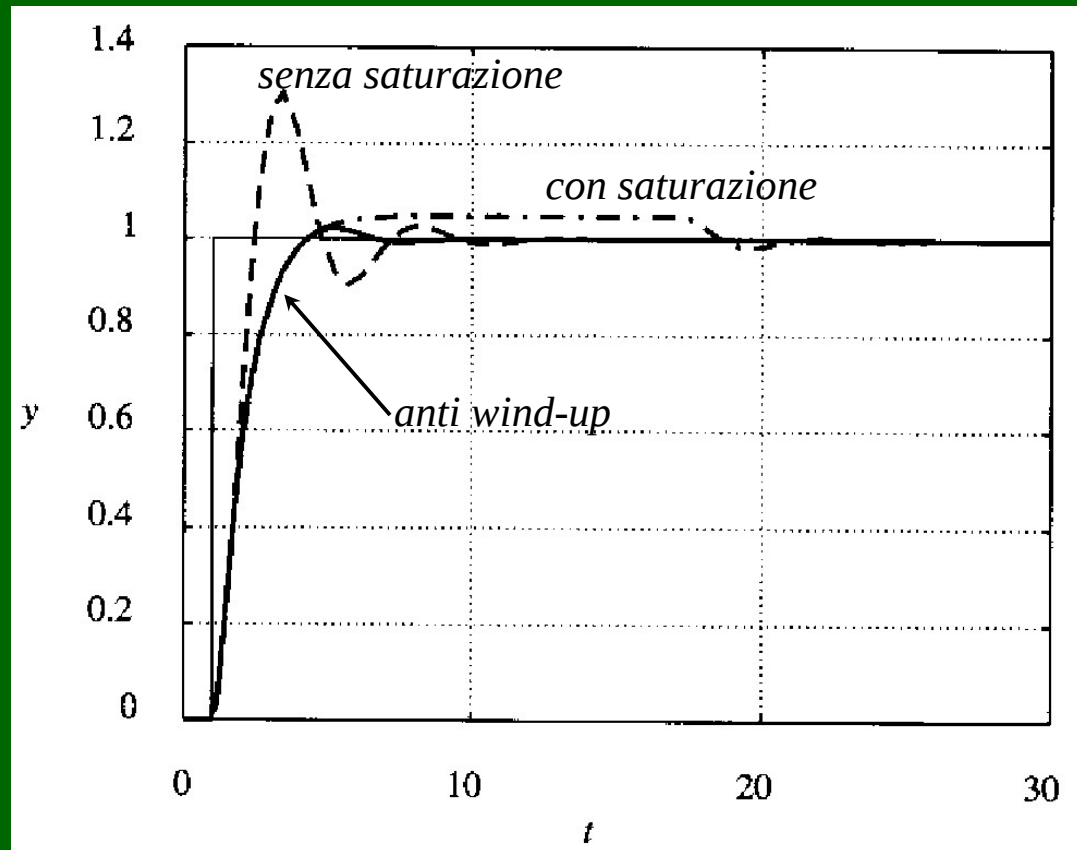
Schema di desaturazione

- ⤴ Si verifica facilmente che quando l'attuatore opera nella zona lineare la fdt da $E(s)$ a $M(s)$ è proprio pari a $R(s)$
- ⤴ Quando si è in saturazione, il feedback tramite $\Psi(s)$ garantisce l'uscita dalla saturazione appena l'errore, $e(t)$, cambia segno



