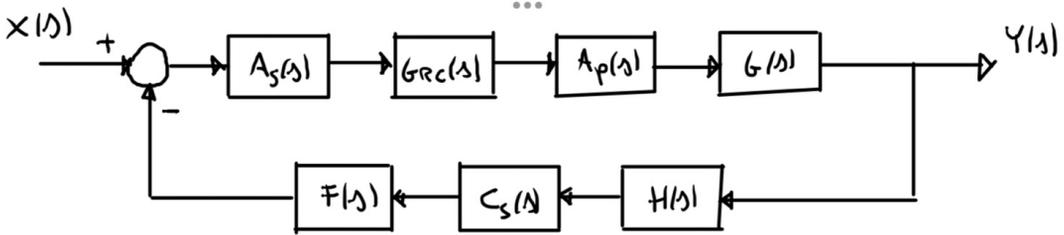


SCHEMA A BLOCCHI SISTEMA RETROAZIONATO



$A_s(s)$ → f.d.t. dell'amplificatore di segnale; serve ad aumentare il guadagno statico per ridurre l'errore a regime

$G_{rc}(s)$ → f.d.t. della rete correttiva; serve a soddisfare le specifiche dinamiche e il margine di fase

$A_p(s)$ → f.d.t. del blocco di potenza che comanda $G(s)$

$G(s)$ → f.d.t. del sistema da controllare

$H(s)$ → f.d.t. del trasduttore; serve a rilevare il valore della grandezza da controllare

$C_s(s)$ → f.d.t. del condizionatore di segnale; serve a riportare il valore dell'uscita del trasduttore al valore del segnale di riferimento in ingresso (set point)

$F(s)$ → f.d.t. dell'eventuale filtro passa-basso; serve a eliminare eventuali disturbi presenti nell'anello di reazione

I blocchi avente f.d.t. $A_p(s)$, $G(s)$, $H(s)$ sono sicuramente presenti; la presenza degli altri blocchi va valutata.

Gli unici blocchi che possono essere scambiati sono $A_s(s)$ e $G_{rc}(s)$; se si mette prima $A_s(s)$ allora il nodo di confronto e l'amplificatore di segnale possono essere realizzati con un unico circuito: l'amplificatore differenziale.

La **regolazione automatica** può essere di tre tipi:

- **regolazione automatica a valore fisso**

il valore della grandezza di riferimento è costante;
in questo caso il sistema di controllo è anche indicato
con il termine di **regolatore**

- **regolazione automatica a valore programmato**

il valore della grandezza di riferimento assume un numero
discreto (finito) di valori.

In questo caso il sistema di controllo è anche chiamato
regolatore a valore programmato

- **regolazione automatica a valore osservito**

il valore della grandezza di riferimento varia con
continuità.

In questo caso il sistema di controllo è chiamato anche
servosistema.

Se la grandezza da controllare è di tipo meccanico
(posizione, velocità, accelerazione) il sistema di controllo
è anche chiamato **servomeccanismo**.

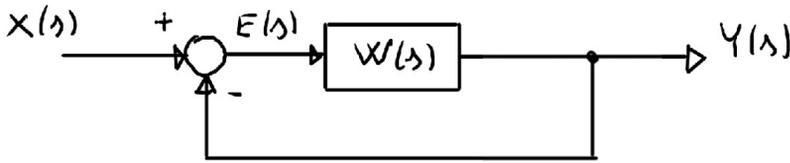
Criterio generale di stabilità

un sistema lineare è stabile se tutti i poli della sua f.d.t. hanno
parte reale negativa.

Se è presente un polo nell'origine il sistema è
marginamente stabile, se la molteplicità del polo
nell'origine è maggiore di uno il sistema è instabile.

Studio della stabilità di un sistema di controllo

Consideriamo un sistema di controllo in retroazione unitaria:



$W(s)$ = f.d.t. ad anello aperto

calcoliamo la f.d.t. in retroazione unitaria:

$$G_{R1}(s) = \frac{W(s)}{1 + W(s)}$$

$$W(s) = \frac{N_w(s)}{D_w(s)}$$

$N_w(s)$ → numeratore di $W(s)$

$D_w(s)$ → denominatore di $W(s)$

$$G_{R1}(s) = \frac{W(s)}{1 + W(s)} = \frac{\frac{N_w(s)}{D_w(s)}}{1 + \frac{N_w(s)}{D_w(s)}} = \frac{\frac{N_w(s)}{D_w(s)}}{\frac{D_w(s) + N_w(s)}{D_w(s)}} = \frac{N_w(s)}{D_w(s) + N_w(s)}$$

$$G_{R1}(s) = \frac{N_w(s)}{D_w(s) + N_w(s)}$$

$D_w(s) + N_w(s)$ si chiama **equazione caratteristica** o **polinomio caratteristico**

Un sistema di controllo retroazionato è stabile se tutte le radici della sua equazione caratteristica sono a parte reale negativa.

