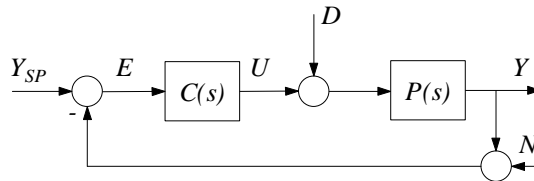


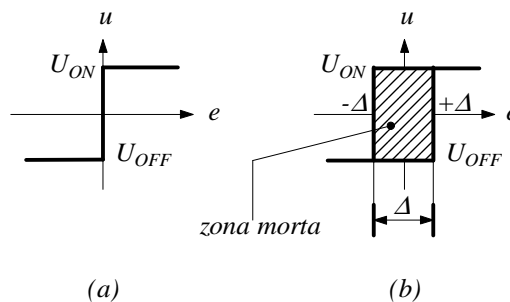
Regolatori industriali

Dovendo trattare le strategie di controllo per i processi industriali faremo riferimento al sistema di controllo (generico) in retroazione mostrato in figura:

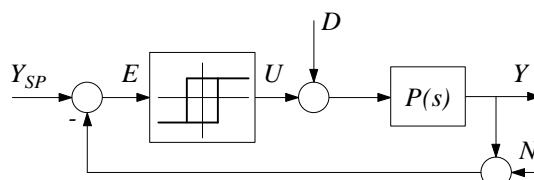


dove: Y_{SP} indica il riferimento che solitamente è anche detto valore di set point (oppure uscita desiderata); E simboleggia il segnale di errore ossia lo scostamento esistente tra il valore di set point Y_{SP} ed il valore misurato in uscita $Y-N$; Y rappresenta la variabile di uscita; N modella la presenza di rumori agenti in catena di retroazione (spesso frequenti in alta frequenza) sul sensore che effettua la lettura; D , invece, modella i disturbi agenti in catena diretta; U rappresenta il segnale di controllo generato dal controllore $C(S)$.

Una delle prime strategie di controllo messe in atto nei confronti dei processi industriali e per il controllo (elementare) di alcuni elettrodomestici fu quella basata sui relay. I sistemi di controllo a relay offrono una strategia di controllo variabile talvolta detta di tipo on/off.



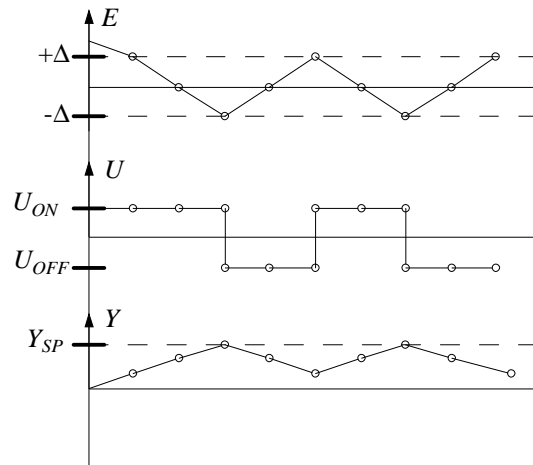
La caratteristica reale di un relay (b) si discosta leggermente da quella ideale (a), in essa è sempre presente una zona morta (dovuta a fenomeni di isteresi che purtroppo interessano il relay) in cui è vietato, per ovvi motivi, l'uso del dispositivo. Il relay, che quindi in figura prende il posto del controllore, permette di agire sul processo $P(s)$ con le seguenti azioni di controllo:



- $if(E > \Delta)$ then U_{ON} : se lo scostamento tra il segnale di set point (segnale Y_{SP}) e quello letto in uscita (segnale di errore E) è

maggiore di Δ allora il relay propone in uscita dal blocco controllore la variabile di controllo U_{ON} ;

- *if*($E < \Delta$) *then* U_{OFF} : se lo scostamento tra il segnale di set point (segnale Y_{SP}) e quello letto in uscita (segnale di errore E) è minore di Δ allora il relay propone in uscita dal blocco controllore la variabile di controllo U_{OFF} ;



In figura è possibile apprezzare una simulazione di controllo con relay, in particolare è possibile notare l'andamento di tipo on/off della variabile di controllo U .