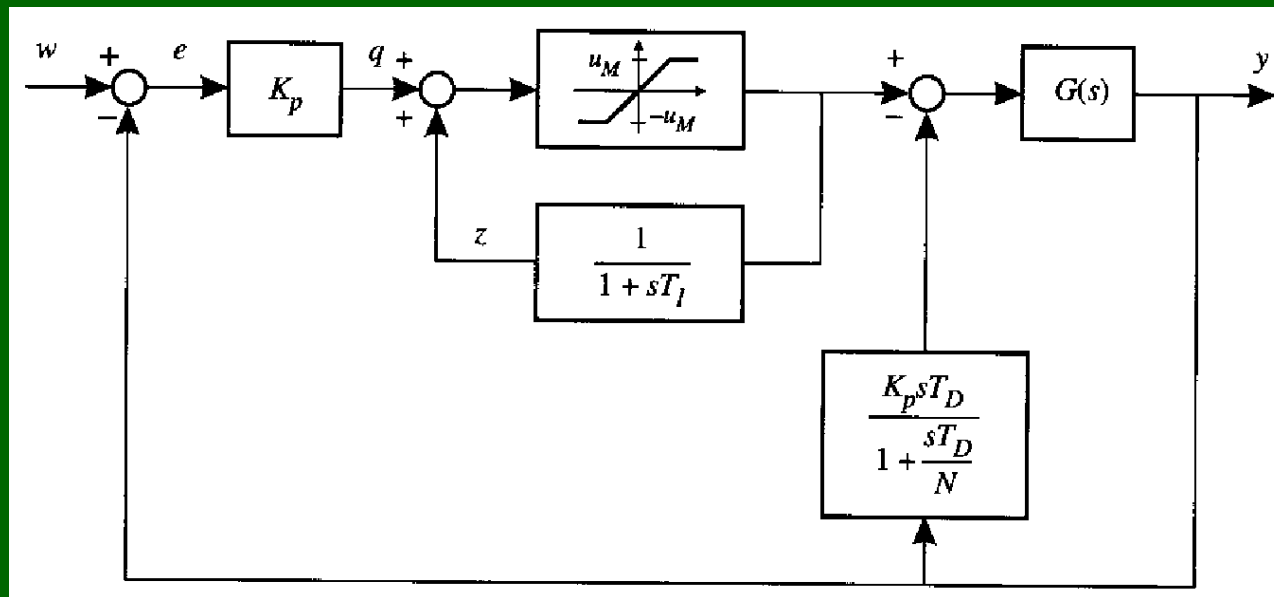
Effetto della desaturazione

⚡ Lo schema di desaturazione velocizza la risposta



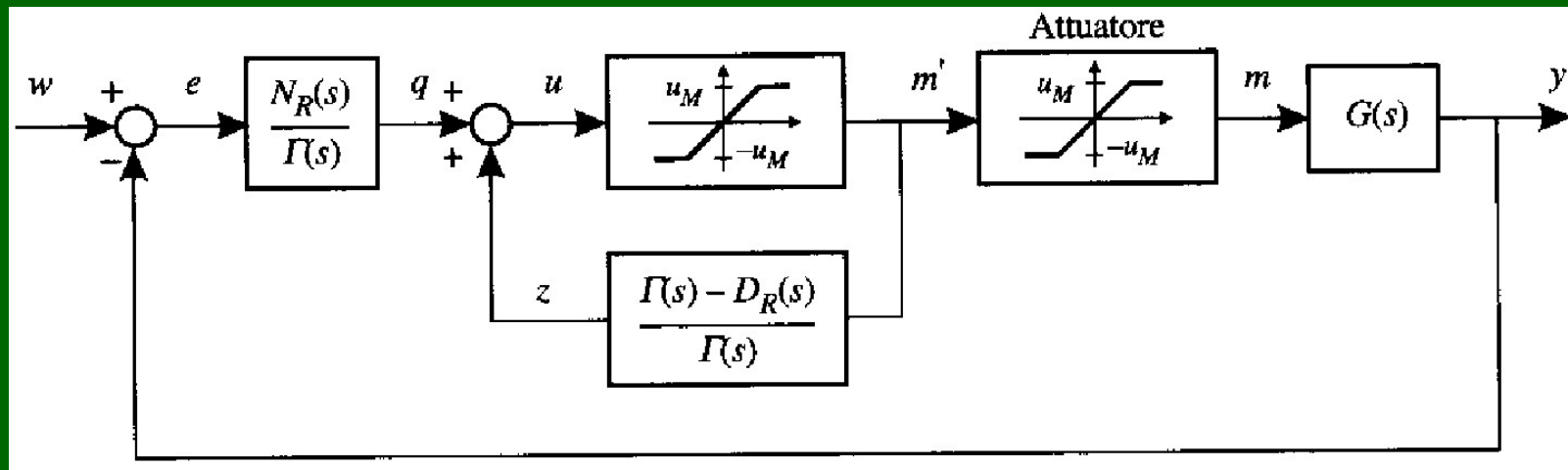
Schema implementazione PID

- ✧ In questo schema generale di implementazione di un PID sono stati portati in conto sia il problema del wind-up sia l'effetto dell'azione derivativa



Saturazione replicata

- ✧ Tipicamente la saturazione è incorporata nell'attuatore, quindi non è direttamente accessibile
- ✧ In tal caso si può replicare all'interno del controllore