MARGINE DI FASE E MARGINE DI GUADAGNO

Vediamo le definizioni di margine di fase e margine di guadagno, utili per valutare la stabilità di un sistema a fase minima (vedremo più avanti cosa vuol dire sistema a fase minima)

Indichiamo con:

$W(s)$ f.d.t. ad anello aperto

$W(j\omega)$ risposta in frequenza (r.i.f.) ad anello aperto

$|W(j\omega)|$ modulo della r.i.f. ad anello aperto

$\angle W(j\omega)$ fase della r.i.f. ad anello aperto

Margine di fase

Indichiamo con ω_G il valore di pulsazione per il quale il modulo della r.i.f. ad anello aperto vale 1, cioè 0 dB:

$$|W(j\omega_G)| = 1 \text{ (0 dB)}$$

Si definisce **margine di fase** M_F l'angolo che bisogna sottrarre a $\angle W(j\omega_G)$ (in genere negativa) per avere -180° :

$$\angle W(j\omega_G) - M_F = -180^\circ$$

per cui:

$$M_F = \angle W(j\omega_G) + 180^\circ$$

ω_G , in alcuni testi indicata con ω_C , è chiamata anche pulsazione di incrocio o di crossover.

Margine di guadagno o di ampiezza

Indichiamo con ω_f il valore di pulsazione per il quale la fase della r.i.f. ad anello aperto vale -180° :

$$\angle W(j\omega_f) = -180^\circ$$

Si definisce **margine di guadagno** M'_G l'inverso di $|W(j\omega_f)|$ calcolato per $\omega = \omega_f$:

$$M'_G = \frac{1}{|W(j\omega_f)|}$$

Il margine di guadagno, tipicamente, è espresso in dB; in questo caso si ha:

$$M_G = 20 * \log M'_G = -20 * \log |W(j\omega_f)|$$

In fase progettuale l'impiego del margine di guadagno è più limitato rispetto a quello del margine di fase, nel senso che, tra le specifiche di progetto, tipicamente si ha che il sistema deve soddisfare un determinato margine di fase.

Margine di guadagno e margine di fase nei diagrammi di Bode

Il margine di guadagno e il margine di fase possono essere ricavati dai diagrammi di Bode della r.i.f. ad anello aperto.

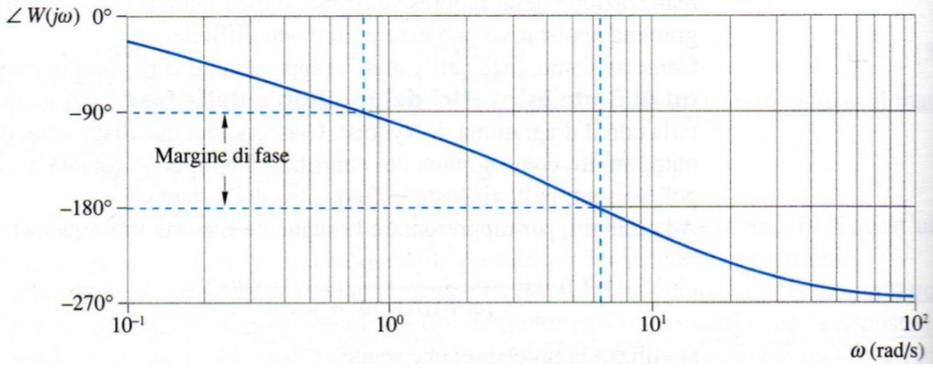
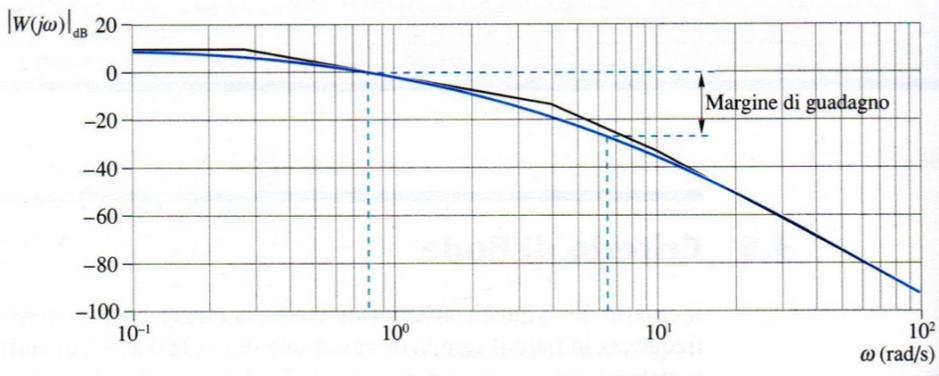
Valutazione del margine di guadagno

- Si parte dal diagramma opposto, cioè da quello della fase.
- Dal valore della fase pari a -180° si trova il relativo valore di pulsazione, quindi quello per cui la fase della r.i.f. vale -180° .
- Con tale valore di pulsazione si va a intersecare il grafico del modulo della r.i.f. ad anello aperto, il valore che mi permette di raggiungere 0 dB è il margine di guadagno.