Gli strumenti, senza dubbio più economici, utili al controllo di semplici processi industriali (che nella maggior parte dei casi possono essere approssimati a sistemi del I° e/o del II° ordine) sono i regolatori, dispositivi a parametri regolabili che vengono affiancati a un impianto solitamente già esistente (in altre parole, ad impianti che non sono stati progettati in un'ottica di funzionamento automatico e che quindi necessitano di un controllore). La possibilità di ottenere risultati soddisfacenti con poche funzioni tipiche (funzione proporzionale P , funzione integrativa I e funzione derivativa D) è dovuta alle caratteristiche della maggior parte dei processi industriali, solitamente lenti e stabili (in altre parole la funzione $P(s)$ ha, per la proprietà di stabilità, poli a parte reale negativa). L'economicità è dovuta inoltre alla possibilità di prescindere dal calcolo esatto della funzione di trasferimento $P(s)$ del processo (la modellistica del sistema è senza dubbi la fase di progettazione del controllore che sottrae gran parte del tempo oltre alle risorse economiche a disposizione) o della sua risposta armonica e di predisporre i parametri del regolatore con tecniche empiriche basate su una sola misura del processo. Queste le azioni possibili:

- azione proporzionale P , da usare quando si è semplicemente interessati a limitare l'errore (non ad eliminarlo del tutto) ad un segnale a gradino;
- azione integrativa I , da utilizzare, invece, quando si vuole annullare l'errore nei confronti di un segnale a gradino;
- azione derivativa, utilizzata solo congiuntamente ad una delle due precedenti azioni oppure in concomitanza con entrambe.

Azione proporzionale

L'azione proporzionale, come il nome stesso lascia intendere, propone in uscita dal controllore la variabile di controllo:

$$u(t) = K_p e(t)$$

con K_p guadagno di proporzionalità. Talvolta, al posto di K_p , si usa assegnare la banda proporzionale PB definita come:

$$PB = \frac{u / u_{fs}}{e / e_{fs}}$$

con u_{fs} ed e_{fs} valori di fondo scala (i massimi valori previsti e dunque ammissibili). La funzione di trasferimento del controllore $C(s)$ è:

$$C(s) = K_p$$

Come già anticipato, considerando lo schema di riferimento, il segnale di errore a regime non si annulla. Infatti, nell'ipotesi in cui il limite per s che tende a 0 di $P(s)$ sia K_p (il controllore $C(s)$ a regime è un puro guadagno statico):

$$e(\infty) = \frac{1}{1 + K_C K_p} (y_{sp} - n) - \frac{K_p}{1 + K_C K_p} d$$

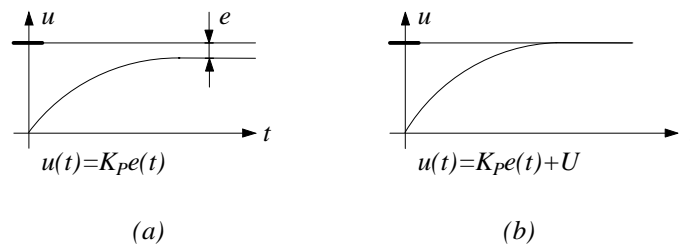
il segnale di errore, a regime, assumerà una certa quantità. Dovendo, poi, minimizzare il più possibile il segnale di errore è allora preferibile avere un guadagno di anello $K_C K_p$ quanto più grande possibile sicchè quest'ultimo, collocato al denominatore della relazione che esprime il segnale di errore, contribuisca effettivamente ad avere un segnale di errore relativamente basso.

Tuttavia è necessario trovare il giusto compromesso al valore da dare al guadagno di anello $K_C K_p$ se non si vuole compromettere la stabilità del sistema. Utilizzando un regolatore P per la compensazione di un processo $P(s)$ il diagramma di Bode della funzione di trasferimento complessiva relativo alle fasi rimane invariato mentre quello relativo ai moduli viene traslato verso l'alto (nell'ipotesi in cui K_p sia positivo) aumentando la banda complessiva del sistema e facendo quindi abbassare i tempi di risposta (il margine di guadagno, tuttavia, si riduce e spinge il sistema verso una condizione di instabilità sempre più prossima ogni volta che K_p viene incrementato).