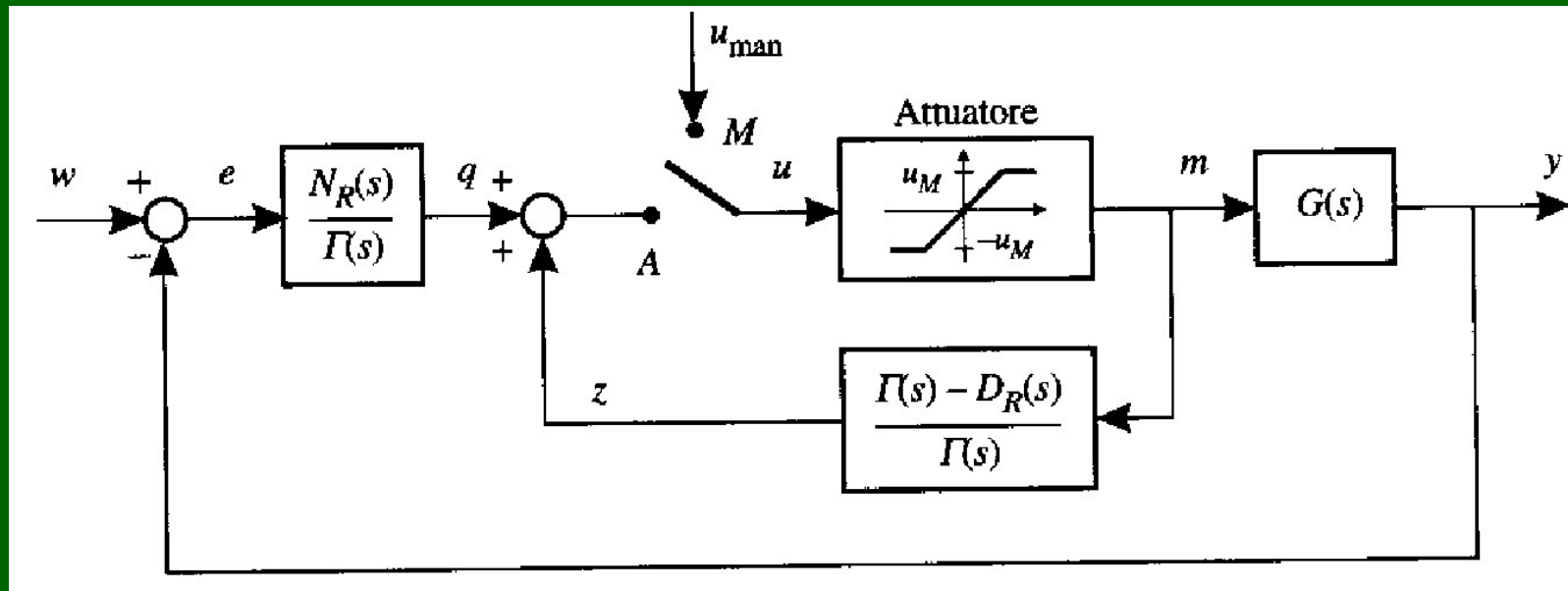
Inserimento “morbido” della regolazione automatica

- ✧ Tipicamente il controllore opera nell'intorno di un punto di equilibrio (condizione operativa nominale)
- ✧ L'impianto viene solitamente portato in tale condizione operativa mediante un iniziale controllo manuale
- ✧ La commutazione da controllo manuale ad automatico può produrre effetti indesiderati
- ✧ Tale fenomeno è causato da un'incongruenza tra il valore fornito dal controllore e quello comandato manualmente



