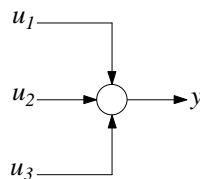


Strutture di controllo

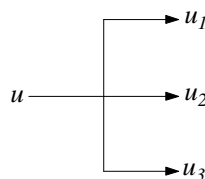
Alcune strutture per il controllo e l'automazione di processi fisici e/o industriali possono essere sicuramente già note, basti pensare ad esempio ai regolatori PID. Altre strutture di controllo nascono, poi, dall'interconnessione degli stessi regolatori PID che quindi assolvono, in alcuni casi, al compito di strutture componenti. Le strutture di controllo applicano una logica di controllo al processo da assoggettare, alcune delle strutture di controllo maggiormente utilizzate in ambito industriale sono: il controllo in feedforward (è il duale della struttura di controllo in feedback che è utilizzata nei regolatori PID); il controllo in cascata ed il predittore di Smith. La loro installazione sul processo fisico/industriale da controllare consente di ottenere dei miglioramenti in termini di prestazioni a patto di disporre di un adeguato sensore di misura per la variabile da controllare. Prima di procedere all'analisi delle suddette strutture di controllo è utile, nel caso in cui ciò fosse andato dimenticato, ricordare alcune delle connessioni elementari per schemi a blocco maggiormente utilizzate in fase di modellazione.

Nodo sommatore:



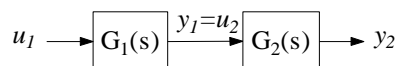
$$y = u_1 + u_2 + u_3$$

Punto di diramazione:



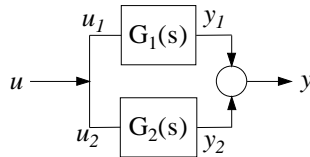
$$u = u_1 = u_2 = u_3$$

Connessione in serie:



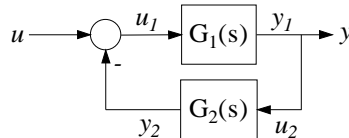
$$G_{eq}(s) = G_1(s) \cdot G_2(s)$$

Connessione in parallelo:



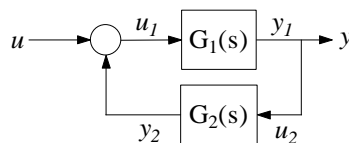
$$G_{eq}(s) = G_1(s) + G_2(s)$$

Connessione in retroazione negativa:



$$G_{eq}(s) = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)}$$

Connessione in retroazione positiva:



$$G_{eq}(s) = \frac{G_1(s)}{1 - G_1(s)G_2(s)}$$

Osservare che i segnali entranti nei nodi sommatori sono considerati sempre positivi, qualora ad un segnale debba essere assegnato un riferimento opposto si decide di marcare quest'ultimo con un segno negativo. Nel caso di connessione in retroazione negativa e positiva affinché il sistema complessivo risulti fisicamente realizzabile deve essere verificata la seguente condizione:

$$\lim_{s \rightarrow \infty} G_1(s)G_2(s) \neq -1$$

per la connessione in retroazione negativa e:

$$\lim_{s \rightarrow \infty} G_1(s)G_2(s) \neq 1$$

per la connessione in retroazione positiva. Entrambe le condizioni sono ricordate come condizioni di congruenza.

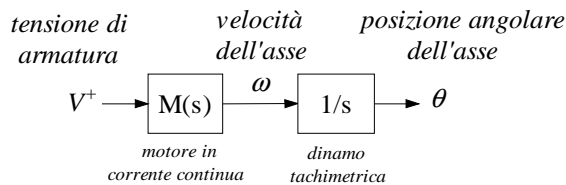
Controllo in cascata

Il controllo in cascata prevede la serie di uno o più blocchi funzionali. Viene usato nel caso in cui il classico controllo in retroazione non riesce a garantire da solo le prestazioni sperate e si decide, quindi, di elaborare le diverse variabili di controllo in più cicli componenti. Tale strategia permette anche di contrastare meglio i disturbi di carico se questi vengono dapprima elaborati dai cicli interni.