Valutazione del margine di fase

- Si parte dal diagramma opposto, cioè da quello del modulo.
- Si identifica il valore di pulsazione per il quale il modulo della r.i.f. ad anello aperto vale 0 dB.
- Con tale valore di pulsazione si va a intersecare il grafico della fase della r.i.f. ad anello aperto, il valore che mi permette di raggiungere -180° è il margine di fase.

Nei diagrammi di Bode sotto riportati sono mostrati i procedimenti appena descritti.



Nota: nei diagrammi sopra la riga celeste indica l'andamento reale del modulo e della fase della r.i.f. ad anello aperto, nel diagramma del modulo è riportato anche, in nero, l'andamento asintotico.

Tipo di sistema

Per **tipo** di un sistema si intende il numero di poli nell'origine presenti nella sua f.d.t. ad anello aperto.

Considereremo sistemi di tipi:

zero non ci sono poli nell'origine nella f.d.t. ad anello aperto

Esempio:
$$W(s) = \frac{100}{s+10}$$

uno nella f.d.t. ad anello aperto è presente un polo nell'origine

Esempio:
$$W(s) = \frac{100}{s \cdot (s+10)}$$

due nella f.d.t. ad anello aperto sono presenti due poli nell'origine

Esempio:
$$W(s) = \frac{100}{s^2 \cdot (s+10)}$$

La f.d.t. ad anello aperto si scrive come:

$$W(s) = \frac{1}{s^n} \cdot W^*(s)$$

$n \rightarrow$ numero di poli nell'origine

$n=0 \rightarrow$ sistema di tipo zero

$n=1 \rightarrow$ sistema di tipo uno

$n=2 \rightarrow$ sistema di tipo due

$W'(s)$ \rightarrow parte della f.d.t. ad anello aperto senza poli nell'origine.

Esempio: $W(s) = \frac{100}{s(s+10)} = \frac{1}{s} \cdot \underbrace{\frac{100}{s+10}}_{W'(s)}$

Si definisce **valore statico** della f.d.t. ad anello aperto il suo valore calcolato per $s=0$ dopo averla privata dei poli nell'origine; in altre parole:

$$W_{ST} = W'(0)$$

\downarrow
valore statico

Esempio: $W(s) = \frac{100}{s \cdot (s+10)}$

$$W'(s) = \frac{100}{s+10}$$

$$W_{ST} = W'(0) = \frac{100}{10} = 10$$

$$W_{STdB} = 20 \log 10 = 20 \text{ dB}$$

Errori a regime per sistemi di tipo zero

$$W(s) = W'(s)$$

Errore di posizione $E_{p,0}$

$$X(s) = \frac{1}{s}$$

$$E_{p,0} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{X(s)}{1+W(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{1+W(s)} = \frac{1}{1+W(0)} = \frac{1}{1+W_{ST}}$$

$$E_{p,0} = \frac{1}{1+W_{ST}}$$

Errore di velocità $E_{v,0}$

$$X(s) = \frac{1}{s^2}$$

$$E_{v,0} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{X(s)}{1+W(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s^2} \cdot \frac{1}{1+W(s)} = \infty \quad E_{v,0} = \infty$$

Errore di accelerazione $E_{a,0}$

$$X(s) = \frac{1}{s^3}$$

$$E_{a,0} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{X(s)}{1+W(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s^3} \cdot \frac{1}{1+W(s)} = \infty$$