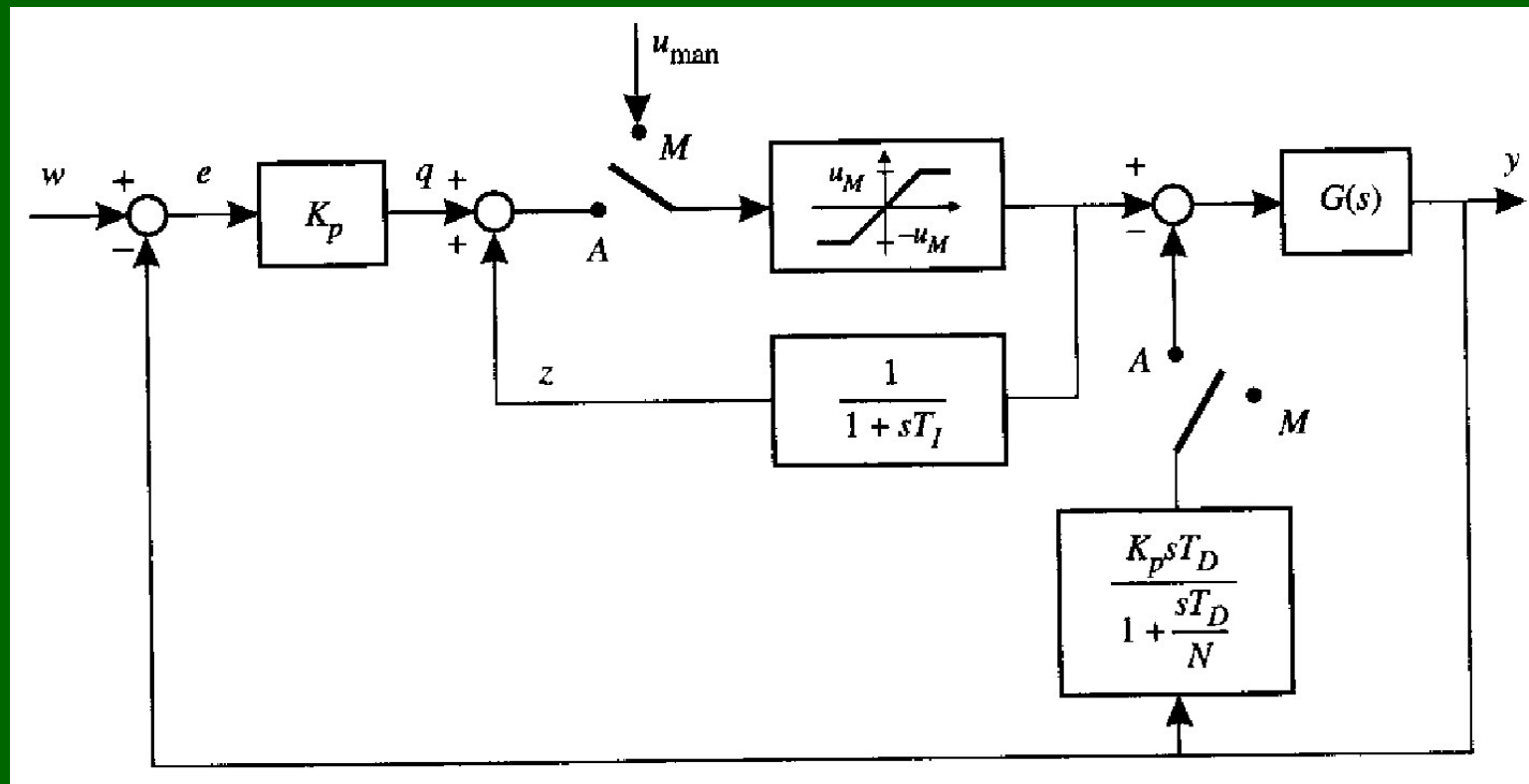
Inserimento “morbido” della regolazione automatica

- ✧ Il problema è analogo a quello della saturazione
- ✧ Lo stesso schema usato per la desaturazione si può utilizzare per implementare il “bumpless transfer”