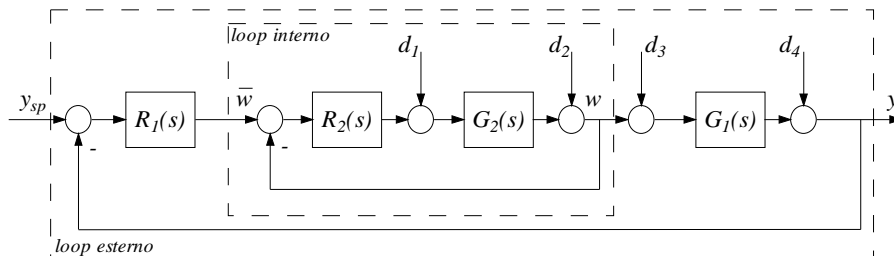
$$u_1 \rightarrow \boxed{G_1(s)} \xrightarrow{y_1=u_2} \boxed{G_2(s)} \rightarrow y_2$$

$$G_{eq}(s) = G_1(s) \cdot G_2(s)$$

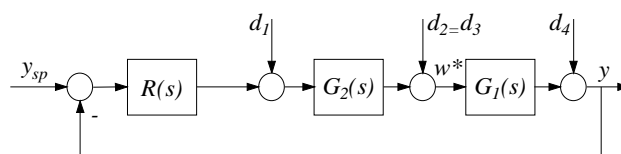
Ad esempio:



Nell'esempio illustrato sopra il motore in corrente continua è comandato dalla tensione di armatura V^+ (causa) a cui corrisponde una certa velocità di rotazione dell'asse (effetto). La dinamo tachimetrica realizzata dal blocco integratore (il blocco derivativo in sé non è fisicamente realizzabile) produce in uscita una interessante variabile utile al controllo di posizione qual'è la posizione angolare θ dell'asse. Schemi più articolati possono prevedere diversi anelli regolatori uno interno all'altro:



Nel controllo in cascata illustrato sopra si rende necessaria la disponibilità della variabile controllata w affinché sia poi possibile innescare un successivo loop in retroazione per il regolatore $R_1(s)$. Un controllo in cascata siffatto è efficace solo se la variabile controllata w del ciclo interno ha una banda di frequenza più ampia della variabile di controllo w^* dell'anello di retroazione a singolo regolatore che è illustrato qui sotto:



Nelle precedenti figure R , $R_1(s)$ ed $R_2(s)$ sono dei comuni regolatori industriali mentre $G_1(s)$ e $G_2(s)$ due processi da controllare. Nel caso in cui venga utilizzato lo schema a più loop in retroazione è opportuno fare il possibile affinché i disturbi di carico d_1 e d_2 agiscano sul loop più interno. Affinchè emergano i vantaggi del primo schema scriviamo (ommettendo per brevità la dipendenza da s delle funzioni di trasferimento) l'espressione della variabile controllata y . Quando nè il disturbo d_1 e d_2 agiscono il loop interno ha questa funzione di trasferimento:

$$F_2 = \frac{R_2 G_2}{1 + R_2 G_2}$$

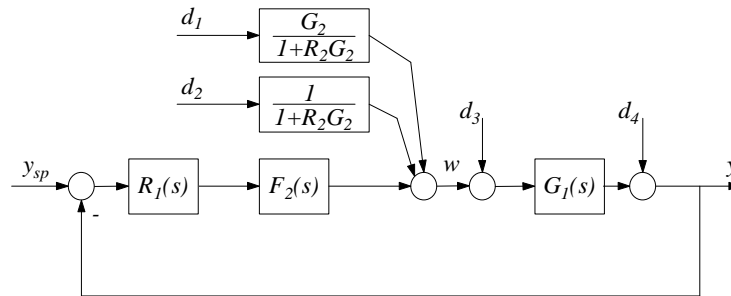
Inoltre, quando agisce il solo disturbo d_1 il loop interno si riduce alla seguente funzione di trasferimento:

$$W = \frac{G_2}{1 + R_2 G_2} D_1$$

Quando agisce il solo disturbo d_2 , invece, il loop interno si riduce alla seguente funzione di trasferimento:

$$W = \frac{1}{1 + R_2 G_2} D_1$$

Detto ciò è adesso possibile scrivere lo schema a blocchi della struttura di controllo a più loop in questo modo:



E' adesso possibile applicare il principio di sovrapposizione degli effetti e scrivere l'espressione del segnale di uscita Y :

$$Y = \left[D_4 + G_1 \left(D_3 + \frac{1}{1 + R_2 G_2} D_2 + \frac{G_2}{1 + R_2 G_2} D_1 \right) \right] \frac{1}{1 + R_1 F_2 G_1} + \frac{R_1 F_2 G_1}{1 + R_1 F_2 G_1} Y_{SP}$$