Il desiderio di chi progetta il sistema di controllo è quello di ottenere, a regime, un segnale di errore nullo in quanto ciò significherebbe ritrovare in uscita dal sistema il segnale di set point (che quindi è stato raggiunto! Il segnale desiderato che volevo imporre sul processo $P(s)$ per assoggettarlo e quindi controllarlo è effettivamente pervenuto!).

Per questo motivo, solitamente, si aggiunge alla variabile di controllo un ulteriore componente U, detta componente di reset, tale da compensare lo scostamento ancora esistente. Vedere la figura (a) che

segue per apprezzare quello che realmente succede quando si utilizza un regolatore proporzionale per controllare un semplice processo $P(s)$.



Il segnale di reset può calcolato in questo modo:

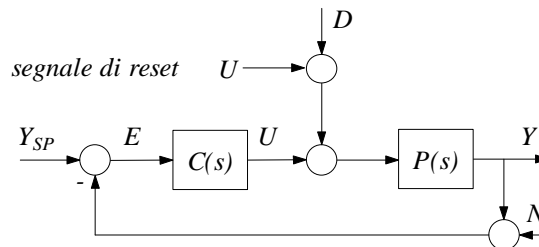
$$e(\infty) = \frac{1}{1 + K_C K_P} (y_{SP}(\infty) - n(\infty)) - \frac{K_P}{1 + K_C K_P} (d(\infty) + U) = 0$$

$$e(\infty) = y_{SP}(\infty) - K_P (d(\infty) + U) = 0$$

$$e(\infty) = y_{SP}(\infty) - K_P d(\infty) - K_P U = 0$$

$$U = \frac{y_{SP}(\infty)}{K_P} - d(\infty)$$

A regime la componente $n(\infty)$ del rumore deve annullarsi, se ciò non dovesse avvenire molto probabilmente il sensore scelto per effettuare la lettura della variabile di uscita non è appropriato al problema oppure non è stato tarato bene. Quindi l'azione proporzionale P serve ad avvicinare l'uscita y al valore desiderato y_{SP} mentre la componente di reset U colma la differenza ancora esistente (vedi la figura di questa pagina (b)).



Azione integrale

Il regolatore I, che scaturisce da un'azione di tipo integrale, è usato per sistemi di tipo zero e dunque per compensare impianti dotati di scarsa fedeltà introducendo un polo ($1/s$) nell'origine che aumenta il tipo della funzione di anello. L'azione integrale assicura un errore nullo a regime nei confronti di segnali a gradino e/o costanti di y_{SP} . La funzione di trasferimento del controllore, in tal caso, è:

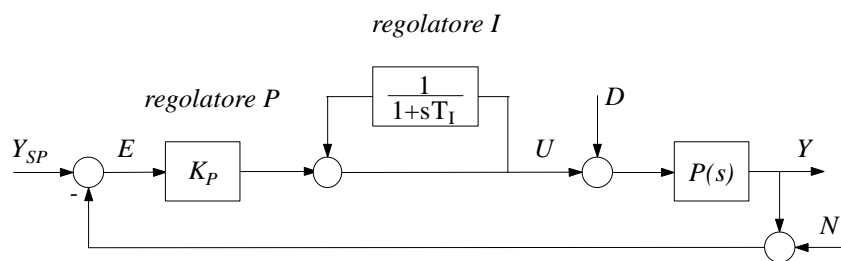
$$C(s) = \frac{K_I}{sT_I}$$

Il regolatore integrale propone come uscita la variabile controllata:

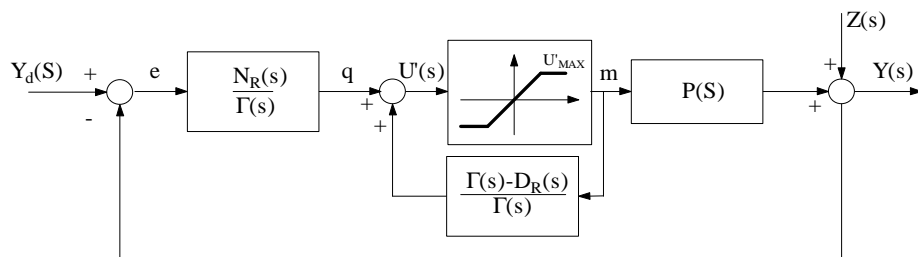
$$u(t) = \frac{K_C}{T_I} \int_0^t e(t) dt + u(0)$$

Utilizzando un regolatore di tipo integrale il diagramma di Bode delle fasi compensato viene traslato verso il basso di 90° , il diagramma dei moduli è invece tagliato. Quindi il regolatore integrale I aumenta la precisione a regime e la robustezza ai disturbi ma rallenta il sistema poichè ne diminuisce la banda.

I regolatori PI scaturiscono dall'azione congiunta di tipo proporzionale ed integrale. L'azione integrale, tipicamente, si somma a quella proporzionale annullando, a regime, il segnale di errore E . Per questo motivo i regolatori PI sono talvolta detti regolatori con reset automatico. Eccone uno schema a blocchi:



I regolatori PI soffrono del problema di wind-up: il segnale in uscita dal controllore è tipicamente diretto all'amplificatore e da qui è indirizzato verso l'attuatore. Quando il segnale di controllo $u(t)$ aumenta di valore tenderà a saturare l'amplificatore e sarà nuovamente reintegrato dal blocco integratore. Non appena il segnale di controllo ritorna a valori ammissibili per l'amplificatore è necessario attendere un tempo di scarica dell'integratore prima che il valore venga effettivamente processato e successivamente proposto all'amplificatore. Durante il processo di scarica dell'integratore il processo viene "controllato" con un segnale di controllo vecchio (quello corrispondente cioè all'istante di tempo in cui l'amplificatore è andato in saturazione, oltre quel valore non è possibile tenere traccia del segnale). In realtà, quindi, durante il processo di scarica dell'integratore il processo non è affatto controllato (il vecchio segnale della variabile di controllo non si addice mai ai segnali che lo seguono!) e ciò espone l'intero sistema a grossi rischi. La soluzione al problema sono i cosiddetti regolatori antiwind-up, eccone uno schema:



dove $\Gamma(s)$ è un polinomio con tutte radici a parte reale negativa (e quindi stabile). E' possibile controllare la validità dello schema: quando il segnale non satura lo schema deve presentare una funzione di trasferimento pari a quella di un regolatore PI, ed infatti:

$$\frac{M(s)}{Q(s)} = \frac{1}{1 - \frac{\Gamma(s) - D_R(s)}{\Gamma(s)}} = \frac{\Gamma(s)}{D_R(s)}$$

che, messa in serie al primo blocco, ne dimostra appunto la validità. Quando il segnale m va in saturazione diventando quindi U_{MAX} al ramo in uscita dall'amplificatore, dal blocco aggiunto (quello sotto l'amplificatore) si presenta ancora il segnale U_{MAX} che quindi rimane bloccato (anziché salire fino a saturare l'amplificatore come solitamente avviene), infatti:

$$\lim_{s \rightarrow 0} sG(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Gamma(s) - D_R(s)}{\Gamma(s)} = 1$$

$$uscita = \lim_{s \rightarrow 0} sG(s) U_{MAX} = U_{MAX}$$

Azione derivativa

L'azione derivativa propone in uscita dal controllore la variabile di controllo:

$$u(t) = K_D T_D \frac{d}{dt} e(t)$$

il blocco controllore, invece, ha come funzione di trasferimento:

$$C(s) = sK_D T_D$$

che è sostituita, nella maggior parte dei casi, con una forma leggermente diversa che ne permette la realizzazione (di per sé un regolatore con azione derivata non è fisicamente realizzabile!):