Schema “bumpless” con PID

- ✧ L'azione derivativa non deve entrare in gioco durante il controllo manuale



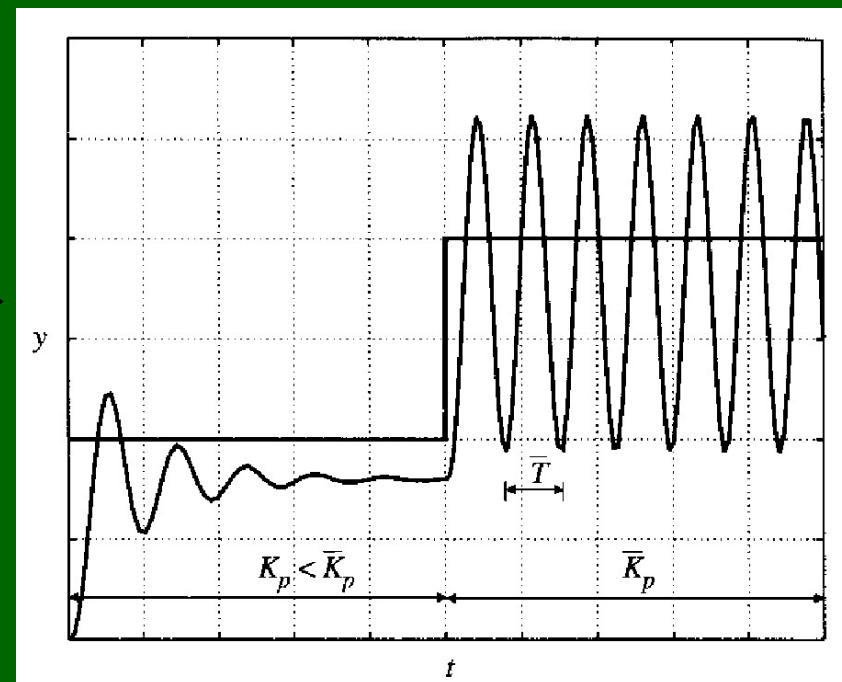
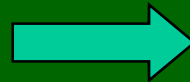
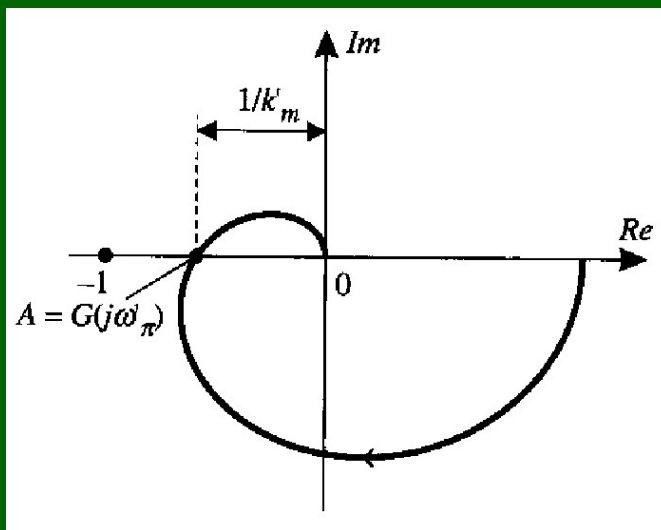
Metodi di taratura automatica

- ✧ Avendo un modello del sistema è possibile progettare il PID mediante le tecniche classiche di sintesi in frequenza
- ✧ Spesso il modello non è noto (o non è noto il valore dei parametri) e lo scopo prioritario consiste nell'ottenere prestazioni accettabili in tempi rapidi
- ✧ In tale situazione si può ricorrere a dei metodi semi-empirici di taratura, come quelli sviluppati da Ziegler e Nichols (1942)



Metodo di Z-N in anello chiuso

- ✧ Si collega il PID all'impianto (anello di retroazione chiuso)
- ✧ Si attiva la sola azione proporzionale, aumentando gradatamente il valore del parametro K_p



Metodo di Z-N in anello chiuso

- ✦ La maggior parte dei sistemi arriverà al limite di stabilità (oscillazioni permanenti di periodo $\bar{T}$) per un valore limite $\bar{K}_p$
- ✦ Da tali valori, facilmente misurabili, si possono ricavare i parametri di taratura del PID, secondo la tabella

	K_p	T_I	T_D
P	$0.5\bar{K}_p$		
PI	$0.45\bar{K}_p$	$0.8\bar{T}$	
PID	$0.6\bar{K}_p$	$0.5\bar{T}$	$0.125\bar{T}$



Metodi in anello aperto

- ✧ Si basano sulla determinazione di un modello approssimato del processo, rappresentato dalla fdt

$$G_a(s) = \frac{\mu}{1 + Ts} e^{-\tau s}$$

- ✧ Tale modello può approssimare bene il comportamento di sistemi che non esibiscono oscillazioni
- ✧ Una volta determinata la $G_a(s)$ è possibile effettuare la sintesi in frequenza oppure ricorrere a metodi di ottimizzazione per la determinazione dei parametri del PID



Esercizio Matlab

- ✧ Progettare un controllore PID per il sistema con fdt

$$G(s) = \frac{1}{(1+s)(1+0.16s+0.04s^2)}$$

utilizzando le regole di taratura di Ziegler e Nichols

- ✧ Testare le prestazioni delle diverse configurazioni (P, PI, PID)
- ✧ Implementare lo schema di limitazione dell'azione derivativa
- ✧ Implementare uno schema di limitazione sia dell'azione proporzionale che derivativa



Esercizio Matlab

✧ Per il controllore PI progettato nell'esercizio precedente, implementare lo schema di anti wind-up