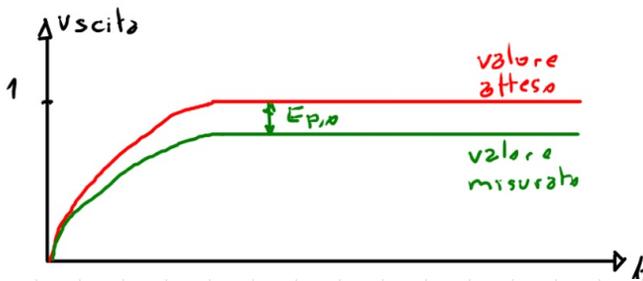
$$E_{a,0} = \infty$$

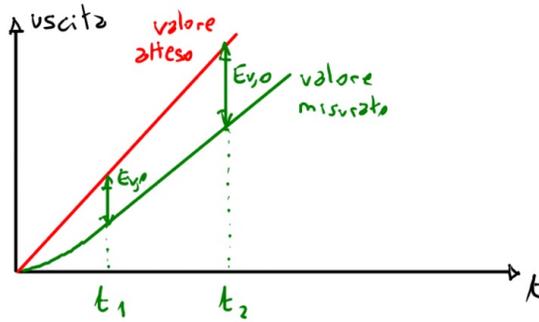
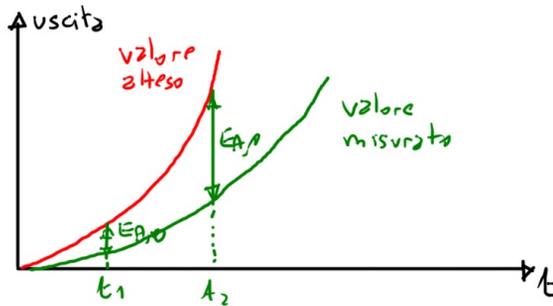
và a ∞ più velocemente rispetto all'errore di velocità

← →

Vediamo meglio il significato di questi tre errori:

$E_{p,0}$



$E_{V,0}$  $E_{A,0}$ 

Errori a regime per sistemi di tipo uno

$$W(s) = \frac{1}{s} \cdot W'(s)$$

Errore di posizione $E_{P,1}$

$$X(s) = \frac{1}{s}$$

$$E_{P,1} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{X(s)}{1+W(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{s} \cdot W'(s)} = 0$$

$$E_{P,1} = 0$$

Errore di velocità $E_{V,1}$

$$X(s) = \frac{1}{s^2}$$

$$E_{V,1} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{X(s)}{1+W(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{s^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{s} \cdot W'(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{s + W'(s)} = \frac{1}{W_{ST}}$$

Errori a regime per sistemi di tipo due

$$W(s) = \frac{1}{s^2} \cdot W'(s)$$

Errore di posizione $E_{p,2}$

$$X(s) = \frac{1}{s}$$

$$E_{p,2} = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \Delta \cdot \frac{X(s)}{1+W(s)} = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \Delta \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\Delta^2} \cdot W'(s)} = 0$$

$$E_{p,2} = 0$$

Errore di velocità $E_{v,2}$

$$X(s) = \frac{1}{s^2}$$

$$E_{v,2} = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \Delta \cdot \frac{X(s)}{1+W(s)} = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \Delta \cdot \frac{1}{s^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\Delta^2} \cdot W'(s)} = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta^2 + W'(s)} = 0$$

$$E_{v,2} = 0$$

Errore di accelerazione $E_{a,2}$

$$X(s) = \frac{1}{s^3}$$

$$E_{a,2} = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \Delta \cdot \frac{X(s)}{1+W(s)} = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \Delta \cdot \frac{1}{s^3} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\Delta^2} \cdot W'(s)} = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta^2} \cdot \frac{1}{\Delta^2 + W'(s)} = \frac{1}{W_{ST}}$$

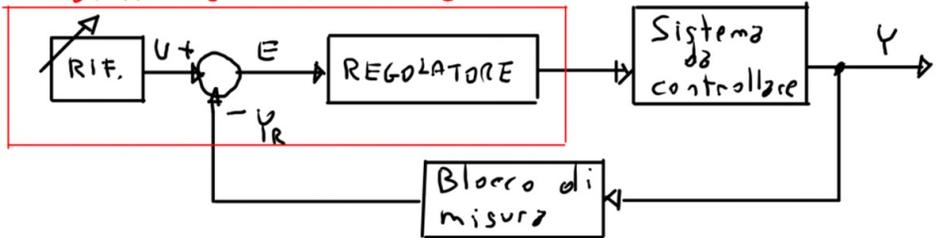
$$E_{a,2} = \frac{1}{W_{ST}}$$

REGOLATORI INDUSTRIALI o CONTROLLER INDUSTRIALI

La correzione di un sistema mediante rete correttiva è possibile solo se si conosce perfettamente la f.d.t. del sistema da controllare.

In ambito industriale la f.d.t. del sistema da controllare non è nota o non è perfettamente conosciuta, si usano allora, per correggere il sistema, i regolatori industriali.

CONTROLLER INDUSTRIALE

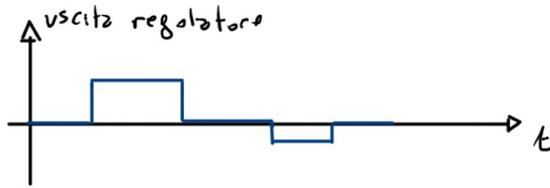
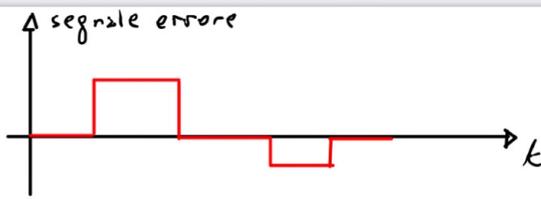


I regolatori utilizzati sono di tipo PID (Proporzionale-Integrale-Derivativa) e si scelgono le combinazioni desiderate in base al tipo di sistema da controllare.