$$C(s) = \frac{sK_D T_D}{1 + sK_D \frac{T_D}{N}}$$

con N variabile da 5 a 20. L'azione derivativa non viene mai usata da sola a causa dell'eccessivo movimento che introduce sugli organi attuatori, per questo motivo viene tipicamente disinserita nei regolatori (è anche di difficile taratura). Il regolatore PD (azione congiunta di tipo proporzionale e derivativa) si impiega per sistemi che presentano già fedeltà soddisfacente, ad esempio con funzioni di trasferimento di anello di tipo uno o per sistemi di tipo zero per migliorarne la velocità di risposta senza incrementarne il tipo. Il regolatore PD introducendo

uno zero nel sistema complessivo allarga la banda e quindi fa abbassare i tempi di risposta (il sistema diventa più veloce). L'aumento della banda può in ogni caso risultare pericoloso poichè potrebbe interessare eventuali rumori e/o disturbi che quindi si aggiungono, come ingressi, al sistema.

Il regolatore PID scaturisce dall'azione congiunta delle tre azioni di regolazione fin qui viste, il controllore presenta in uscita la seguente variabile di controllo:

$$u(t) = K_c \left(e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(t) dt + T_D \frac{d}{dt} e(t) \right)$$

con K_c guadagno (complessivo), T_D tempo derivativo e T_I tempo di reset o tempo integrale. La funzione di trasferimento presentata dal medesimo blocco sarà:

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{sT_I} + sT_D \right)$$

che considerando il polo di fisica realizzabilità per l'azione derivativa diventa:

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{sT_I} + \frac{sT_D}{1 + \frac{sT_D}{N}} \right)$$

la forma realmente implementata nei regolatori commerciali è tuttavia leggermente diversa ed è nota con il nome di forma standard ISA. Essa propone la seguente variabile di controllo:

$$U(s) = K_c \left(bY_{sp}(s) - Y(s) + \frac{1}{sT_I} E(s) + \frac{sT_D}{1 + \frac{sT_D}{N}} (cY_{sp}(s) - Y(s)) \right)$$

Osservare che nel caso in cui i coefficienti b e c siano pari ad 1 la forma standard ISA si riduce a quella notoriamente usata in ambito didattico (più facile da ricordare). I coefficienti b e c possono assumere valori compresi tra 0 ed 1, al coefficiente c viene tuttavia assegnato uno dei due valori estremi al suddetto intervallo e quindi 0 oppure 1. Il coefficiente b stabilisce con quale peso il segnale Y_{sp} incide sulla variabile di controllo U . La forma standard ISA, si dice, da origine ad un sistema di controllo a due vie. Una linea di controllo è interamente dedicata all'elaborazione del segnale di set point Y_{sp} l'altra, invece, elabora il segnale di uscita Y misurato dal sensore. Le due linee di controllo sono poi dette linea di controllo in feed forward (la prima, quella che elabora il segnale di set point Y_{sp}) e linea di controllo in

feed backward (la seconda, quella che elabora il segnale di uscita Y). E' anche possibile valutarne le rispettive funzioni di trasferimento e realizzarne uno schema a blocchi:

- 1) Linea di controllo in feed forward, elaborazione del segnale di set point Y_{SP} :

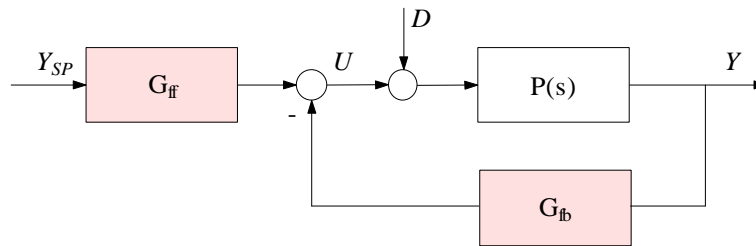
$$G_{ff}(s) = \frac{U(s)}{Y_{SP}(s)} \bigg|_{Y(s)=0} = K_C \left(b + \frac{1}{sT_I} + \frac{sT_D}{1 + \frac{sT_D}{N}} \right)$$

Infatti, se $Y(s)=0$ allora $E(s)=Y_{SP}(s)-Y(s)=Y_{SP}(s)$.