La stessa variabile controllata Y assume, nel caso di schema di controllo a singolo regolatore R , una diversa forma che di seguito riporto:

$$Y = (R G_1 G_2 Y_{SP} + G_1 G_2 D_1 + G_1 D_2 + G_1 D_3 + D_4) \frac{1}{1 + R G_2 G_1}$$

$$Y = \left(RG_1G_2Y_{sp} + G_1G_2D_1 + G_1(D_2 + D_3) + D_4 \right) \frac{1}{1 + RG_2G_1}$$

Se si vuole, dunque, ottenere la stessa risposta Y con singolo regolatore occorrerà progettare in maniera tale che ciò si verifichi effettivamente. In altre parole è necessario eguagliare le due risposte ai segnali Y e ricavare le condizioni affinché ciò accada. Se:

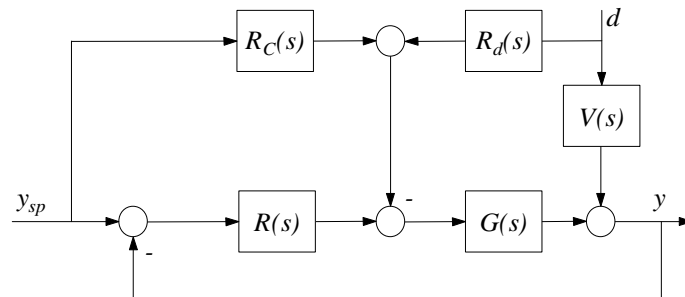
$$1 + R_1F_2G_1 = 1 + RG_1G_2 \rightarrow R = \frac{R_1F_2}{G_2}$$

Allora la risposta ad Y_{sp} , D_3 e D_4 sono uguali mentre la risposta ai segnali D_2 e D_1 , per il controllo in cascata a più loop è moltiplicata per $1-F_2$ (una funzione prossima a zero per le frequenze incluse nella banda passante della variabile w del ciclo interno). Per le frequenze in cui si ha $F_2 \approx 1$ e quindi $w = \underline{w}$ il processo visto dal regolatore $R_1(s)$ è $G_1(s)$, pertanto tutto ciò che influenza il loop interno (come i disturbi d_1 e d_2) non incide sul loop esterno.

Controllo in feedforward

Il controllo in feedforward, a differenza di quello in feedback, è un'azione di regolazione predittibile e trova svariati impieghi nei processi industriali qualora il disturbo agente sul processo da controllare sia misurabile. Nell'azione di controllo in feedback il disturbo viene contrastato dal regolatore solo quando la linea in retroazione si chiude sul regolatore. Nell'azione di controllo in feedforward, invece, la conoscenza di un disturbo può essere sfruttata per prevenire e/o contenere gli effetti. La sua implementazione, come a breve vedremo, richiede un modello del processo e ciò lo rende più sensibile ad errori di modellazione.

Supponiamo, dunque, nota l'esistenza del disturbo d (agente sul processo mediante funzione di trasferimento $V(s)$) e vediamo come è possibile contrastarne gli effetti applicando uno schema di controllo in feedforward. Sia, infine, $G(s)$ il processo da controllare ed $R(s)$ un comune regolatore industriale:



Il regolatore $R(s)$ realizza un controllo in feedback sul processo $G(s)$ mentre $R_c(s)$ ed $R_d(s)$ sono due regolatori che realizzano due azioni in feedforward (una sull'ingresso y_{sp} ed una sul disturbo d). Scriviamo, quindi, l'espressione della variabile controllata Y :

$$Y = \left(\frac{RG}{1+RG} + \frac{R_c G}{1+R_c G} \right) Y_{SP} + \left(\frac{V}{1+RG} - \frac{R_d G}{1+RG} \right) D$$