Regolazione ad azione proporzionale

L'azione correttiva del regolatore è proporzionale allo scostamento tra il valore misurato e il valore programmato della grandezza da controllare; in altre parole è proporzionale all'ampiezza del segnale errore.

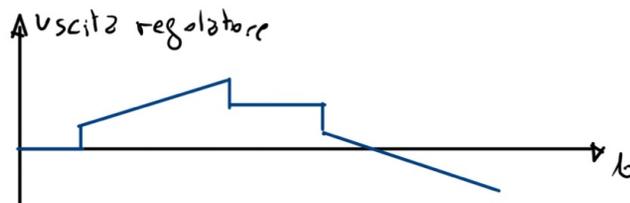
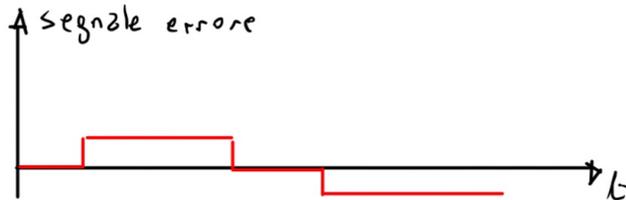
Per tutti i valori di ingresso compresi nel campo di funzionamento corretto del regolatore, la relazione tra scostamento in ingresso e grandezza di controllo in uscita è lineare.

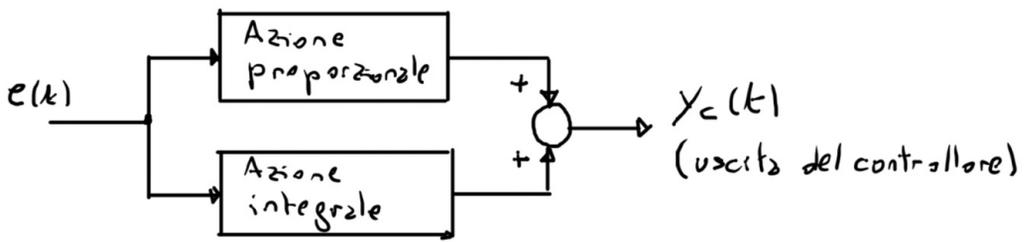


Regolazione ad azione PI (proporzionale-integrale)

L'azione integrale fa sentire la presenza dell'azione correttiva, da parte del regolatore, anche quando l'errore di posizione è stato annullato eliminando così la presenza di un offset.

L'azione integrale non è mai usata da sola, ma è sempre accompagnata dall'azione proporzionale in quanto l'azione correttiva di quella proporzionale è presente nell'istante stesso in cui lo scostamento tra valore misurato e valore programmato della grandezza da controllare si manifesta.





$$y_c(t) = P \cdot e(t) + K_I \cdot \int e(t) dt$$

$P \rightarrow$ guadagno proporzionale $K_I \rightarrow$ guadagno integrale
ponendo $K_I = P \cdot I$

I è un parametro dell'integratore e ha le dimensioni dell'inverso di un tempo.

$$y_c(t) = P \cdot e(t) + P \cdot I \cdot \int e(t) dt$$

passando al dominio di Laplace:

$$Y_c(s) = P \cdot E(s) + P \cdot I \cdot \frac{E(s)}{s}$$

$$Y_c(s) = E(s) \cdot \left(P + \frac{P \cdot I}{s} \right) = E(s) \cdot P \left(1 + \frac{I}{s} \right) = E(s) \cdot P \cdot \left(\frac{s + I}{s} \right)$$

$$\frac{Y_c(s)}{E(s)} = P \cdot \frac{s + I}{s}$$

$$\underbrace{\hspace{10em}}_{G_c(s)}$$

$$G_c(s) = P \cdot \frac{s + I}{s} = P \cdot I \cdot \frac{\frac{s}{I} + 1}{s} = K_I \cdot \frac{\frac{s}{I} + 1}{s}$$