- 2) Linea di controllo in feed backward, elaborazione del segnale di uscita Y :

$$G_{fb}(s) = \frac{U(s)}{Y(s)} \bigg|_{Y_{SP}(s)=0} = -K_C \left(1 + \frac{1}{sT_I} + \frac{sT_D}{1 + \frac{sT_D}{N}} \right)$$

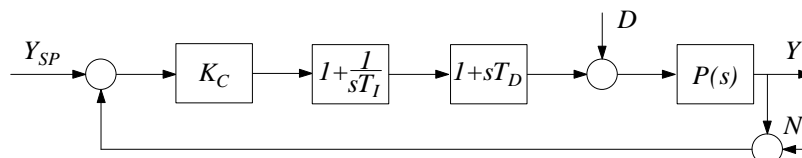
Infatti, se $Y_{SP}(s)=0$ allora $E(s)=Y_{SP}(s)-Y(s)=-Y(s)$.



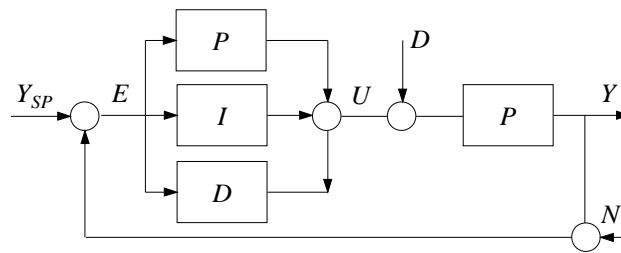
La realizzazione classica di un regolatore PID, solitamente presenta sui libri di testo, è anche definita parallela poichè le azioni di regolazione agiscono parallelamente tra di loro. Tuttavia, è opportuno sapere che esistono anche realizzazioni in forma seriale di un regolatore PID. Ovviamente quest'ultima prevede, appunto, la cascata dei blocchi elementari di regolazione ed ha questa funzione di trasferimento:

$$C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{sT_I} \right) (1 + sT_D)$$

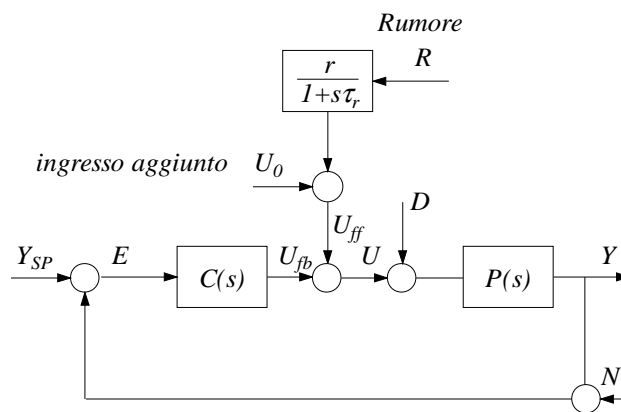
Eccone una rappresentazione a blocchi:



Quella che segue, invece, è la classica realizzazione di un regolatore PID in forma parallela:



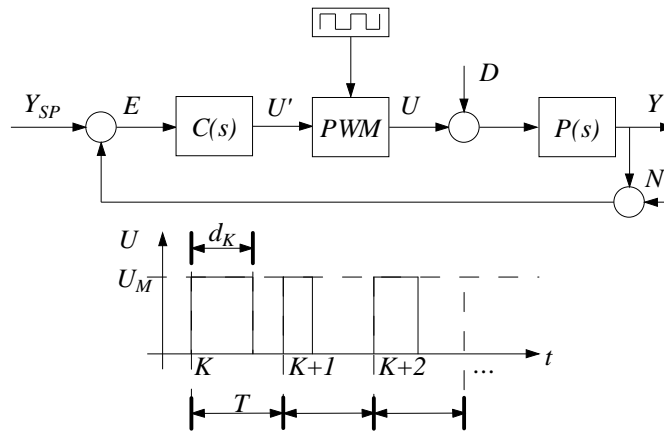
Ed ancora, i regolatori industriali, spesse volte, si completano con ingressi ed uscite aggiuntive. Infatti, solitamente, oltre al normale ingresso alcuni regolatori consentono di agire in catena diretta e di ritoccare la variabile di controllo aggiungendo a questa un ulteriore componente (ad esempio per compensare un rumore/disturbo che viene quantificato sul campo). Il segnale di disturbo, qui chiamato R (rumore) è elaborato da una funzione di trasferimento del I° ordine:



dove $U = U_{ff} + U_{fb}$. Un'altra possibilità, per i regolatori industriali, è l'eventuale presenza di un guadagno variabile che ad esempio può essere una funzione dell'errore E stimato. In tal caso occorre tenere presente che all'aumentare della banda corrisponde una risposta Y del sistema sempre più veloce, accade il contrario se la banda diminuisce. Come già detto, all'aumentare della banda non corrisponde sempre un incremento delle prestazioni (in termini di risposta), rumori e disturbi, sempre presenti ad alte frequenze, potrebbe ad esempio miscelarsi al segnale di riferimento Y_{SP} . Quando i regolatori industriali concepiscono l'idea di un guadagno variabile (facilmente selezionabile) sono allora previsti due valori di guadagno. Di questi uno è spesso molto piccolo ed è normalmente aggiunto al segnale di controllo U . Tuttavia, appena il rumore R eccede una certa banda di guardia viene allora aggiunto, al normale segnale di controllo U , l'altro valore del guadagno variabile (se vogliamo si tratta di una sorta di relay elettronico).

Infine, tra le uscite che spesso si leggono su di un regolatore industriale (che nella maggior parte dei casi sono di tipo continuo), sia in tensione (valori standard tra 0 e 10V) che in corrente (valori

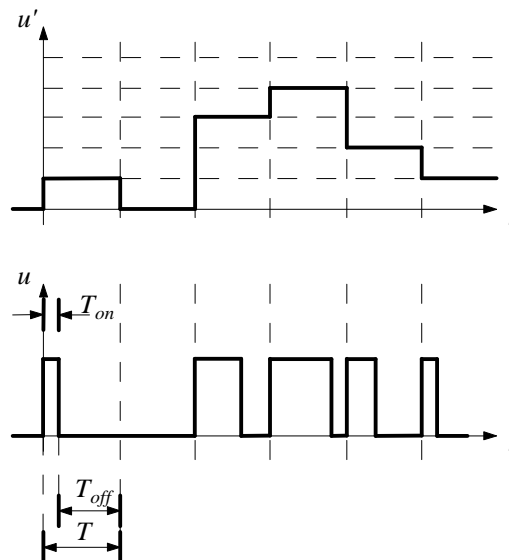
standard tra 0 e 20 mA) può talvolta essere presente un interessante uscita di tipo duty cycle detta a tempo proporzionale o più brevemente PWM (pulse width modulator). La variabile di controllo in uscita dal PID stabilisce l'ampiezza degli intervalli di tempo in cui la variabile in uscita dal circuito PWM è on (oppure off).



dove d_K denota il tempo di on al k -esimo intervallo di tempo mentre T il periodo del circuito PWM. Il tempo di on vale:

$$d_K = \frac{u_k - u_{\min}}{u_{\max} - u_{\min}} T$$

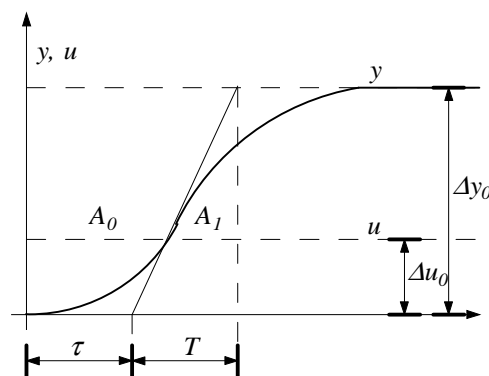
Ad esempio, nell'ipotesi in cui il periodo T del circuito PWM sia di 1 secondo, $u_{\max}=5$ ed $u_{\min}=0$, è possibile ricavare il seguente profilo per la variabile di controllo U (in uscita dal circuito PWM):