Il primo addendo (quello che si riferisce all'uscita Y_{SP}) dovrà risultare il più possibile uguale ad 1 (per non alterare il segnale di riferimento Y_{SP}); il secondo addendo, invece, dovrà essere il più possibile pari a 0 (per abbattere il disturbo d). Pertanto, se:

$$V - R_d G = 0 \rightarrow R_d = \frac{V}{G}$$

allora il disturbo è completamente compensato. La relazione ricavata è solitamente imposta per valori a regime per cui si ha che:

$$V - R_d G = 0 \rightarrow R_d(s) = \frac{V(0)}{G(0)}$$

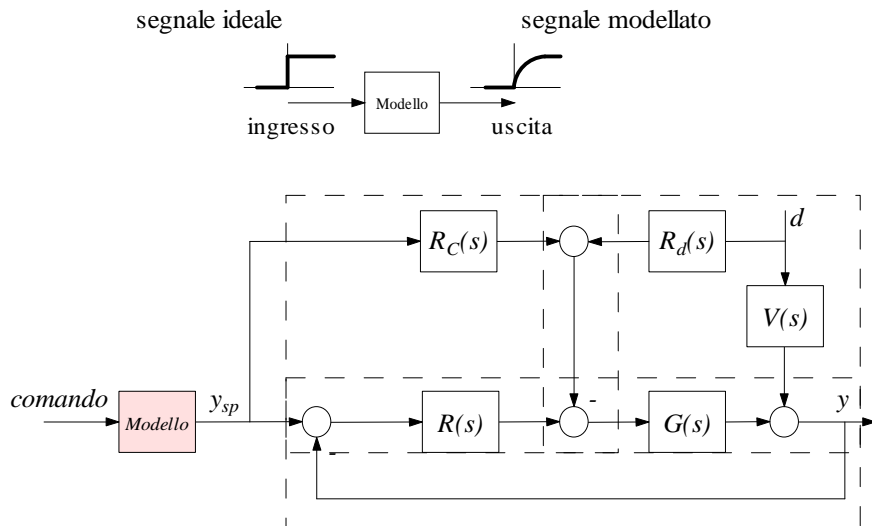
Esistono, poi, altri modi per compensare i disturbi ed enfatizzare il segnale di pilotaggio Y_{SP} . Ad esempio, se $R_c=0$ ed il guadagno di anello RG è elevato sicchè $RG/(1+RG) \approx 1$ si ha allora, per il primo addendo, la condizione di unità (osservare che $R_c=0$ significa non fare il controllo in feedforward sul segnale di riferimento e preoccuparsi solo del guadagno di anello). Ed ancora, volendo ricavare a tutti i costi una funzione di trasferimento R_c adeguata è possibile seguire ancora una diversa alternativa, scriviamo allora il primo addendo dell'espressione di Y in diverso modo:

$$\begin{aligned} \frac{RG}{1+RG} + \frac{R_c G}{1+R_c G} &= \frac{(R+R_c)G}{1+RG} \approx 1 \\ RG + R_c G &\approx 1+RG \\ 1 + \frac{R_c}{R} &\approx 1 + \frac{1}{RG} \rightarrow R_c = \frac{1}{G} \end{aligned}$$

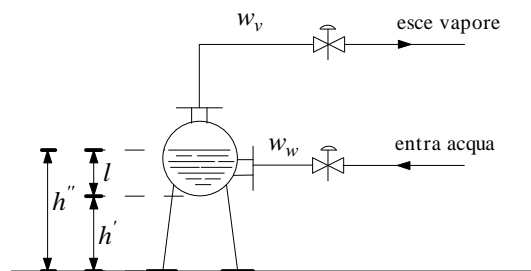
Nello schema di controllo appena visto si è realizzata un'azione in feedforward sul disturbo d e sulla variabile desiderata y_{SP} . Tuttavia è opportuna precisare che non sempre è possibile assegnare ad R_c la funzione di trasferimento ricavata sopra. Ciò dipende, evidentemente, dalla funzione di trasferimento $G(s)$, che situato al denominatore, dovrà avere più poli che zeri (per la condizione di fisica realizzabilità della regolatore R_c).

Un'utile osservazione è, inoltre, la seguente: l'azione di anticipo del segnale desiderato y_{SP} prova a realizzare (almeno teoricamente) la relazione $Y(s)/Y_{SP}(s)=1$. Tale condizione a rigore non è mai verificata in prima battuta. Infatti, il sistema quando sollecitato dal segnale di controllo Y_{SP} , ad esempio di tipo gradino, tenderà a raggiungere quest'ultimo solo a regime, compiendo nel transitorio sovraelongazioni (nel caso di sistemi del II° ordine) oppure salite

caratterizzate comunque da una pendenza di certo non infinita (nel caso di sistemi del I° ordine). Per questo motivo il segnale Y_{SP} in alcuni schemi di controllo è generato da un ulteriore blocco funzionale detto model following (inseguimento di modello) che realizza, a partire da un segnale di riferimento ideale, un segnale più dolce (solitamente il modello è un sistema del I° ordine):