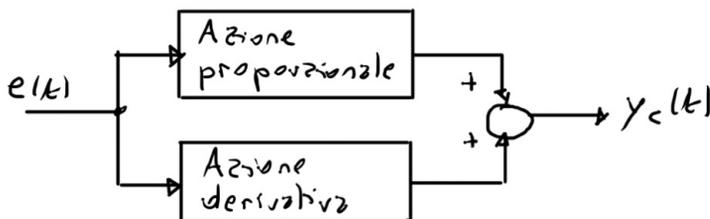
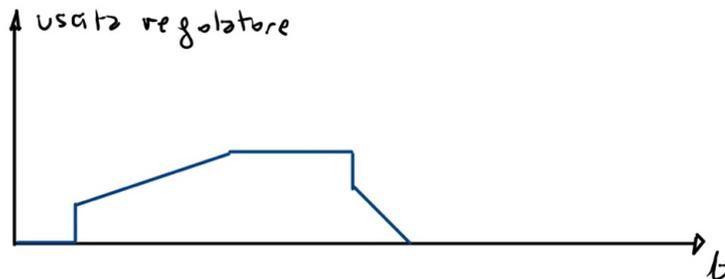
Regolazione ad azione PD (proporzionale-derivativa)

L'azione derivativa è proporzionale alla velocità di variazione del segnale errore; in questo modo l'azione derivatrice anticipa l'azione correttiva.

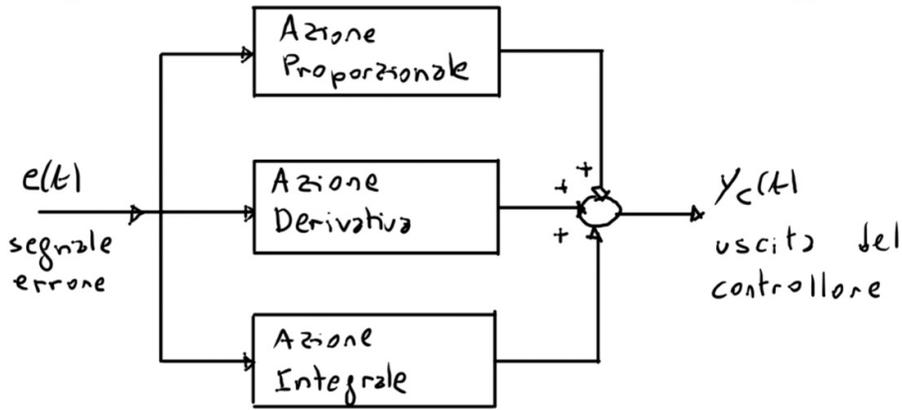
In alcuni processi l'azione derivatrice risulta inutile o addirittura dannosa.

È inutile nei processi in cui il segnale errore varia molto lentamente.

È dannosa nei processi in cui il segnale errore varia molto velocemente in modo tale che l'azione derivatrice non riesce a seguire l'andamento del segnale errore.



Regolazione ad azione PID (Proporzionale-Integrale-Derivativa)



$$y_c(t) = P \cdot e(t) + P \cdot I \cdot \int e(t) dt + P \cdot D \cdot \frac{de(t)}{dt}$$

passando nel dominio di Laplace:

$$Y_c(s) = P \cdot E(s) + P \cdot I \cdot \frac{E(s)}{s} + P \cdot D \cdot s E(s)$$

$$Y_c(s) = P \cdot E(s) \cdot \left(1 + \frac{I}{s} + sD \right)$$

$$\frac{Y_c(s)}{E(s)} = P \cdot \left(1 + \frac{I}{s} + sD \right)$$

$$G_c(s) = P \cdot \left(1 + \frac{I}{s} + sD \right) = P \cdot \left(\frac{s + I + s^2 D}{s} \right) = P \cdot \left(\frac{s^2 D + s + I}{s} \right)$$

↓
f.d.t. del controllore PID

$$G_c(s) = P \cdot \left(\frac{s^2 D + s + I}{s} \right)$$

Affinché sia fisicamente realizzabile si introduce, nell'azione derivativa, un polo per cui la f.d.t. risulta

$$G_c(s) = P \cdot \frac{s^2 D + s + I}{s \cdot (1 + dDs)} \quad \text{con } d < 1$$

Metodo del ciclo estremo o di Ziegler-Nichols

La procedura è la seguente:

- 1) si mette in marcia l'impianto escludendo l'azione derivativa e ponendo l'azione integrativa al suo valore minimo
- 2) si aumenta gradualmente il guadagno sul controller fino al valore che determina l'instabilità del sistema; in tale condizione si rilevano:
 - il valore del guadagno
 - la durata del periodo delle oscillazioni del sistema

3) se è presente la sola azione proporzionale si pone:
 $P = 0,5 \cdot G_{Es}$ $G_{Es} \rightarrow$ guadagno in condizioni estreme

se l'azione regolatrice deve essere di tipo PI si pone:
 $I = \frac{1,2}{T_{Es}}$ (min^{-1}) $T_{Es} \rightarrow$ periodo delle oscillazioni in condizioni estreme

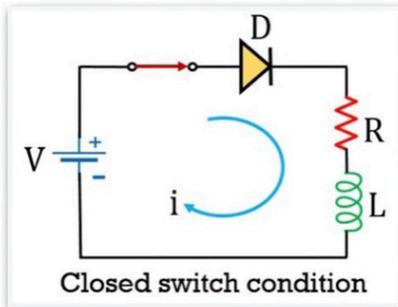
$$P = 0,45 \cdot G_E$$

se l'azione regolatrice deve essere di tipo PID si pone:
 $I = \frac{2}{T_{Es}}$ (min^{-1}) $D = \frac{T_{Es}}{8}$ (min) $P = 0,6 \cdot G_{Es}$

DIODO DI FREEWHEELING

Definizione: Il diodo di ricircolo è usato per proteggere il circuito da danni insoliti causati dalla riduzione improvvisa della corrente che scorre attraverso il circuito.

Il diodo di Freewheeling funziona nello stesso modo di un diodo tradizionale, ovvero conduce in condizioni di polarizzazione diretta, ma non conduce in condizioni di polarizzazione inversa.



Si consideri il circuito indicato di fianco:

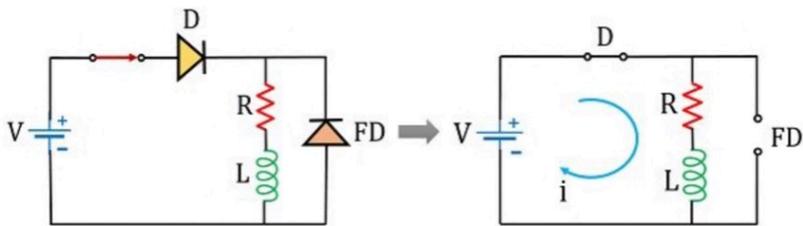
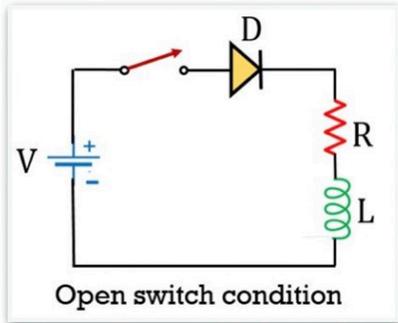
Come si può vedere, il circuito è composto da un diodo, un interruttore e un carico RL. Ad esso è fornita anche una tensione di alimentazione V .

Una volta che l'interruttore si chiude, a causa della tensione applicata, il diodo nel circuito viene polarizzato direttamente e la corrente inizia a scorrere attraverso il carico RL.

Sappiamo che un induttore, quando viene percorso da corrente, produce un campo magnetico.

Ma come l'interruttore nel circuito viene aperto, si avrà un'interruzione del flusso di corrente attraverso il circuito. Questo causerà il collasso del campo generato in precedenza.

E secondo la legge di Lenz, questo campo fa circolare nel circuito una corrente in direzione opposta, portando così alla produzione di potenziale negativo sull'induttore. Questo potenziale è noto come tensione Flyback, che porta alla circolazione di un'elevata corrente nel circuito che può danneggiare i dispositivi nel circuito.



Quando la tensione applicata al diodo di ricircolo è nella direzione di conduzione (polarità diretta), il diodo si comporta come un diodo normale, permettendo il flusso di corrente attraverso di esso. Tuttavia, quando la tensione si inverte (polarità inversa), il diodo blocca la corrente nella direzione opposta.

La caratteristica distintiva di un diodo di ricircolo è che, quando la tensione inverte la polarità, anziché bloccare completamente la corrente inversa, permette il passaggio di una piccola corrente controllata.

L'uso principale di un diodo di ricircolo è nella protezione dei circuiti da sovratensioni. Quando si verifica una sovratensione, il diodo di ricircolo entra in conduzione, fornendo una via alternativa per la corrente inversa generata dalla sovratensione. Ciò aiuta a proteggere gli altri componenti del circuito dalla tensione dannosa.]

CONVERTITORI D.C.-A.C. A COMMUTAZIONE (INVERTER)

I convertitori che realizzano la conversione della forma d'onda della tensione da continua ad alternata, impiegando interruttori statici con commutazione controllabile come gli IGBT, sono denominati convertitori d.c.-a.c. a commutazione, noti anche col termine inverter.

Gli inverter hanno numerose applicazioni pratiche: vengono usati quando è necessario disporre di una sorgente di tensione alternata di cui si vuole regolare il valore ef- ficace, la frequenza o entrambi. Alcuni campi d'impiego degli inverter sono:

- 1) La regolazione della velocità, della coppia e del senso di rotazione dei motori in corrente alternata usati negli azionamenti elettrici;
- 2) La conversione in alternata dell'energia prodotta in continua da impianti di generazione dell'energia elettrica alimentati da fonti rinnovabili (impianti IAFR) che utilizzano generatori eolici o fotovoltaici;
- 3) L'alimentazione di carichi che devono funzionare anche in assenza della tensione di rete mediante gruppi di continuità statici UPS (Uninterruptible Power Supply);
- 4) Gruppi di refrigerazione e di condizionamento;
- 5) Conversione in alternata dell'energia trasmessa da sistemi di trasmissione in continua ad alta tensione HVDC (High Voltage Direct Current).