Il regolatore PID necessita di una taratura prima poter operare sul processo. Esistono metodi automatici per la taratura che ricavano dal processo i parametri che ne descrivono la dinamica (il processo è nella maggior parte dei casi assimilato ad un sistema del I° e/o del II° ordine). Per questo motivo alcuni regolatori effettuano sul processo

delle prove (fatte in ciclo aperto e/o in ciclo chiuso), l'intera di fase di stima può in alcuni casi richiedere alcune costanti di tempo del processo oppure una sua frazione (in tal caso è opportuno rapportare tale durata a quella del processo). Altri invece prevedono delle opportune condizioni iniziali del processo prima di poter effettuare le prove (ad esempio condizioni iniziali stazionarie). Detto ciò, è opportuno sapere che la maggior parte dei metodi usati si può basare su una delle seguenti strategie: metodi basati sulla risposta a gradino; metodi basati sulla determinazione della risposta in frequenza; metodi parametrici.

Il primo metodo di Ziegler e Nichols si basano sulla risposta al gradino del processo (in condizioni iniziali stazionarie), la prova è eseguita a ciclo aperto. L'ampiezza del gradino deve essere tale da riuscire ad eccitare tutte le dinamiche del processo. Fatto ciò è possibile ricavare, graficamente, i parametri che identificano il processo, vale a dire τ e T (rispettivamente costante di tempo e tempo di risposta).



Il coefficiente K_P vale $\Delta Y_0 / \Delta U_0$ (guadagno statico), il ritardo τ è invece ottenuto dall'intersezione della tangente alla curva nel punto di flesso della funzione con l'asse delle ascisse, il tempo di risposta T è nell'intervallo intercettato dalle due intersezioni della tangente. Il coefficiente angolare della tangente è dato, poi, dal rapporto K_P / T . Ricavati i suddetti valori è possibile ricavare, mediante apposita tabella, anche i valori degli altri parametri del regolatore:

| | K_C | T_I | T_D |
|-----|----------------|----------|------------|
| P | $1 / R \tau$ | - | - |
| PI | $0.9 / R \tau$ | 3τ | - |
| PID | $1.2 / R \tau$ | 2τ | 0.5τ |

La tabella elaborata da Ziegler e Nichols è stata preparata modellando il processo $P(s)$ da controllare con una funzione di trasferimento del primo ordine. Un secondo metodo di Ziegler e Nichols (detto secondo metodo) si basa, invece sulla risposta armonica del processo. Questo metodo prevede di inserire il solo regolatore proporzionale, a guadagno variabile. Il guadagno K_P è aumentato poco alla volta fino a rendere instabile il sistema (il primo valore di K_P che rende stabile il sistema è detto guadagno limite), sotto questa condizione la risposta al gradino diventa, a regime, puramente oscillatoria, quindi se ne misura il periodo. Ricavato il valore del guadagno limite K_P e del periodo T

vengono ricavati tutti gli altri parametri del regolatore mediante un apposita tabella:

| | K_C | T_I | T_D |
|-----|-----------|---------|-------|
| P | $0.50K_P$ | – | – |
| PI | $0.45K_P$ | $T/1.2$ | – |
| PID | $0.60K_P$ | $T/2$ | $T/8$ |

Per minimizzare l'errore E esistono, poi, delle metriche che danno un diverso significato al segnale di errore pesandolo in maniera diversa da come solitamente avviene. Quelle più adoperate sono le seguenti:

- Metrica IAE:

$$IAE = \int |e| dt$$

che corrisponde all'integrale del modulo dell'errore;

- Metrica ISE:

$$ISE = \int e^2 dt$$

che corrisponde all'integrale del quadrato dell'errore;

- Metrica ITAE:

$$ITAE = \int t |e| dt$$

che corrisponde all'integrale del modulo dell'errore pesato con il tempo;

- Metrica ITSE:

$$ITSE = \int t e^2 dt$$

che corrisponde all'integrale del quadrato dell'errore pesato con il tempo;