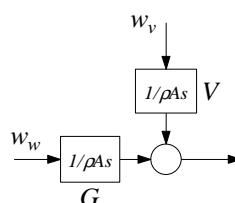
Un esempio:



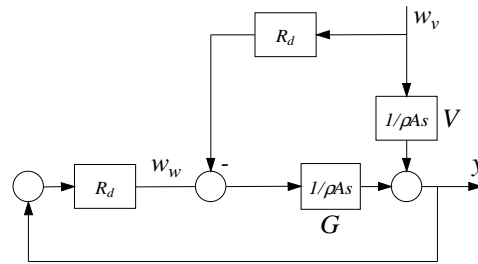
Un processo industriale il cui modello è:

$$\rho A \frac{dl}{dt} = w_w - w_v$$

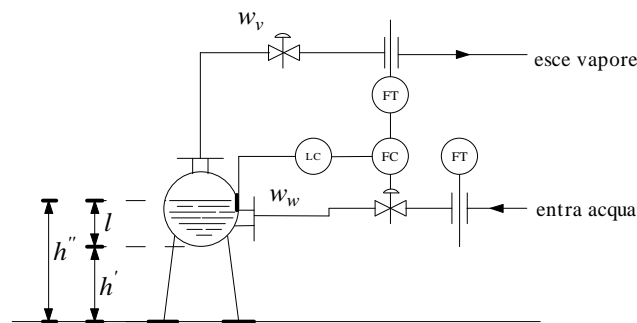
richiede che il dislivello l all'interno di un contenitore rimanga costante con il passare del tempo. Attraverso due valvole è possibile controllare il flusso di acqua entrante w_w e quello di vapore uscente w_v . Tuttavia l'azione di regolazione è permessa sulla sola variabile w_w . Uno schema a blocchi del suddetto modello è il seguente:



In questo caso la variabile w_v costituisce a tutti gli effetti un disturbo. Considerando l'azione di un regolatore R per il feedback sull'uscita $y=w_w-w_v$ ed R_d (altro regolatore) per l'azione di feedforward sul disturbo w_v si perviene al seguente schema a blocchi.



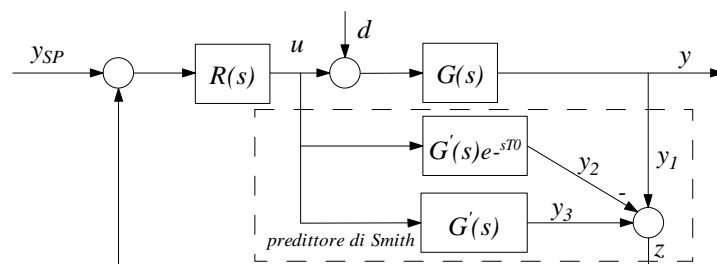
dove $R_d=V(s)/G(s)=1$. Uno schema P&ID del sistema di controllo, invece, è il seguente:



Per implementare il sistema di controllo è necessario il sensore di livello LC. I dispositivi FT (flow transmitter) inviano all'FC (flow control) le informazioni che riguardano w_w e w_v . Quest'ultimo, dopo un attenta elaborazione, intraprende una eventuale azione di regolazione sulla valvola che regola il flusso di acqua entrante.

Predittore di Smith

Il predittore di Smith è usato per combattere i ritardi finiti (qualora questi incidono molto sulle dinamiche del sistema). Nel predittore di Smith viene simulata su modello interno del processo l'azione di regolazione che è quindi corretta in feedback con il passare del tempo. Per questo motivo le prestazioni del predittore di Smith sono condizionate dalla fedeltà del modello scelto per il processo. Supponiamo, dunque, un processo con funzione di trasferimento avente un ritardo finito T :