Gli inverter possono essere divisi in due categorie:

- 1) Inverter a tensione impressa VSI (Voltage Source Inverter), in cui l'ingresso d.c. dell'inverter è assimilabile a un generatore di tensione continua; sono quelli più usati ed è la configurazione a cui si farà riferimento nei paragrafi seguenti;
- 2) Inverter a corrente impressa CSI (Current Source Inverter), in cui l'ingresso d.c. dell'inverter è assimilabile a un generatore di corrente continua; vengono usati per l'azionamento di motori a.c. di elevata potenza e per la loro trattazione si rimanda a testi specialistici.
A loro volta gli inverter a tensione impressa possono essere suddivisi in:

- Inverter con modulazione a larghezza d'impulso o inverter PWM, in cui la tensione d.c. d'ingresso è costante e si controlla l'ampiezza e la frequenza della tensione d'uscita mediante la modulazione PWM degli interruttori statici dell'inverter; se si vuole ottenere una tensione d'uscita il più possibile sinusoidale, viene usato lo schema del PWM sinusoidale o metodo della sottoscillazione;

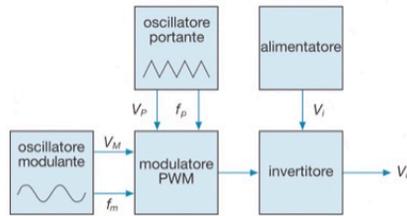
-Inverter a onda quadra, in cui per controllare l'ampiezza della tensione alternata d'uscita si effettua il controllo a monte della tensione continua d'ingresso, per cui con l'inverter si deve controllare solo la frequenza della tensione alternata d'uscita, la cui forma d'onda è simile a quella quadra;

-Inverter monofase con cancellazione della tensione, in cui la tensione d'ingresso è continua e costante e con l'inverter si controlla l'ampiezza e la frequenza della ten- sione d'uscita anche se gli interruttori statici non sono comandati con impulsi mo- dulati; questa tecnica può essere applicata solo a inverter monofase e la forma d'onda della tensione d'uscita è simile a quella quadra.

REGOLAZIONE DELLA TENSIONE E DELLA FREQUENZA NEGLI INVERTER

Metodo della sottooscillazione armonica

Lo schema di comando per un inverter generico è riportato di sotto:



Oltre all'inverter da comandare, nello schema a blocchi sono presenti:

- 1) un oscillatore che fornisce il segnale modulante, costituito da una tensione sinusoidale di ampiezza V_M e frequenza f_m pari alla frequenza dell'armonica fondamentale della tensione che si vuole ottenere in uscita; per il comando degli inverter trifase l'oscillatore modulante deve essere trifase, in modo da generare una terna di segnali sinusoidali di uguale frequenza e sfasati di 120° ;
- 2) un oscillatore che fornisce il segnale portante, costituito da una tensione alternata con forma d'onda triangolare, ampiezza V_p e frequenza f_p maggiore dell'onda modulante; dal suo valore dipende la frequenza di commutazione dell'inverter;
- 3) un alimentatore di tensione costante V_i (tensione d'ingresso) che può essere costituito, nel caso di alimentazione dalla rete di distribuzione, da un ponte raddrizzatore non controllato;
- 4) un modulatore PWM che deve confrontare, istante per istante, i valori del segnale modulante e di quello portante e inviare i comandi di commutazione all'inverter.

Considerando come esempio un inverter monofase a presa centrale, il principio su cui si basa il controllo PWM, desumibile dai grafici indicativi di figura A2.71 a, b, è il seguente:

- negli istanti in cui i valori del segnale modulante e di quello portante sono uguali il modulatore invia il comando di commutazione all'inverter;
- negli intervalli in cui la tensione modulante è maggiore di quella portante l'inverter produce in uscita una tensione $V_u = + V_i$;
- negli intervalli in cui la tensione modulante è minore di quella portante l'inverter produce in uscita una tensione $V_u = - V_i$.

Si definisce **rapporto di modulazione d'ampiezza m_a** il rapporto tra il valore massimo della modulante e quello della portante:

$$m_a = \frac{V_M}{V_p}$$

Quando $V_M \leq V_p$ si ha $m_a \leq 1$, mentre se $V_M > V_p$ il rapporto diventa maggiore di 1 (*sovramodulazione*).

Si definisce **rapporto di modulazione di frequenza m_f** il rapporto tra la frequenza della portante e quella della modulante:

$$m_f = \frac{f_p}{f_m}$$

Essendo $f_p > f_m$ si avrà $m_f > 1$.