Nel predittore di Smith si considerano, poi, una versione con ritardo (differente dal ritardo reale poichè stimato) del processo da controllare $G(s)$ ed una sua versione priva di ritardo. La differenza tra l'uscita y_1 ed y_2 indica l'errore esistente tra il processo reale ed il modello adottato. Se tale errore è nullo il segnale di controllo u generato dal regolatore è dato al modello del processo senza ritardo. Il predittore di Smith realizza cioè l'effetto che tale variabile produce sul sistema e ne predice, quindi, gli effetti al regolatore $R(s)$. In caso di disturbi si ha che:

$$Y_1 = (D + U)G(s) = (D + U)(G'e^{-sT_0})$$

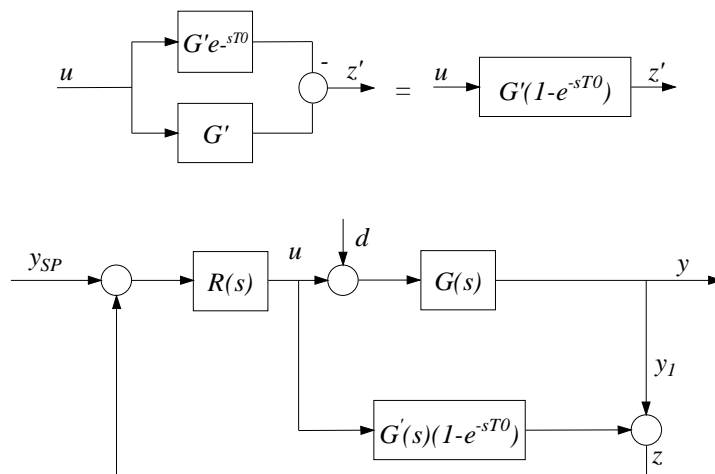
$$Y_2 = U(G'e^{-sT_0})$$

$$Y_3 = UG'$$

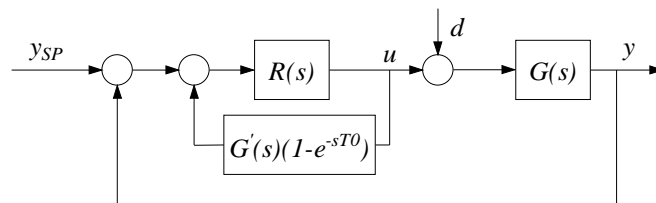
$$Z = Y_1 - Y_2 + Y_3 = DG'e^{-sT_0} + UG'e^{-sT_0} - UG'e^{-sT_0} + UG'$$

$$Z = G'(De^{-sT_0} + U)$$

In assenza di disturbi ($D=0$), invece $Z=G'U$. Uno schema equivalente del predittore di Smith è il seguente:



ed ancora (disegnandolo diversamente):

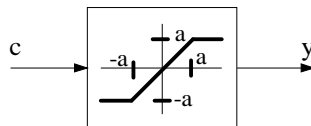


Elementi non lineari

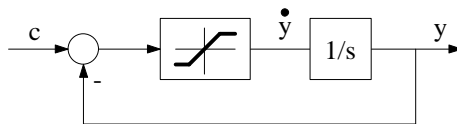
Molto spesso a causa della fisicità di un problema o per limitazioni tecnologiche si verifica sugli attuatori il fenomeno della saturazione. Un segnale di controllo, ad esempio, aumenta la sua ampiezza (poichè il regolatore lo ritiene idoneo a contrastare l'errore stimato) e può saturare l'ingresso di un blocco funzionale. Tale segnale di controllo

finisce sugli attuatori che hanno così il compito di rendere operativo il segnale stimato dal regolatore. Se l'attuatore ammette, dunque, in ingresso un certo intervallo di valori per la variabile di controllo appare inutile far aumentare quest'ultima (anche se il regolatore sta aumentando o diminuendo la sua azione di regolazione alla variabile di controllo) se l'ingresso dell'attuatore è ormai saturo (è cioè già al massimo/minimo valore sopportabile). Basti pensare al problema del windup nei blocchi integratori per farsi un'idea di ciò che si sta spiegando. Per questo motivo è assai comune applicare sui segnali di interesse, utili al controllo, degli opportuni limitatori. Tali limitatori possono limitare sia l'ampiezza del segnale che la sua velocità di variazione. Il limitatore di ampiezza si occupa di limitare l'ampiezza di un segnale ed è descritto dall'equazione:

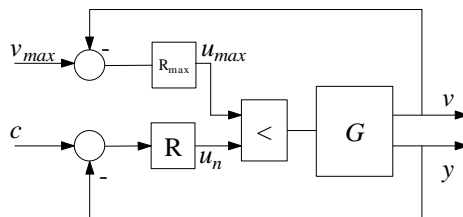
$$\text{sat}(c) = \begin{cases} -a & \text{se } c < -a \\ c & \text{se } -a \leq c \leq a \\ a & \text{se } c > a \end{cases}$$



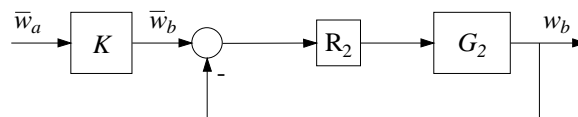
Il limitatore di ampiezza, il cui simbolo è illustrato sopra, può essere adoperato per costruire un limitatore di velocità come è possibile vedere nell'esempio che segue:



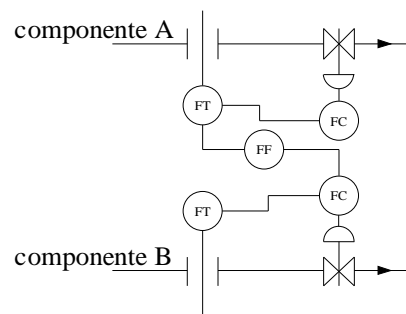
Ed ancora, in alcune strutture di controllo è possibile effettuare un controllo con selettore detto anche override control. Viene usato spesso quando si devono controllare due o più variabili di controllo e si ha a disposizione un solo attuatore oppure quando è necessario controllare una variabile (principale) mentre se ne tiene sott'occhio un'altra (a cui invece è assegnato un valore limite o di guardia che la fa diventare prioritaria rispetto all'altra). Eccone uno schema:



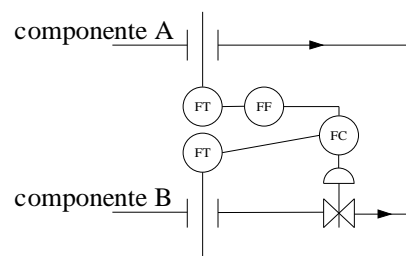
Nella figura sopra illustrata G rappresenta un impianto con due uscite: v ed y . Durante la normale fase di funzionamento il selettore preferisce privilegiare il segnale entrante più piccolo u_n (segnale nominale). L'intero impianto viene quindi comandato, tramite l'unico attuatore, dal segnale nominale. Non appena il segnale v fa aumentare il segnale v_{max} il selettore sceglie di servire quest'ultimo e di comandare, quindi, l'intero processo con quest'ultimo. Anche in questo schema è possibile aggiungere un blocco limitatore ad ogni segnale di riferimento affinché si possano poi escludere in futuro problemi di windup, soprattutto se il regolatore compie un'azione di regolazione di tipo integrale. Altre strutture di controllo si ottengono mediante il controllo di rapporto fra due segnali e/o variabili di interesse. Si tratta di una struttura di controllo assai usata nei processi industriali come ad esempio quelli di tipo chimico in cui è necessario controllare la miscelazione e la diluizione di due o più reagenti. Nel controllo di rapporto un blocco funzionale esprime mediante simbolo generico K sia la percentuale del rapporto di combinazione fra i due reagenti che il coefficiente di proporzionalità.



Altri esempi di controllo di rapporto sono, il controllo di miscelazione:



(Il componente A fluisce attraverso la propria condotta, il sensore FT trasmette all'FF il flusso rilevato che provoca quindi l'elaborazione di un segnale di controllo per l'attuatore FC che comanda la valvola del componente B) e quello di diluizione:



(Il componente A può fluire liberamente, senza essere controllato, e stabilisce con il suo flusso, rilevato dal FT, il flusso del componente B). Infine osserviamo una struttura di controllo che è opposta a quella

con selettore poichè si riferisce a sistemi che dispongono di più attuatori per un'unica variabile di controllo. Si tratta di una struttura di controllo assai usata per il controllo della temperatura. La disponibilità di più attuatori lascia, quindi, intendere anche la possibilità di più scambiatori di calore (se rimaniamo sempre nell'ambito del controllo della temperatura) a fronte di una sola variabile di setpoint che è la temperatura desiderata. Appare in questo caso evidente che ciascun scambiatore non erogherà l'intera quantità di calore settata ma si limiterà ad aggiungere nell'ambiente riscaldato una quantità di calore pari alla media fra tutti i bruciatori a disposizione. Il selettore che permette di impostare la variabile di comando in strutture di controllo split range presenta una caratteristica divisa tipicamente per settori:

