



Nequam sededere

Livio S. Orsini

Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)



PLC Forum

www.plcforum.it

Premessa

Questo manuale vuole essere un aiuto per chi vuole iniziarsi alle tecniche di regolazione ad anello chiuso. Gli argomenti sono trattati in modo pratico e con nozioni analitiche ridotte al minimo indispensabile. Nel secondo capitolo è analizzato il regolatore PID sia in modo pratico, sia in modo analitico; è stato dato ampio spazio ai regolatori PID perché sono i più diffusi nel campo industriale. Proprio per questo il terzo capitolo è stato dedicato all'analisi, in modo essenzialmente pratico, di alcune varianti dei regolatori PID, nella loro versione numerica e discretizzata nel tempo.

Nei capitoli che seguono sono descritte applicazioni che esemplificano come stabilire la migliore strategia per affrontare le varie tipologie applicative. In questo modo il lettore avrà le cognizioni di base necessarie ad effettuare le scelte, sia intenda progettare e realizzare il controllo, sia voglia acquistare un dispositivo presente sul mercato.

Dal terzo capitolo in poi tutti gli argomenti sono trattati in modo essenzialmente pratico. Per chi volesse approfondire gli argomenti si rimanda alla bibliografia essenziale allegata.

Il sesto capitolo è dedicato alla trattazione di applicazioni specifiche molto diffuse nel campo industriale.

Indice:

Introduzione

1. Regolazione ad anello chiuso (principi generali)
2. Regolatore Proporzionale, Integrabile, Derivativo (principi generali)
3. Regolatore P.I.D. discretizzato (tecnica digitale)
4. Feedforward
5. Altri regolatori
6. Applicazioni ed esempi



Noquam sededere

Livio S. Orsini

Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)



PLC Forum

www.plcforum.it

Introduzione

Da sempre, nell'evolversi della tecnologia, l'uomo ha ricercato forme più complesse e ricercate di regolatori automatici, in modo tale da ottenere prestazioni sempre più elevate.

Il primo controllo automatico moderno può essere considerato il regolatore centrifugo di Watt.

Nel momento in cui si scoprì **casualmente** che il generatore elettrico basato sull'anello di Pacinotti, la dinamo, era reversibile perché funzionava anche come motore, si aprì una nuova era nel campo dei regolatori.

Successivamente, in epoca più vicina a noi, iniziarono le regolazioni basate sugli amplificatori magnetici, circuiti elettronici con controllo analogico e, da ultimo per ora, con tecnologia numerica.

Ancora quaranta anni fa, nei sistemi industriali, le regolazioni di velocità usavano abbondantemente i sistemi Ward – Leonard. Chi scrive ha effettuato una sostituzione di un regolatore Ward – Leonard, con un più moderno regolatore elettronico, non più di dieci anni fa!

Nelle pagine seguenti saranno prese in considerazione, **prevalentemente**, le tecniche di regolazione che fanno uso della tecnologia numerica e le applicazioni concernenti le regolazioni di velocità posizione e temperatura.

Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

1 Regolazione ad anello chiuso

In concreto tutte, o quasi, le regolazioni si effettuano ad anello chiuso. In un regolatore ad anello chiuso la variabile da controllare (velocità, temperatura, ecc.) è misurata e confrontata con il valore di consegna, la differenza, od errore, è successivamente elaborata secondo un algoritmo prefissato; il risultato di quest'elaborazione costituisce il valore d'ingresso dell'attuatore.

La figura 1.1 esemplifica questo tipo di regolazione.

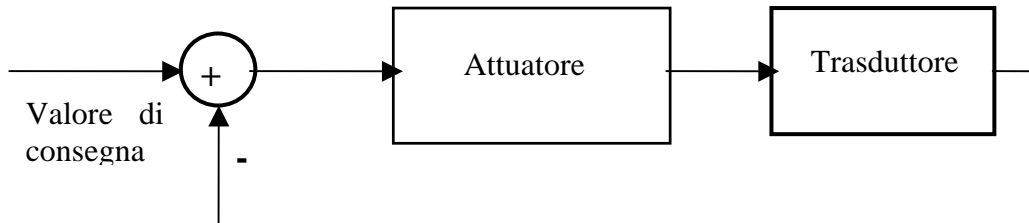


Fig. 1.1 Schema di principio di regolazione ad anello chiuso

I sistemi di controllo e regolazione dei motori in corrente continua, quelli che solitamente ed erroneamente sono denominati azionamenti (erroneamente perché l'azionamento è costituito dal motore, dal trasduttore e dal convertitore) hanno un'architettura simile.

Il valore di consegna della velocità è costituito dal potenziometro di riferimento o da altro segnale analogico, la velocità è misurata tramite una dinamo tachimetrica, all'interno del convertitore si effettua il confronto tra i due valori, l'errore è processato con un algoritmo di tipo Proporzionale, Integrativo e, a volte, derivativo. Quest'algoritmo è composto di tre parti: proporzionale, così detta perché il suo effetto è proporzionale all'errore; Integrativa, perché produce in uscita una correzione che rappresenta l'integrale dell'errore nel tempo; Derivativa perché genera una correzione che è funzione della derivata prima dell'errore.

Non tutti i sistemi di controllo ad anello chiuso fanno uso di un algoritmo di tipo P.I.D.; con la comparsa sul mercato di DSP, micro processori, micro controllori ad **alte prestazioni e relativamente basso costo**, si sono diffusi i regolatori basati sul modello matematico del processo o della variabile da controllare. Questa tipologia di regolazione permette di ottenere, in alcuni casi, regolatori maggiormente performanti, con metodologie di taratura automatiche (auto tuning). Le prestazioni migliori sono pagate con l'obbligo di adottare componentistica più costosa, rispetto ad un regolatore tradizionale, e con tempi di sviluppo e progettazione più lunghi.

Per alcuni processi, come il controllo di temperatura od il riconoscimento automatico di forme, sono impiegati con ottimi risultati regolatori basati sulla logica fuzzy.

Questo tipo d'algebra è stato teorizzato alla fine degli anni cinquanta da Ziadeh. Per molti anni è rimasta confinata nell'ambito della ricerca universitaria; alla fine degli anni ottanta, con l'esplosione delle prestazioni a basso costo dei processori, finalmente è stato possibile passare alla fase pratica.

Alcune case, come Neuralogic, hanno sviluppato processori "ad hoc" per logica fuzzy, altri come Siemens e Motorola, hanno sviluppato compilatori software per applicare le regole fuzzy a processori tradizionali.

In questa trattazione non saranno esaminati sistemi impieganti regolatori con tecnologia fuzzy.

Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

2 Regolatore Proporzionale, Integrativo, Derivativo (P.I.D.)

Il regolatore detto PID rappresenta, quasi certamente, il modo più usato per effettuare le regolazioni ad anello chiuso. Esaminiamo i principi generali di un regolatore PID di tipo convenzionale, con tecnica analogica.

2.1 Il regolatore PID: generalità

Questa tipologia di regolatore è senza dubbio la più usata e conosciuta.

Molto spesso dei tre elementi che costituiscono il regolatore s'impiegano solo le parti Proporzionale e Integrata.

Per chiarire meglio i fondamenti di questa tecnica di regolazione usiamo un semplice esempio.

Supponiamo di dover regolare la velocità di un piccolo motore elettrico.

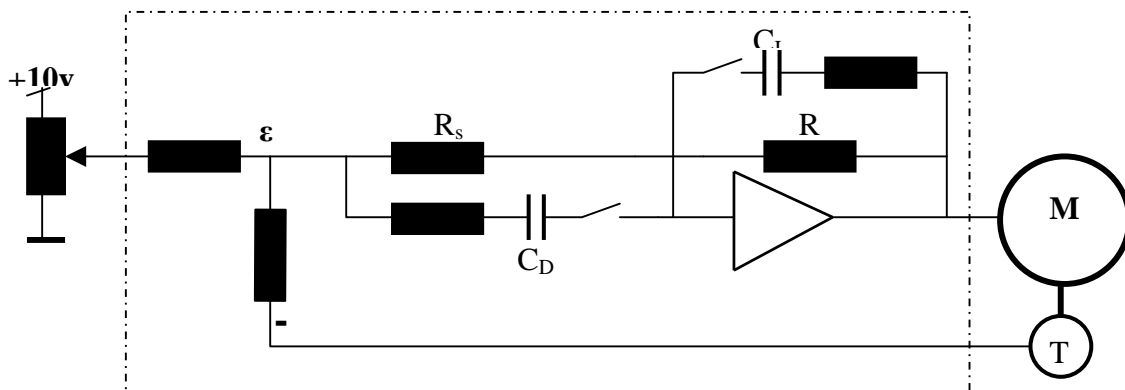


Fig. 2.1.1. Regolatore PID: schema di principio

La figura 2.1.1. schematizza una semplice configurazione di **principio** per la regolazione della velocità di un motore con configurazione Proporzionale, Integrata, Derivativa.

Per comodità supponiamo che il motore sia in c.c. a magneti permanenti. La costante d'armatura corrisponda a 41,66 rpm. per volt, così da avere 1000 rpm @ 24v.

La costante di tachimetrica corrisponde a 10 mV per 1 giro/min., così da avere 10v @ 1000 r.p.m..

Il guadagno della parte proporzionale del sistema è stabilito dal rapporto R / R_s ; per comodità poniamo $R_s = 1$.

2.2 Regolazione Proporzionale

Apriamo gli interruttori, in modo da escludere l'azione integrale e derivativa, impostiamo $R = 10$, poniamo $I_n = 10v$. Ora misuriamo il valore di Tch: il nostro voltmetro indicherà un valore vicino a 8.05v. Solo lo 80% del valore di consegna! Perché? Semplice con un guadagno di 10 sono necessari 1.95v all'ingresso del nostro amplificatore per ottenerne 19.5 in uscita che, con la costante d'armatura del nostro motore, corrispondono a circa 805 r.p.m. (gli scettici possono provare a costruirsi una tabella calcolando la variazione d'uscita e gli errori corrispondenti). Errori più grandi darebbero luogo a velocità maggiori, valori d'errore minori produrrebbero una velocità inferiore; in ogni caso questi valori non permetterebbero l'equilibrio del sistema.

Un simile errore di velocità non è ammissibile. La prima idea che ci suggerisce il fenomeno è aumentare il guadagno fino a raggiungere un errore trascurabile. Purtroppo, nella quasi totalità dei casi, non è possibile perché il sistema diventa instabile (basta richiamare alla memoria i criteri di stabilità secondo Bode o Nyquist).

Il sistema pratico per tarare la parte proporzionale di un regolatore PID prevede proprio l'esclusione delle parti Integrata e Derivativa; indi si eccita il sistema con un gradino di riferimento in ingresso, la cui ampiezza è pari a circa il 10% del valore massimo; si osserva, per mezzo di un oscilloscopio, il comportamento in uscita; si accresce il guadagno fino ad osservare fenomeni d'instabilità; si riduce il guadagno di circa il 10%. Nel caso in esame, per esempio, si potrebbe notare un inizio d'instabilità



Nequam sedolere

Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

(sovra elongazione od overshoot accentuato) con guadagno pari a 20; ridurremo quindi, per ragioni di sicurezza di funzionamento, a circa 18.

La figura 2.1.2 esemplifica la risposta in funzione del guadagno. La linea nera rappresenta il segnale d'ingresso; le linee colorate rappresentano il comportamento dell'uscita in funzione del guadagno.

Provare a verificare l'errore risultante con guadagno pari a 18.

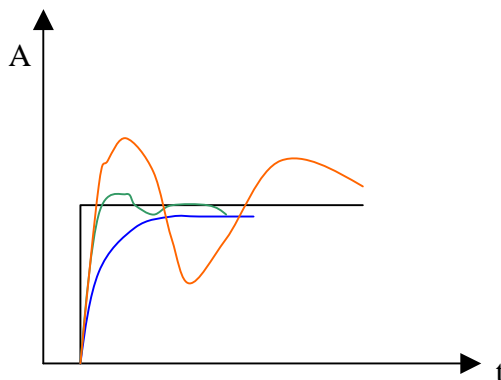


Fig. 2.1.2. Risposta in funzione del guadagno

2.3 Regolazione Integrale

Per riportare l'errore a valori prossimi allo zero s'introduce la componente Integrativa o Integrale.

Analiticamente l'azione integrale corrisponde all'espressione $I = K_I \int_0^{\infty} \epsilon \delta t$.

Variando i valori del condensatore e/o della resistenza si varia il **tempo d'integrazione**.

Definiamo il tempo d'integrazione. Il tempo d'integrazione corrisponde al tempo impiegato dall'azione integrale, **con errore costante**, ad eguagliare la correzione proporzionale. Ammettiamo, per esempio, che nel nostro sistema si sia raggiunto il punto d'equilibrio con $G_p = 10$ ed errore $e = 8$, quindi l'uscita del regolatore è pari a 80. Ora inseriamo l'azione integrale, **senza sommare il suo effetto all'azione proporzionale**, in questo modo l'errore non varia. Misuriamo il valore dell'integrale, il tempo che intercorre tra l'apertura dell'interruttore ed il raggiungimento del valore di 80, è il **tempo d'integrazione**.

La prima osservazione che possiamo fare è che modificando il guadagno proporzionale, automaticamente si cambia il tempo d'integrazione. Il legame è biunivoco. Se raddoppio il guadagno raddoppia anche il tempo d'integrazione. Per alcuni questo fatto è di capitale importanza, tanto da costruire regolatori, in cui ad ogni variazione di guadagno proporzionale corrisponde un'analogia, ed inversa, variazione del tempo d'integrazione. Per altri, tra cui lo scrivente, questa corrispondenza non ha nessun'importanza; si considera un'inutile complicazione legare tra loro le due costanti (provare a tarare un PI così costruito e vi accorgete di quanto sia faticoso).

La procedura pratica per tarare il nostro regolatore prevede che, dopo aver tarato la parte proporzionale, si aggiusti il tempo d'integrazione con una procedura analoga.

Si parte con un tempo d'integrazione elevato (condensatore grande), si eccita il sistema con un gradino d'ingresso d'ampiezza pari a circa il 10% del valore massimo, si osserva il comportamento del sistema, si riduce progressivamente il tempo d'integrazione fino all'insorgere dei primi fenomeni d'instabilità, per sicurezza si aumenta il tempo d'integrazione di circa il 10%.

A questo punto possiamo considerare ottimizzato il nostro regolatore PI.

L'effetto che la componente integrale ha avuto sul sistema di regolazione, è stato l'annullamento dell'errore. Quest'effetto **non è gratuito**, è pagato con un rallentamento dei tempi di risposta dell'intero sistema. In altri termini mentre l'azione proporzionale è quasi istantanea, l'azione integrale agisce con un ritardo proporzionale al tempo d'integrazione.

A regime, nel regolatore usato come esempio, la componente integrale avrà raggiunto un valore pari al valore di consegna, la componente proporzionale sarà azzerata come l'errore. Questo in teoria, in pra-



Nequam sedolere



tica l'elemento proporzionale, di un sistema ben ottimizzato, assume un valore piccolo, diverso da zero, con continue variazioni di livello, perché compensa parzialmente gli errori istantanei. Analiticamente si può notare che una regolazione di tipo PI introduce un polo nell'origine che annulla l'errore statico. Introduce anche uno zero $Z_0 = - (1/T)$, che ha proprietà stabilizzatrici.

2.4 Azione derivativa

Per ottenere una risposta più rapida si può introdurre una compensazione basata sulla componente derivativa dell'errore.

Analiticamente l'azione derivativa si può descrivere con $D = K_D \cdot \frac{\delta \epsilon}{\delta t}$.

L'azione pratica del derivatore è introdurre un fattore di correzione basato sulla tendenza dell'errore. In pratica se l'errore tende a diminuire la correzione sarà diminuita, mentre se l'errore tende ad aumentare la correzione sarà aumentata. Quest'azione rende il comportamento del regolatore più pronto, in pratica andrà a regime più velocemente, ma lo rende anche meno stabile. L'introduzione ed il dosaggio dell'elemento derivativo è sempre un'operazione delicata; l'ottimizzazione del regolatore richiede sempre una buona sensibilità per trovare il giusto compromesso tra velocità di risposta e "nervosismo"; è intuitivo che un'azione derivativa comporta anche un'amplificazione di tutte le variazioni della variabile da controllare.

La regola pratica, per l'ottimizzazione di un regolatore P.I.D., prevede l'esclusione della parte derivativa, fino al raggiungimento del miglior risultato per le parti proporzionale e integrativa. Si procederà poi ad inserire ed aumentare gradualmente l'influenza della parte derivativa, osservandone l'effetto sulla risposta al gradino. La prudenza vuole, che il fattore di smorzamento ξ dell'intero sistema, non scenda al disotto del fatidico $\xi = 0.707 = \frac{1}{\sqrt{2}}$; valore che rappresenta il limite tra la rapidità di risposta e la stabilità.

2.5 Considerazioni finali

Terminiamo questa breve panoramica sui regolatori P.I.D. con l'introduzione di uno schema a blocchi generalizzato e della relativa funzione di trasferimento.

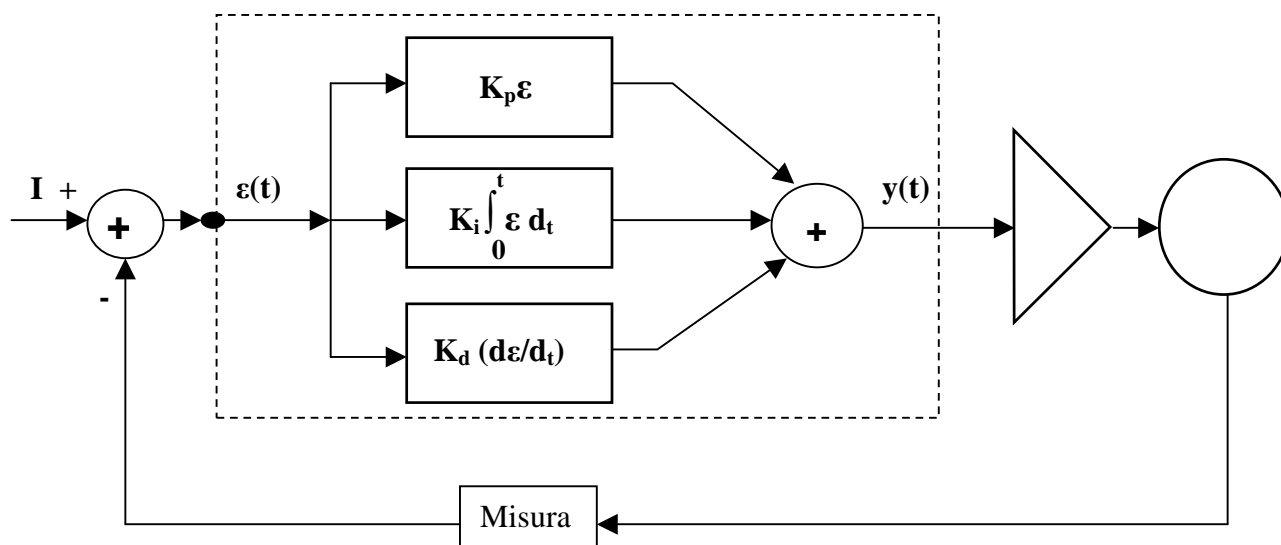


Fig. 2.5.1 Schema a blocchi di regolatore P.I.D.

La figura 2.5.1 schematizza i blocchi che compongono una generica funzione P.I.D., la cui funzione di trasferimento, nel dominio di "s", sarà:



Nequam sededere



$$F(s) = \frac{K_p}{T_1 + T_2} * \frac{(1 + sT_1) + (1 + sT_2)}{s} \quad [2.5.1]$$

dove:

$$T_1 * T_2 = \frac{T_r \pm \sqrt{T_r^2 - 4T_a * T_r}}{2} \quad [2.5.2]$$

$$T_r = \frac{K_d}{K_i} \quad [2.5.3]$$

$$T_a = \frac{K_i}{K_d} \quad [2.5.4]$$

T_r è il tempo di ritardo e T_a è il tempo di anticipo. ¹

Nel prossimo capitolo si prenderanno in esame una serie di regolatori P.I.D. impieganti tecnologia numerica.

¹ Di seguito alcuni titoli che possono fornire maggiori ragguagli teorici: "Lezioni di elettronica industriale" di G. Giaccagli, "Controlli automatici" di E. Volta, "Controllo dei processi" di Marsili-Libelli.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

3 Regolatori discretizzati

In questo capitolo sarà analizzata la tecnica per implementare un regolatore P.I.D. discretizzato; saranno esaminati anche gli accorgimenti pratici che permettono di ottenere buoni risultati applicativi.

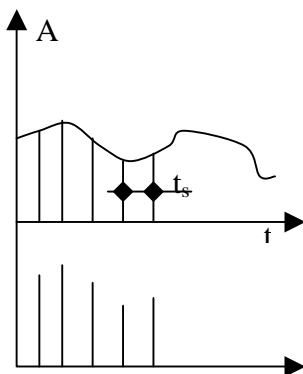
Nel capitolo precedente abbiamo esaminato un regolatore impiegante la classica tecnologia analogica. Questo tipo di regolatore è ancora ben presente sul mercato; sono ancora prodotti e venduti numerosi dispositivi che impiegano esclusivamente tecnologia analogica. Questi prodotti funzionano egregiamente con prestazioni che, in alcuni casi, sono anche migliori dei regolatori che impiegano tecnologia numerica. Il maggior limite di un regolatore analogico è la difficoltà delle operazioni d'ottimizzazione, e la non ripetibilità delle medesime.

Ipotizziamo di dover ottimizzare una serie di regolatori tutti uguali; nel caso di regolatori numerici sarà sufficiente ottimizzare il primo, annotarsi i coefficienti numerici e scrivere i medesimi in tutti gli altri regolatori. Nel caso di regolatori analogici le ottimizzazioni si ottengono modificando il valore di resistori e condensatori, per le variazioni grossolane, ed aggiustando il cursore di potenziometri per regolazioni fini. E' abbastanza evidente la diversa difficoltà delle due operazioni. Addirittura molti regolatori basati su tecnologia numerica prevedono funzioni auto ottimizzanti.

Inoltre, con le tecniche numeriche ed i moderni dispositivi di elaborazione, è possibile implementare regolatori con funzioni complesse e sofisticate che permettono di raggiungere prestazioni elevate.

3.1 Criteri generali dei regolatori discretizzati nel tempo.

Un regolatore analogico, come quello analizzato in precedenza, lavora in modo continuo nel tempo. In altri termini la regolazione fluisce senza soluzione di continuità. Al contrario, un regolatore con tecnica numerica, funziona in modalità campionata.



La figura a lato esemplifica il campionamento di una variabile continua nel tempo. Con un tempo pari a t_s sono prelevati n campioni. L'ampiezza di ogni campione, debitamente convertita in un valore numerico, sarà successivamente elaborata.

Il primo quesito da risolvere è il numero di campionamenti per secondo o, se preferite, il periodo di campionamento. Il teorema di Shannon ci può aiutare a stabilire il periodo di campionamento.

Il sopraccitato teorema stabilisce che si può riprodurre un segnale sinusoidale, avente frequenza "f" campionandolo con numero di campioni per secondo "N" dove $N > 2f$. Presumendo di riprodurre un segnale avente come mas-

sima frequenza 2000 Hz, dovremo effettuare almeno 4001 campioni ogni secondo. Con questo numero di campioni è possibile riprodurre qualsiasi forma di segnale, purché il contenuto armonico non superi i 2000 Hz. Un altro parametro da considerare è che il tempo di campionamento deve **essere rigorosamente costante**. Qualsiasi variazione del tempo di campionamento (fenomeno conosciuto anche con il nome di jitter) produrrà un disturbo sulla variabile controllata. Per esempio se si controlla una velocità, ed il tempo di campionamento non è costante, la velocità sarà affetta da variazioni dipendenti dall'errore del periodo di campionamento. Molti, quando affrontano l'analisi di un sistema discreto, commettono l'errore di applicare le medesime regole di un sistema continuo. L'errore è motivato dal fatto che, essendo il tempo di campionamento talmente veloce rispetto alla variabile da controllare, si possa considerare il controllo come continuo nel tempo. Dal punto di vista del tempo l'approssimazione è plausibile, ma ci si dimentica che la conversione è effettuata su di un numero fini-



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

to di bit, pertanto il processo non può essere considerato continuo. Chi volesse approfondire l'argomento può consultare testi specifici come "Digital controls using microprocessor" (autore Katz), è un po' vecchio ma è sempre valido.

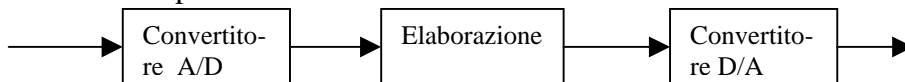


Fig. 3.1 Catena di elaborazione di un processo quantizzato

La figura 3.1 schematizza la catena d'elaborazione di un processo discreto nel tempo. L'architettura è valida anche nel caso in cui la variabile d'ingresso non sia un segnale analogico. Ammettiamo di leggere il valore di un contatore che rappresenta una frequenza od una posizione. Il contatore sarà letto con periodo costante. Il medesimo ragionamento può essere fatto per la variabile d'uscita. Caso abbastanza comune è l'aggiornamento del set point di velocità di un motore tramite bus di campo o linea seriale veloce. L'aggiornamento dovrà essere effettuato con periodo costante ed il bus di campo non dovrà introdurre ritardi apprezzabili. Per esempio se il tempo di campionamento è pari a 10 msec. Il ritardo introdotto dal bus di campo non dovrà superare i 10 microsec. Il ritardo introdotto dal bus di campo, può anche essere maggiore, ma **deve essere rigorosamente costante!**

3.2 Regolatore P.I.D.

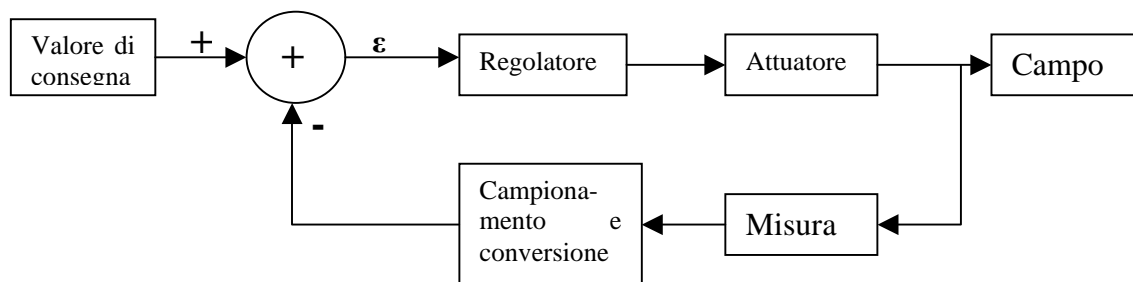


Fig. 3.2.1 Schema a blocchi di un regolatore discretizzato

La figura 3.2.1 riprende lo schema di principio della figura 1.1 ed introduce il campionamento della misura della variabile controllata.

La figura 2.5.1 schematizza un regolatore P.I.D. continuo nel tempo e la formula 2.5.1 ne rappresenta la f.d.t. (funzione di trasferimento). Analogamente possiamo rappresentare un blocco funzionale P.I.D. con regolazione campionata.

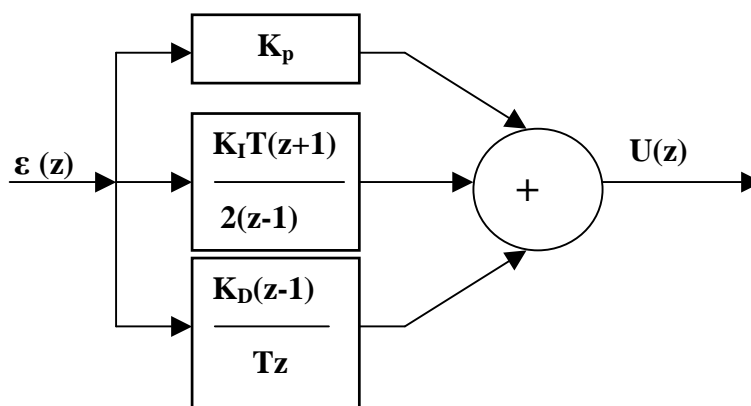


Fig. 3.2.2 Regolatore P.I.D. discretizzato



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

Osservando lo schema a blocchi raffigurato si nota un nuovo operatore: l'operatore "z". Per una trattazione teorica si rimanda ad uno dei testi citati in precedenza od alla bibliografia essenziale riportata in appendice. Per i nostri scopi è sufficiente sapere che:

$$ts = z^{-1} \text{ dove } ts \text{ è il tempo di campionamento.}$$

Di seguito si costruirà, passo passo, un regolatore P.I.D. con tecnica numerica e campionamento. Supponiamo, per comodità, che il valore di consegna sia espresso in forma numerica e, sempre per comodità, supponiamo che l'uscita del nostro regolatore sia convertita in un segnale analogico. Questo segnale analogico sarà inviato come riferimento ad un attuatore. Sempre per comodità supponiamo di voler realizzare un anello di velocità con regolazione digitale. Dovremo disporre di un alimentatore di potenza regolabile, dispositivo che normalmente è denominato convertitore, di un motore in c.c., di un trasduttore di velocità, e di un apparato hardware su cui implementare la nostra regolazione. Sempre per semplicità supponiamo che il trasduttore di velocità sia una dinamo tachimetrica (in seguito affronteremo anche applicazioni con encoder); il nostro dispositivo d'elaborazione può essere un PLC, una scheda con microcontrollore, un PC dotato d'interfacce A/D e D/A, insomma non è importante il tipo di hardware impiegato; è importante, invece, che il nostro dispositivo sia dotato di convertitore A/d e D/A con risoluzione e velocità di conversione sufficienti e, naturalmente, che il nostro processore sia in grado di effettuare l'elaborazione dell'algoritmo in tempo utile.

3.2.1 Esempio di regolatore di velocità con P.I.D. numerico

Cominciamo con lo stendere le specifiche generali del nostro sistemino.

1. Motore: motore in c.c., magneti permanenti, Tensione d'armatura $V_a = 200v$, Velocità nominale 3000 r.p.m. @ 200v di V_a
2. Dinamo tachimetrica con tensione d'uscita normalizzata per 10v/3000 r.p.m.
3. Convertitore: tipo chopper a transistor in grado di fornire la tensione di 200v con tensione di riferimento pari a 10v
4. Sistema d'elaborazione digitale dotato d'interfaccia HMI (Human Machine Interface) per inserire direttamente: il valore di velocità richiesto, i parametri di taratura del regolatore. Interfaccia A/D e D/A, con convertitori a 12 bits per ingresso (A/D), e uscita (D/A) previsti per tensioni di +/-10v, equivalenti a 2047 campionamenti positivi e 2047 negativi. Tempo di conversione dell'A/D <100 microsec. Elaborazione con virgola mobile, interrupt legato al timer di sistema con risoluzione pari ad 1msec.
5. Errore di regolazione <0.5% del fondo scala

E' evidente che una regolazione digitale di velocità, che impieghi come trasduttore di misura una dinamo tachimetrica, ha poco senso, ma a noi serve per scopi didattici.

Dall'analisi della mini specifica, si devono notare alcuni particolari relativi al sistema di controllo digitale:

1. La richiesta di virgola mobile: anche se l'errore di regolazione ammesso equivale a 10 volte la risoluzione del convertitore, è comunque necessario evitare che frazioni di count si accumulino e, con il trascorrere del tempo, possano raggiungere valori non trascurabili.
2. La richiesta di un timer di sistema, con risoluzione di almeno 1 msec., cui legare l'interrupt di regolazione, è necessaria per evitare eventuali jitter.
3. Si richiede un tempo massimo di conversione per l'A/D, non è specificato un tempo massimo per il D/A perché di regola sono molto più veloci.
4. i 4096 campionamenti totali (2047 + 2047+gli zeri) garantiscono una risoluzione pari allo 0.05% del fondo scala che più che sufficiente per le prestazioni richieste.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

Per prima cosa dobbiamo stabilire il periodo di campionamento, in altre parole ogni quanto tempo viene effettuata la regolazione, “ z^{-1} ”. Bene l’unico criterio di scelta è la velocità con cui la variabile da controllare può variare. Per controllare la temperatura di un locale di 300 m^3 , per esempio, il tempo di campionamento sarebbe dell’ordine dei minuti; dovendo controllare la velocità di un motore elettrico a magneti permanenti bisogna pensare in termini di msec.

Per il nostro esempio stabiliamo un periodo di 10 msec. Quasi certamente l’anello di velocità del convertitore chopper sarà più veloce, 10 msec. sono più congrui ad un convertitore a SCR, funzionante con rete elettrica a 50Hz, ma per il nostro scopo possiamo ritenerlo un tempo adeguato. E’ utile sapere, magari solo per curiosità, che un convertitore a SCR degno di questo nome, alimentato con rete trifase a 50Hz, se ben ottimizzato può far variare la corrente d’armatura ogni 3.3 msec., pertanto il suo anello di velocità è in grado di rispondere in un tempo di circa 10 msec; l’anello di velocità di un buon chopper a transistori è in grado di rispondere in tempi inferiori ai 3 msec.

Stabilito il tempo di campionamento bisogna verificare che il nostro sistema sia in grado di rispettarlo. Consideriamo di effettuare la regolazione con un PLC di vecchia generazione, non molto veloce; questo dispositivo impiega 8-9 msec. solo per elaborare la regolazione; bene o il dispositivo è impiegato **solo** per questa regolazione, oppure si sceglie un dispositivo diverso!

Sempre per evitare disturbi (variazioni) di regolazione è necessario che non solo la misura avvenga ad intervalli costanti, ma anche l’aggiornamento dell’uscita avvenga ad intervalli costanti. Il tempo d’elaborazione non sarà sicuramente costante, pertanto si usano alcuni accorgimenti per rendere costante l’aggiornamento dell’uscita; il metodo più semplice consiste nel ritardare l’aggiornamento dell’uscita di un ciclo. In altri termini si legge la misura, si aggiorna l’uscita con il frutto dell’elaborazione precedente, si procede ad una nuova elaborazione e si memorizza il risultato. Questo comporta in ulteriore blocco z^{-1} inserito nella catena di regolazione, ma l’influenza pratica di questo ritardo è nulla.

La nostra regolazione potrà essere schematizzata nel modo seguente.

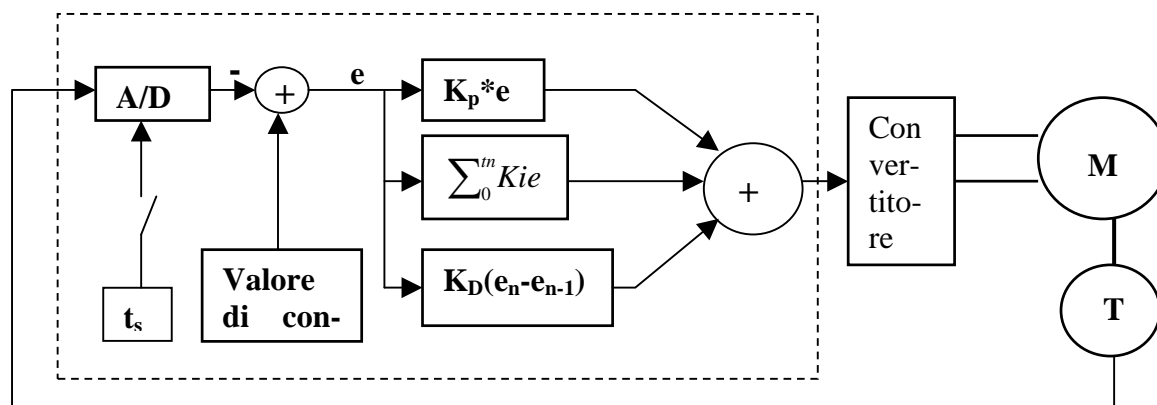


Fig. 3.2.1.1 Schema a blocchi del regolatore di velocità

Analizziamo ora lo schema a blocchi della regolazione com’è raffigurato. Il periodo t_s è posto a 10 msec., quindi ogni 10 msec. si legge il valore di velocità convertito dall’A/D Converter, si somma algebricamente con il valore di consegna ricavandone l’errore. L’errore sarà un numero compreso tra 0 e 2047, di segno positivo o negativo.

L’errore così ottenuto sarà elaborato dai tre blocchi, i tre risultati sommati, convertiti in un livello analogico di tensione, ed inviati come riferimento al convertitore.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

Affinché il regolatore sia effettivamente funzionante mancano ancora alcuni particolari che saranno aggiunti; per il momento analizziamo le tre componenti della regolazione.

La prima componente è la parte proporzionale. L'errore è moltiplicato per un coefficiente K_p che può assumere qualsiasi valore. Ovviamente, facendo uso di aritmetica a virgola mobile, il suo valore può essere minore di uno senza perdere di efficacia.

Per ottimizzare il regolatore poniamo a zero i coefficienti K_i e K_D , aumentiamo gradatamente il valore di K_p ed osserviamo la risposta al gradino; tutto come per il regolatore analogico, ovviamente invece di cambiare il valore di una resistenza, si scriverà un numero tramite l'interfaccia HMI ed è già una notevole semplificazione.

Prima di passare all'ottimizzazione delle altre due parti vediamo come sono costituite.

L'integratore.

Un integratore è fondamentalmente un sommatore. Vediamo ora come può essere meccanizzato un simile dispositivo.

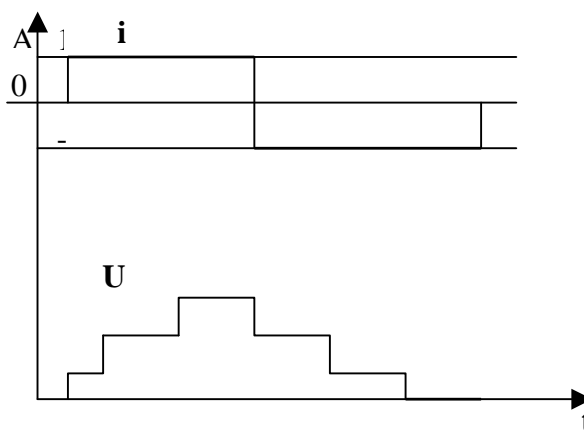
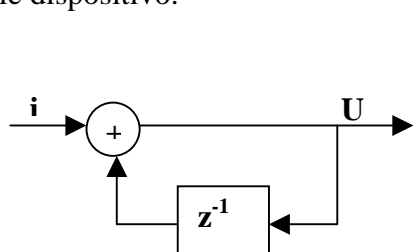


Fig. 3.2.1.2.a Integratore semplice

Fig. 3.2.1.b Andamento ingresso – uscita dell'integratore

La figura 3.2.1.a schematizza un integratore semplice mentre la figura 3.2.1.b esemplifica la funzione di trasferimento del medesimo. Ad ogni periodo di campionamento il valore in uscita equivale al valore d'ingresso sommato al precedente valore d'uscita. Con il tempo di campionamento uguale a 10 msec., ogni 10 msec sarà effettuata la somma tra il valore di in ingresso ed il precedente valore memorizzato.

Aumentando o diminuendo il coefficiente K_i si diminuirà o si aumenterà il tempo d'integrazione (c.f.r. 2.3).

Il derivatore.

Per ricavare la derivata si effettua il confronto tra il valore di due differenziali contigui.

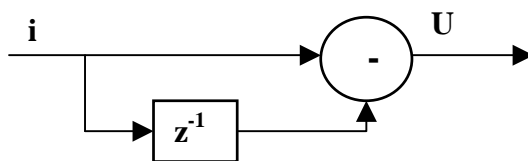


Fig. 3.2.2 Schematizzazione del differenziatore



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

Similmente all'integratore, il differenziatore confronta il valore attuale della variabile, con il valore della medesima riferito al precedente campionamento; la differenza tra i due valori rappresenta la derivata prima della variabile. Con il periodo di campionamento corrispondente a 10 msec., ogni 10 msec. si effettuerà la differenza tra il valore attuale e la memoria del valore del campione precedente. Il coefficiente K_D varia l'influenza della derivata sulla globalità della regolazione.

Prima di scrivere la funzione di esempio, tramite uno pseudo codice "C", saranno introdotti alcuni blocchi che, sebbene non siano parte integrante della funzione, sono indispensabili per un corretto funzionamento pratico.

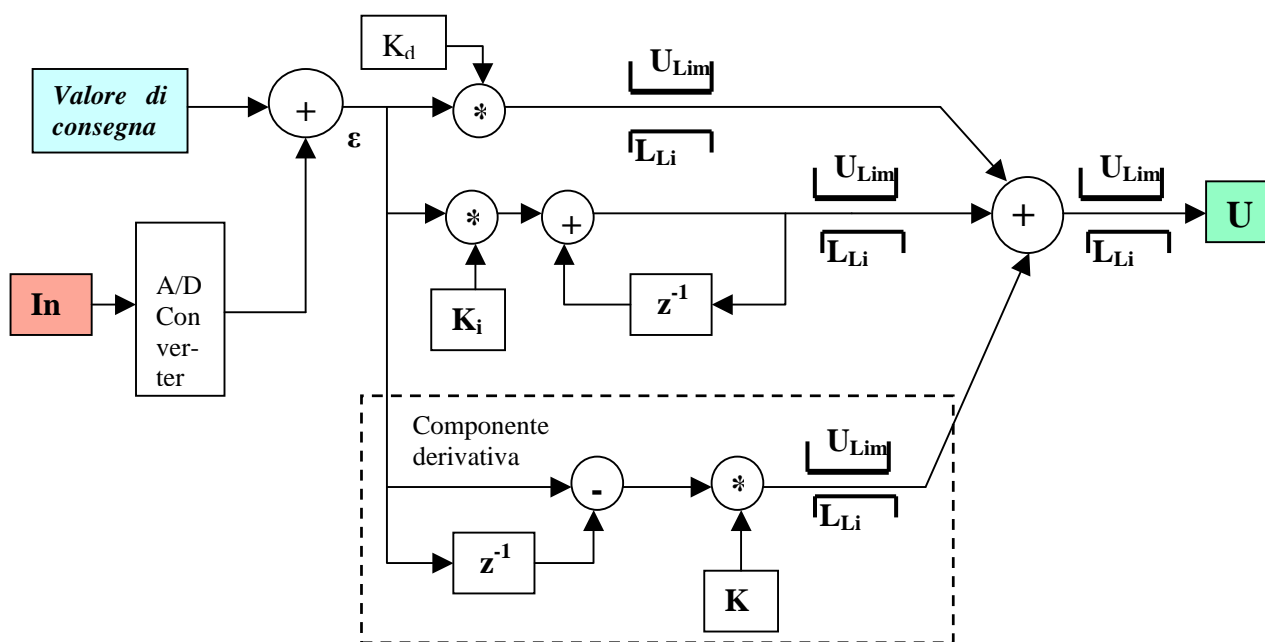


Fig. 3.2.3 Schematizzazione del regolatore P.I.D. discretizzato

Analizzando i blocchi che compongono il regolatore schematizzato in figura 3.2.3, si notano i quattro limitatori posti all'uscita delle tre componenti, ed all'uscita del regolatore stesso. Il limitatore finale, deve impedire che il livello dell'uscita del regolatore superi o il valore massimo previsto per il convertitore D/A, o per l'ingresso di riferimento dell'attuatore.

Di seguito è riportato un regolatore scritto in pseudo codice "C", in modo da svincolare l'applicazione dalla piattaforma Hardware.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

3.2.2 Funzione d'esempio in pseudo "C"

```
int PID (int val_cons)
```

```
{
```

```
/*La funzione PID è richiamata dall'interrupt del timer di sistema; la chiamata avviene ogni 10 msec., pertanto  $z^{-1} = 10$  msec. La funzione PID riceve un valore intero che rappresenta il valore di consegna "val_cons", la funzione restituisce un valore intero "DA_conv" che rappresenta il valore di riferimento per l'attuatore.
```

```
Le variabili:
```

```
float Upper_P_limit, Upper_I_limit, Upper_D_limit, Upper_Total_limit
```

```
float Lower_P_limit, Lower_I_limit, Lower_D_limit, Lower_Total_limit
```

```
float Kp, Ki, Kd
```

```
sono globali; sono introdotte e modificate tramite interfaccia HMI
```

```
*/
```

```
static int AD_Conv = 0; /*Lettura convertitore A/D: acquisisce la variabile di ingresso*/
```

```
static int DA_Conv = 0; /*Scrittura convertitore D/A: scrive la variabile di uscita*/
```

```
static int error = 0; /*differenza tra valore di consegna e valore reale */
```

```
static int old_error = 0; /*differenza tra valore di consegna e valore reale @  $z^{-1}$  */
```

```
float P=0; /* componente proporzionale */
```

```
float I=0; /* componente integrale */
```

```
float D=0; /* componente differenziale */
```

```
float i_inst = 0; /* parte istantanea del processo di integrazione*/
```

```
float Out = 0; /* Totale regolazione */
```

```
error = val_cons - AD_Conv;
```

```
P = error * Kp;
```

```
if (P > Upper_P_Limit) P = Upper_P_Limit;
```

```
if (P < Lower_P_Limit) P = Lower_P_Limit;
```

```
if Ki > 0 {
```

```
    i_inst = error * Ki;
```

```
    I = I + i_inst;
```

```
    if (I > Upper_I_Limit) I = Upper_I_Limit;
```

```
    if (I < Lower_I_Limit) I = Lower_I_Limit; }
```

```
else
```

```
    I = 0;
```

```
if Kd > 0 {
```

```
    D = Kd * (error - old_error);
```

```
    old_error = error;
```

```
    if (D > Upper_D_Limit) D = Upper_D_Limit;
```

```
    if (D < Lower_D_Limit) D = Lower_D_Limit; }
```

```
else
```

```
    D = 0;
```

```
Out = P + I + D;
```

```
if ( Out > Upper_Total_limit) Out = Upper_Total_limit;
```

```
if (Out < Lower_Total_limit) Out = Lower_Total_limit;
```

```
DA_Conv = Out;
```

```
Return (DA_Conv);
```

```
}
```



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

La routine di gestione dell'interrupt, legata alla scadenza del System Timer, che richiama PID sarà simile a:

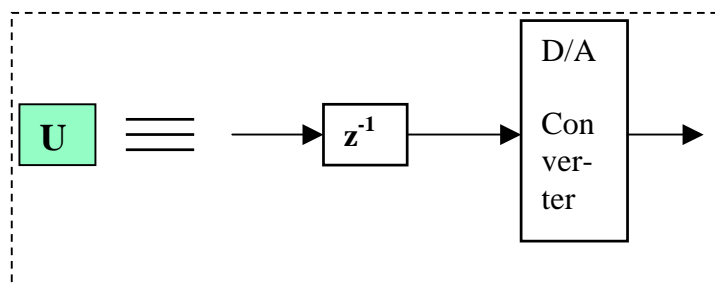
```
void RT_G()
{
    static int Out_DA = 0;      /*uscita D/A per riferimento)
    static int valore_di_consegna = 0;

    valore_di_consegna = act_val;
    Out_DA = act_ref_val;
    act_ref_val = PID(valore_di_consegna);
}
```

Come si può facilmente notare, alla scadenza del timer, con il solo ritardo dovuto alla latenza dell'interrupt, sono effettuate le seguenti operazioni:

1. aggiornamento del valore di consegna
2. aggiornamento del valore di riferimento con l'ultimo valore calcolato
3. chiamata della funzione di regolazione.

In questo modo si rispetta l'assunto che la lettura della variabile da controllare, e l'aggiornamento del comando per l'attuatore, **devono avvenire ad intervalli regolari.**



La figura a lato mostra l'equivalenza del blocco di uscita "U", con schema reale in cui è inserito un ritardo equivalente ad un campionamento. Scopo di questo ritardo, è sincronizzare l'aggiornamento del valore di riferimento per l'attuatore, con la lettura della variabile sotto controllo.

Considerazioni sui limitatori.

L'azione del limitatore finale è abbastanza evidente. Non ha scopo saturare il convertitore D/A con valori che eccedono il limite di conversione del medesimo. Anzi, per alcune piattaforme hardware, eccedere i limiti di conversione causa errori anche catastrofici; per esempio superando il massimo valore positivo, il segnale convertito risulta essere negativo. Infatti in un convertitore D/A binario i valori negativi equivalgono al complemento a 2 dei valori positivi. Si consideri un classico D/A a 12 bits: i valori compresi tra 0 e 7FF_H equivalgono ai 2047 livelli positivi; basta incrementare di 1 count il massimo valore positivo, cioè passare da 7FF_H a 800_H, per avere o il massimo valore negativo od il valore di zero. La differenza dipende dall'aritmetica del convertitore.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

Su alcune piattaforme hardware il sistema provvede a limitare intrinsecamente l'ingresso dei convertitori D/A, onde evitare gli errori di overflow sopra descritti, ma è comunque buona regola impedire che il regolatore lavori in condizione di errore.

Inoltre può essere conveniente, per motivi legati all'applicazione, generare un riferimento limitato ad una frazione del massimo consentito.

Gli altri limitatori hanno scopi diversi.

Il limitatore sulla funzione integrale ha lo scopo di evitare che l'integratore stesso si carichi inutilmente oltre il limite utile. Bisogna sempre tenere presente che l'integratore impiega del tempo per caricarsi, e ne impiega altrettanto per scaricarsi. Quindi se il livello di saturazione è troppo elevato si rallenta il sistema senza trarne beneficio. Nel capitolo seguente verranno esaminate le tecniche per ridurre al minimo il valore di correzione integrale.

I limiti sulle funzioni proporzionale e derivativa hanno lo scopo di ridurre l'influenza onde evitare correzioni troppo violente. Per esempio si può assegnare un valore relativamente alto al coefficiente K_D e, contemporaneamente, posizionare i limiti della funzione derivativa a livelli relativamente bassi. In questo modo la funzione avrà un comportamento lineare per piccoli valori di ingresso, per poi saturare.

In questa funzione non è stato implementato il limite sull'errore in modo da realizzare una banda morta di regolazione.

Questa tipologia di regolazione è particolarmente utile quando si controlla una posizione, per esempio, perché evita al sistema di tentare di correggere errori ininfluenti.

La banda morta può essere imposta con una soglia fissa o con una soglia proporzionale al valore di consegna.

Per introdurre questa soglia nel codice scritto in precedenza è sufficiente, oltre a prevedere l'opportuna variabile, inserire un test sull'errore immediatamente seguente il calcolo dell'errore stesso. In funzione del risultato verrà eseguita tutta la funzione, oppure verrà restituito un valore uguale al precedente.

3.2.3 Varianti per l'azione derivativa

Nel regolatore studiato nei capitoli precedenti l'azione derivativa si esplica analizzando l'andamento dell'errore. Non sempre questa strategia è la più adatta. Molto spesso si ottengono risultati migliori adottando un anticipo sulla reazione, anziché sull'errore.

In pratica se si sta effettuando un controllo di velocità, s'introduce una correzione basata sull'accelerazione, mentre se si sta effettuando un posizionamento, la correzione sarà influenzata dalla velocità; in pratica il regolatore appesantirà o alleggerirà la correzione in funzione della derivata della variabile da controllare e non in funzione dell'andamento dell'errore.

Analizzando un regolatore di posizione i benefici introdotti da questa variante, appaiono evidenti. A parità dell'errore la correzione è minore se la velocità di accostamento è bassa. Normalmente, mano a mano che si avvicina il traguardo, oltre a diminuire l'errore diminuisce anche la velocità. Applicando questa correzione la posizione sarà raggiunta rapidamente senza sovraelongazioni.

Le figure che seguono esemplificano le varianti.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

Nella figura 3.2.3.1 viene schematizzata una regolazione dove la derivata della variabile sotto controllo influenza l'azione proporzionale. In altri termini l'errore sarà diminuito od aumentato proporzionalmente alla tendenza assunta dalla variabile. Veloci variazioni in positivo o negativo, incrementeranno o diminuiranno l'influenza dell'azione proporzionale. Questo tipo di regolazione è particolarmente efficace per alcuni controlli di posizione.

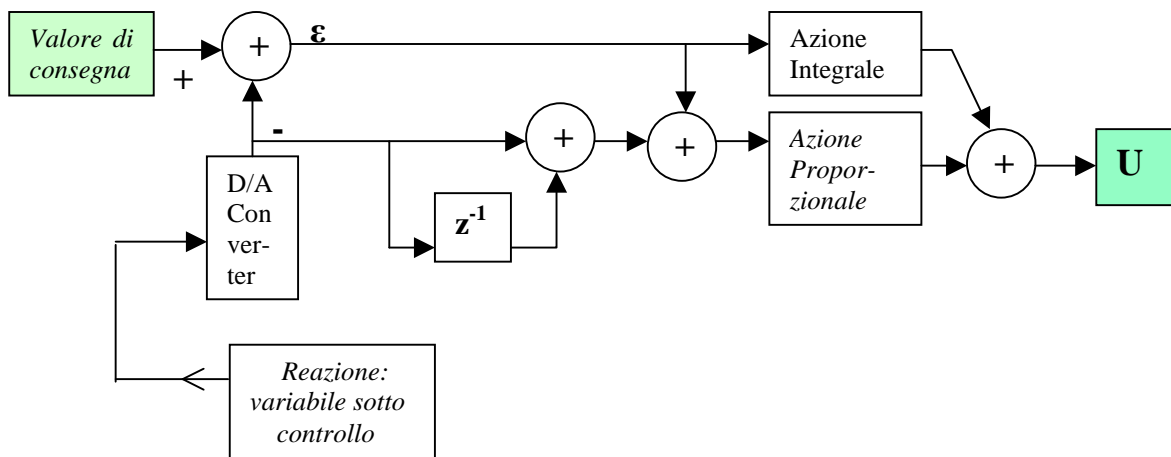


Fig. 3.2.3.1 Azione derivativa basata sulla reazione

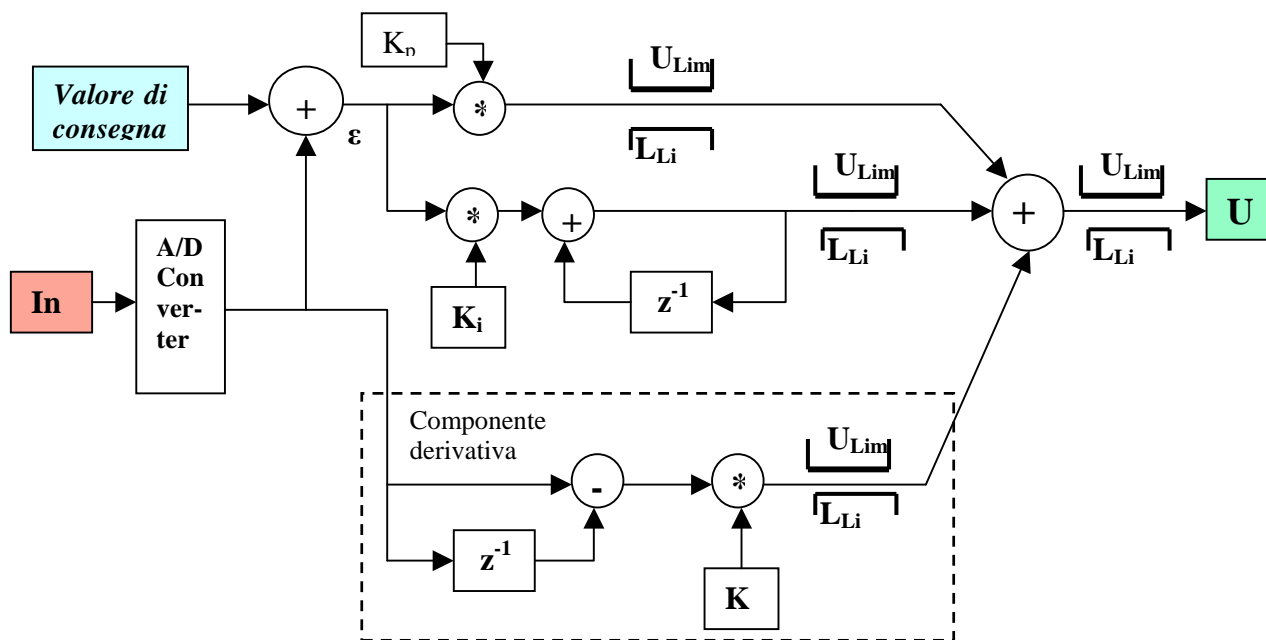


Fig. 3.2.3.2 Regolatore con anticipo sulla reazione



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

La figura 3.2.3.2 schematizza un regolatore con anticipo sulla reazione o derivativo sulla correzione totale. Questo tipo di regolatore si adatta meglio su alcuni casi di controlli di velocità.

L'uso della tecnica numerica per l'elaborazione ha permesso la realizzazione di topologie particolari per esaltare o deprimere alcuni fenomeni. Per esempio è possibile realizzare l'azione proporzionale con guadagno variabile in funzione dell'errore rilevato, com'è anche possibile realizzare funzioni integrali con tempo d'integrazione variabile in funzione dell'errore.

In alcuni casi si inserisce il regolatore solo in condizioni di errore minore di un valore prefissato.

Tutte queste variazioni sul tema del regolatore di tipo PID servono per minimizzare i difetti di questa tipologia di regolazione.

Il regolatore perfetto non esiste!

Alcune tipologie di regolatori si adattano meglio di altre per controllare particolari processi; altre, come il regolatore PID, sono più versatili e più facili da dominare.

Il compito più importante per il progettista è scegliere, per ogni applicazione, la tipologia di regolatore più ottimizzata per il problema da risolvere.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

4 Feedforward

Con il termine inglese di feed forward s'intende l'azione duale al feed back, azione che in italiano è conosciuta come reazione; il termine feed forward indica un'azione diretta.

L'azione diretta, se ben realizzata, velocizza le regolazioni minimizzando l'errore, in base al noto principio che la prevenzione è più efficace della repressione. Prevenire significa conoscere e prevedere.

Nel capitolo 2, esaminando i fondamenti della regolazione PID, è emerso che la funzione integrativa incrementa la stabilità, rallenta la risposta ed annulla l'errore in condizioni di regime.

Riprendiamo l'esempio del regolatore di velocità del capitolo precedente. Fornendo al convertitore una tensione di riferimento di 10v, il motore raggiungerà una velocità di circa 3000 r.p.m.; la relazione tra tensione di riferimento all'ingresso del convertitore, e velocità del motore, si può ritenere, con discreta approssimazione, lineare e costante in base alle relazioni:

$$\omega_m = k_a * V_a \quad [4.1]$$

$$V_a = k_v * v_{rif} \quad [4.2]$$

Dove:

ω_m = velocità angolare del motore

V_a = tensione di armatura

k_a = costante di armatura

v_{rif} = tensione di riferimento

k_v = costante tra tensione di riferimento e tensione di armatura

raggruppando K_a e k_v in unica costante K potremo scrivere la [4.1] come:

$$\omega_m = K * v_{rif} \quad [4.3]$$

La relazione [4.3] permette di prevedere, con sufficiente approssimazione, il comportamento del motore in funzione della tensione di riferimento al convertitore.

In base a questa relazione, e con i dati dell'esempio del capitolo precedente, per ottenere una velocità di 3000 r.p.m. sono necessari 10v di riferimento. Questi 10v, a regime, saranno forniti dalla componente integrativa del regolatore. In altri termini l'integratore si è caricato fino a raggiungere il livello corrispondente a 10v; è intuitivo che qualsiasi variazione di velocità dovrà attendere che l'integratore assuma il nuovo livello.

Se al convertitore fosse fornito un riferimento proporzionale al valore di consegna, il regolatore dovrebbe solo correggere gli errori dovuti alle non linearità, prese di carico, derivate termiche, etc.. In questo modo l'entità della correzione sarebbe minore e la sua risposta sarebbe più veloce.

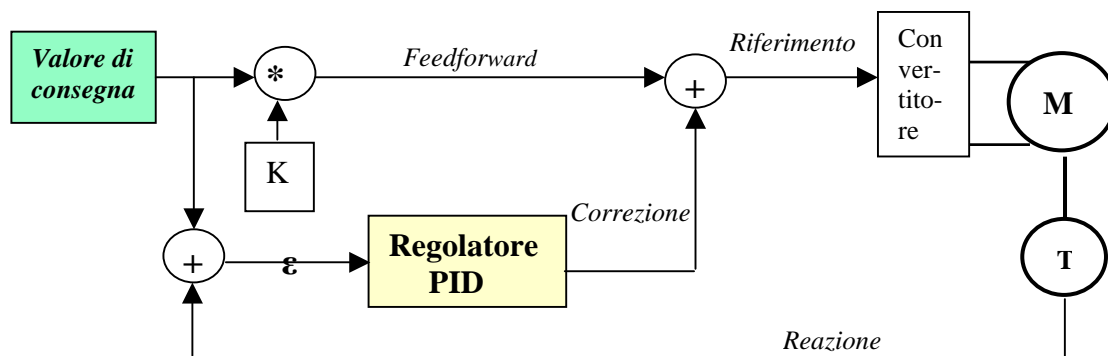


Fig. 4.1 Schema a blocchi di regolatore provvisto di feedforward

La figura 4.1 schematizza un regolatore provvisto di feedforward.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

Per inserire l'azione del feedforward, nell'esempio del regolatore riportato al capitolo 3.2.2, è sufficiente introdurre poche righe alla fine della funzione.

```
int PID (int val_cons)
{
.....

.....
    FFW = val_cons * Kffw;      /*calcola il valore di riferimento teorico */
    DA_Conv = Out + FFW;      /*somma correzione al valore di riferimento teorico */
    if (DA_Conv < Lower_Total_limit) then Out = Lower_Total_limit;
    if (DA_Conv > Upper_Total_limit) then Out = Upper_Total_limit;
    Return (DA_Conv);        /*ritorna il valore di riferimento */
}
```

Un effetto secondario, ma non trascurabile, dell'implementazione del feed forward è la possibilità di ottenere senza fatica un riferimento graduale. Se si vuole passare da un valore ad un altro in modo graduale è sufficiente, se il tempo di campionamento permette la realizzazione di gradini di ampiezza sufficientemente piccola, fornire ad ogni chiamata della funzione un valore di consegna incrementato del differenziale previsto, fino al raggiungimento del nuovo valore.

L'esempio precedente può essere modificato nel modo seguente, realizzando così la funzione di accelerazione graduale.

```
int PID (int val_cons)
{
.....

.....
    if val_cons <> old_val_cons {
        if val_cons < old_val_cons{
            old_val_cons = old_val_cons +delta_val_cons;
            if old_val_cons > val_cons
                old_val_cons = val_cons;
        }
        else{
            old_val_cons = old_val_cons - delta_val_cons;
            if old_val_cons < val_cons
                old_val_cons = val_cons;
        }
    }
    else old_val_cons = val_cons;
    FFW = old_val_cons * Kffw;      /*calcola il valore di riferimento teorico */
    DA_Conv = Out + FFW;      /*somma correzione al valore di riferimento teorico */
    if (DA_Conv < Lower_Total_limit) Out = Lower_Total_limit;
    if (DA_Conv > Upper_Total_limit) Out = Upper_Total_limit;
    Return (DA_Conv);        /*ritorna il valore di riferimento */
}
```



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

5 Regolazioni per varie applicazioni

Dopo aver esaminato il più usato fra i regolatori, saranno esaminati regolatori di tipo diverso.

Non sempre i vantaggi del regolatore PID, nelle sue varie forme, compensano gli svantaggi, che sono essenzialmente la lentezza nell'andare a regime e le oscillazioni (bump) attorno al valore ideale. Per alcuni processi, per esempio, è essenziale che il valore di consegna sia raggiunto senza oscillazioni e sovraelongazioni (bumpless); con un regolatore di tipo PID si può ottenere questo risultato solo a prezzo di un notevole smorzamento, quindi con un tempo di risposta piuttosto lento.

Per altri processi è necessario ridurre al minimo i tempi di risposta, quindi si ricercano regolatori molto rapidi nell'andata regime.

In genere questi regolatori si basano su modelli matematici ed algoritmi predittivi del comportamento della variabile da controllare. Non sempre questi regolatori hanno necessità di risolvere equazioni complesse e complicate. In altri casi è sufficiente adottare un algoritmo di tipo misto: una funzione porta il valore della variabile sotto controllo nelle vicinanze del valore di consegna, quando l'errore è minore di un valore prefissato interviene il regolatore PID per annullarlo. In questo modo è possibile ottimizzare il regolatore PID per ottenere un buon tempo di risposta con minime oscillazioni.

5.1 Regolatori di tipo PID assistiti.

Per rendere più facilmente comprensibile l'argomento usiamo un esempio concreto. Si supponga di dover controllare la tensione del materiale avvolto su di un aspo. La tensione sarà controllata misurandone il valore tramite un trasduttore (cella di carico), la regolazione avverrà variando in continuazione la velocità angolare dell'aspo. Questo tipo di regolazione è conosciuto come **“regolazione in velocità tramite cella di carico”**.

Le specifiche di sistema prevedono:

- Diametro interno minimo = 0.08 m (80 mm)
- Diametro esterno massimo raggiungibile = 1.2 m (1200 mm)
- Velocità massima del materiale da avvolgere $V_1 = 600 \text{ m/1'}$ (10 m/sec)
- Accelerazione in condizioni standard $A_{cs} = 3 \text{ m/sec}^2$
- Decelerazione rapida $A_r = 10 \text{ m/sec}^2$
- Tensione minima del materiale $T_{min} = 0.5 \text{ kg}$
- Tensione massima del materiale $T_{Max} = 5 \text{ kg}$
- Il gruppo avvolgitore è un sistema indipendente che può essere collocato in coda ad una linea di produzione. Il collegamento con la linea di produzione è costituito da due connettori: uno di potenza per l'alimentazione del gruppo, il secondo connettore fornirà tutti i segnali relativi agli interblocchi, consensi e riferimento di velocità.

La macchina descritta dalle specifiche soprariportate, è molto simile ad un'apparecchiatura che chi scrive ha automatizzato alcuni anni addietro. Si trattava di una serie di macchine avvolgitrici di filo metallico che, montate su appositi supporti, potevano essere fatte lavorare in coda ad una linea di produzione di filo metallico

Per prima cosa è necessario verificare che, con la motorizzazione prevista, l'apparecchiatura sia in grado di soddisfare le prestazioni dinamiche richieste, ma questa verifica va oltre lo scopo dello scritto. Dopo aver verificato la motorizzazione, è necessario stabilire il tipo di regolazione da impiegare.

Per prima cosa si osservi il rapporto tra diametro minimo e massimo, questo rapporto è uguale a 15; da un rapporto diametri pari a 15 consegue che durante un'operazione d'avvolgitura, la velocità angolare dell'aspo avrà un'identica variazione, con materiale a velocità costante. Normalmente, per problemi legati alla lavorazione, è necessario rallentare il materiale ad un valore che, di norma, è circa un vente-



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

simo della velocità normale (che è sempre la massima possibile). Pertanto il rapporto delle velocità angolari dell'aspo sale a 300.

Questo rapporto esclude l'impiego di un PID classico. Si può effettuare un controllo tramite un regolatore basato su di un osservatore con modello matematico. Questo metodo richiede un algoritmo abbastanza complesso e, sopra a tutto, necessita di una piattaforma hardware dotata di notevoli capacità di calcolo e, particolare sgradevole, di costo tutt'altro che contenuto. I risultati che si possono ottenere non giustificano l'incremento dei costi (chi scrive parla per esperienza diretta!).

Un altro approccio consiste nell'assistere il regolatore con la generazione di un segnale di feed forward, il cui livello sarà calcolato in base alla velocità del materiale, ed al diametro istantaneo. Il diametro istantaneo si può calcolare facendo il rapporto tra la velocità lineare e la velocità angolare; velocità misurate contemporaneamente. A parte la difficoltà di effettuare le misure, la velocità lineare effettiva può anche non essere disponibile, perché è fornito il solo valore di consegna della linea, si andrebbe a realizzare una regolazione che assomiglia ad un cane che si morde la coda. Si calcola il diametro usando la velocità angolare, si usa il valore del diametro così calcolato, per regolare la velocità angolare. Usare regolatori di questo tipo significa crearsi i guai!

Un regolatore PID classico potrebbe lavorare in modo egregio, anche in quest'applicazione, purchè il suo integrale non debba sopperire a tutta la variazione del riferimento di velocità. Per realizzare un regolatore di questo tipo è sufficiente apportare una modifica allo schema classico del regoalre PID.

Saranno introdotte anche altre varianti che migliorano le prestazioni dinamiche del sistema.

La soluzione si basa sull'assunto che, essendo la macchina un avvolgitore, quando s'inizia un nuovo avvolgimento, operazione che è necessariamente rilevata dall'apparecchiatura, il diametro è noto. Normalmente i tipi di bobina impiegati sono normalizzati e le loro dimensioni sono standard: il diametro interno è, in genere, legato alla larghezza. Una volta iniziata l'operazione d'avvolgimento, il diametro è sempre noto.

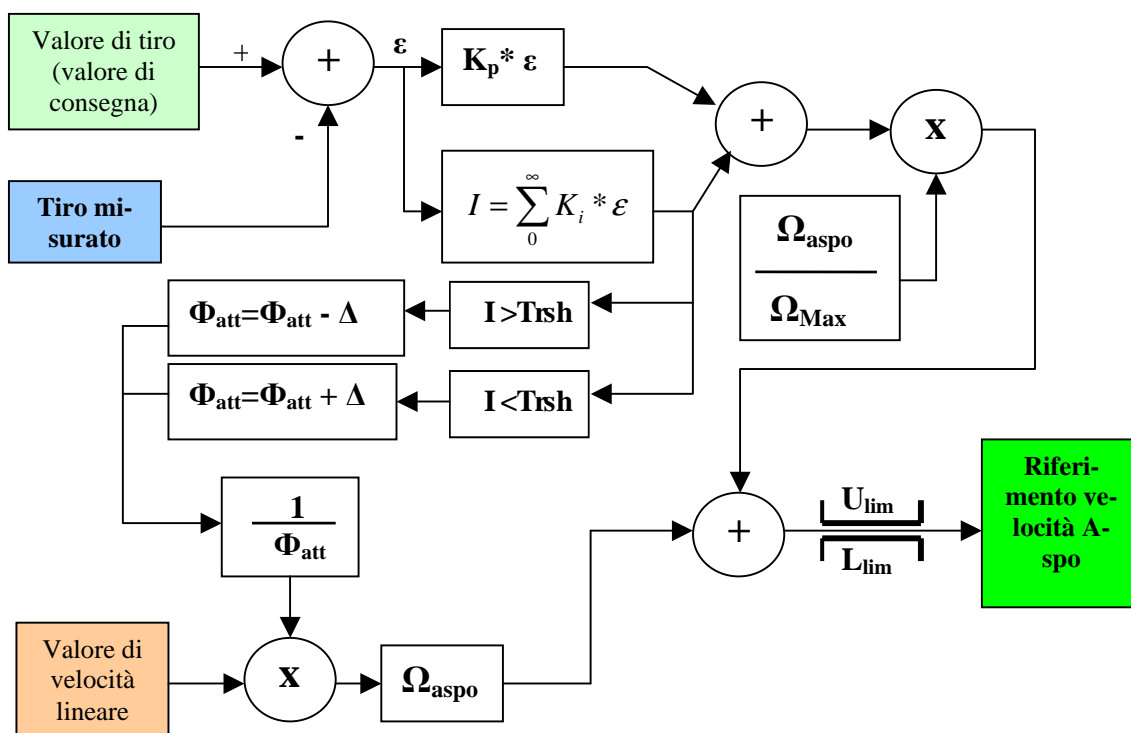


Fig. 5.1.1 Schema a blocchi del controllo di tiro per un aspo avvolgitore regolato in velocità

Nella figura 5.1.1 è schematizzata la regolazione. In questo schema non sono riportati i blocchi relativi al controllo di derivata ed ai limiti sulle componenti del regolatore. Oltre ai blocchi per calcolare il diametro ed il riferimento di velocità angolare, è stato aggiunto un blocco che ricalibra la correzione in



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

funzione della velocità angolare. Questo blocco fa sì che, a parità di errore, si abbia sempre la medesima correzione percentuale della velocità angolare. La velocità angolare dipende sia dalla velocità lineare sia dal diametro; si ha la massima velocità angolare con diametro minimo e massima velocità lineare. Per correggere un errore d'eguale entità sono necessarie correzioni di valore assoluto sempre minori mano a mano che il diametro cresce. Questo fenomeno, che è dimostrabile analiticamente, è anche intuitivo: è sufficiente osservare che a parità di angolo di rotazione dell'aspo, il materiale avvolto è proporzionale al diametro dell'avvolgimento. In teoria sarebbero necessarie due ricalibrature della correzione: una in funzione della velocità ed un'altra in funzione del diametro; usando la dipendenza della velocità angolare dal diametro, si ottiene un riscalatura della correzione sufficientemente approssimata anche in funzione del valore della sola velocità angolare.

La mancanza dei limitatori sulle componenti integrale e proporzionale è voluta.

Il valore di correzione integrale è confrontato con una soglia; superando questa soglia s'incrementa o si decrementa il valore del diametro. La variazione del valore di diametro si ripercuote sul valore della velocità angolare, questa variazione causerà prima una diminuzione dell'entità dell'errore e, successivamente, il cambiamento di segno dell'errore; in questo modo il valore dell'integrale inizialmente rallenta la crescita, poi si blocca, infine decresce. In pratica, se il regolatore è stato ben ottimizzato, si potrà osservare, nel caso di un aspo avvolgitore, che il valore dell'integrale oscilla nell'intorno della soglia negativa.

Il limite sulla correzione proporzionale evita di saturare il regolatore. In questo caso che si abbia la saturazione per un eccesso di correzione proporzionale, o per intervento del suo limite, non fa molta differenza: è una situazione di malfunzionamento che, se il regolatore fosse stato ottimizzato in modo corretto, non sarebbe avvenuta!

Non è stato inserito il blocco relativo alla correzione derivativa. Io personalmente seguo la strategia di decidere, secondo il tipo di macchina, se inserire un anticipo di reazione o se inserire la derivata sull'errore come correzione dell'errore prima dell'elaborazione proporzionale (cfr. figure 3.2.3.1 e 3.2.3.2). Su questa macchina la scelta è caduta sull'anticipo di reazione.

Le modifiche da apportare alla funzione di esempio sono le seguenti.

```
int PID (int val_cons)
{
.....
    error = val_cons - AD_Conv;
    P = error * Kp;
    if Ki > 0 {
        i_inst = error * Ki;
        I = I + i_inst;
        /* si ricava il nuovo valore di diametro */
        if (I > Upper_I_Limit) D_att = D_att - delta_dia;
        if (I < Lower_I_Limit) D_att = D_att + delta_dia;
    }
    else I = 0;
    if Kd > 0 {
        D = Kd * (AD_Conv - old_AD_Conv);
        old_AD_Conv = AD_Conv;
        if (D > Upper_D_Limit) D = Upper_D_Limit;
        if (D < Lower_D_Limit) D = Lower_D_Limit;
    }
    else D = 0;
```



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

```
omega = V_lin / D_att; /* calcolo del feed forward; V_lin è la velocità della linea */  
Corr = P + I + D;  
Out_Corr = Corr * omega * K_omega; /*K_omega è il reciproco del max. valore di omega */  
Out = Out_Corr + omega;  
if ( Out > Upper_Total_limit) Out = Upper_Total_limit;  
if (Out < Lower_Total_limit) Out = Lower_Total_limit;  
DA_Conv = Out;  
Return (DA_Conv);  
}
```

Analizzando i vari esempi risulta evidente che, una volta scritta la funzione base, è facilissimo introdurre le varianti necessarie per implementare le varie versioni.

L'esempio di codice, presuppone che la velocità di linea ed il valore di tiro misurato siano dei segnali analogici, ed anche il riferimento all'azionamento dell'aspo sia dato in forma di segnale analogico. L'interfaccia tra sistema di regolazione, linea e periferiche può essere effettuata da un bus di campo sufficientemente veloce, oppure da un sistema misto.

Personalmente ho realizzato questa tipologia di macchina con due piattaforme diverse e due azionamenti diversi. In un caso l'aspo era motorizzato in continua, il regolatore era implementato con una CPU S7-215 collegata come slave profibus con la linea di lavorazione; misura del tiro tramite convertitore A/D, uscita D/A per dare il riferimento all'azionamento, il valore della velocità di linea proveniva tramite bus. La routine di regolazione era lanciata dall'interrupt del timer ogni 10 msec. Il PLC era in grado, oltre ad effettuare la regolazione, di gestire l'automazione del gruppo avvolgitore usando i soli I/O digitali presenti sulla CPU. L'unica espansione era costituita dal modulo analogico.

L'altra configurazione prevedeva un azionamento in alternata (le prestazioni dinamiche richieste erano inferiori); il riferimento all'azionamento era costituito da un segnale a frequenza variabile tra 0 e 10kHz. L'interfaccia con la linea di produzione era costituita da un insieme di I/O digitali, il valore della velocità di linea, il valore di consegna del tiro e la misura del tiro erano immesse tramite convertitori A/D. La funzione di regolazione era lanciata dall'interrupt del timer di sistema ogni 10 msec. Il PLC, di costruzione giapponese e classe simile al 215, effettuava anche l'automazione del gruppo avvolgitore.

5.2 Regolatori di temperatura.

Prendono in esame i regolatori di temperatura sin entra in un mondo vario e sconfinato. Questo perché regolare una temperatura, senza specificare le condizioni al contorno, non ha significato.

Esistono diversi lati da cui si può esaminare il problema. Si possono prendere in esame le dimensioni dell'oggetto di cui si vuole controllare la temperatura: si spazia dalla punta di un saldatore e si arriva fino ad un capannone industriale; oppure si può esaminare la gamma di temperatura da controllare: si parte da qualche decina di gradi sotto lo zero per camere frigorifere particolari e si arriva fino ad oltre il migliaio di gradi per alcuni forni; se si considerano le tipologie degli elementi riscaldanti e le combinazioni tra elementi riscaldanti e raffreddanti l'elenco è molto esteso. Con la varietà di combinazioni possibili non si può parlare di regolatore di temperatura, ma di parecchie tipologie di regolatori di temperatura.

Sicuramente sono di scarso interesse, almeno per chi si occupa di problemi d'automazione industriale, i regolatori di temperatura ambiente: sono una varietà estremamente specializzata e conviene sempre acquistare il prodotto specializzato. Medesima considerazione per applicazioni particolari come i regolatori per camere climatiche e simili.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

L'interesse di chi lavora nel campo dell'automazione industriale è rivolto sopra a tutto a quei controlli che hanno la loro applicazione nel campo della gomma, plastica, fibre tessili sintetiche, o altre applicazioni simili.

In questi casi l'elemento riscaldante è un resistore elettrico o un induttore, le temperature variano entro campi limitati da un minimo di 50°C – 70°C fino ad un massimo di 150°C – 250°C. In aggiunta all'elemento riscaldante, in alcuni casi, c'è un elemento di raffreddamento che può complicare la regolazione.

Anche in questo campo esistono numerosi produttori specializzati. Fino a pochi anni fa un'azienda americana era riuscita, tramite un'ottima operazione di marketing, a vendere i suoi sistemi di controllo della temperatura letteralmente a peso d'oro, questo perché aveva convinto gli utilizzatori finali che solo i suoi regolatori consentivano di ottenere certe prestazioni di precisione e stabilità nella termoregolazione. Fino agli anni settanta l'affermazione era abbastanza veritiera, ma la fama raggiunta ha permesso all'azienda di vivere di rendita fino alle soglie del 2000.

In alcuni casi è ancora economicamente conveniente farsi in proprio la regolazione di temperatura. In alternativa ai termoregolatori compatti esistono PLC con moduli particolarmente adatti alla termoregolazione; l'onnipresente Siemens dispone d'ottime schede adatte allo scopo e, stranamente, non particolarmente costose; altri costruttori, come Sleicher per esempio, hanno alcuni modelli di PLC particolarmente ottimizzati per il controllo di temperatura. La vocazione al controllo di temperatura è particolarmente sentita dai costruttori europei di PLC.

La quasi totalità dei controlli di temperatura delle ultime generazioni, sono dotati di funzione di auto tuning o auto taratura.

5.2.1 Termostati e sensori

Termostati

Un regolatore di temperatura molto semplice e molto antico è il classico termostato.

I due tipi di termostato più diffusi sono il tipo a bimetallo ed il tipo a bulbo e capillare. In tutte le nostre abitazioni sono sicuramente presenti apparati elettrodomestici che impiegano questi due termostati; il tipo basato su bulbo a gas e capillare è impiegato nel frigorifero, mentre la temperatura dei ferri da stiro elettrici è controllata da un termostato a bimetallo. Il termostato basato sul bulbo sfrutta la proprietà del gas di aumentare il suo volume con l'aumentare della temperatura. La dilatazione del gas, contenuto nel bulbo e nel capillare, agisce su di un leveraggio che apre o chiude un contatto elettrico; le caratteristiche del gas, le dimensioni meccaniche e le tarature determinano la temperatura di apertura e chiusura del contatto elettrico.

Il termostato bimetallico basa la sua azione sul differente coefficiente di dilatazione dei due metalli; si accoppiano meccanicamente due lamine di differenti metalli; riscaldando le lamine queste tendono ad allungarsi in modo diverso causando la piegatura della lamina composta; questa piega apre un contatto elettrico. Scegliendo la coppia dei metalli si sceglie la gamma di lavori, mentre la taratura fine avviene regolando le distanze dei contatti.

Entrambi i termostati hanno tempi di risposta lenti, precisione e ripetibilità della misura di temperatura non sono eccezionali.

Le due regolazioni di temperatura sono del tipo "tutto o niente" (On – Off). Ovviamente la precisione della regolazione della temperatura non è elevata: $\pm 6^\circ\text{C}$ è un buon risultato. La scarsa precisione dipende sia alla precisione di misura, sia al tipo di regolazione.

Per incrementare le prestazioni, migliorando la precisione di misura ed il tempo di risposta, si può sostituire il termostato elettromeccanico con un termostato di tipo elettronico.

I regolatori più semplici sono costituiti da una termocoppia, un galvanometro ed un riscontro.

Sensori

La termocoppia, nelle sue diverse composizioni, costituisce uno dei sensori più diffuso ed affidabile.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

Per costruire una termocoppia è necessario saldare due filamenti di metalli diversi; le coppie più usate sono: Ferro con Rame, Ferro con Costantana, Nickel con Costantana, e Platino con Platino-Rodio. Caratteristica di queste coppie è produrre ai loro capi una differenza di potenziale proporzionale alla loro temperatura. La coppia Platino con Platino-Rodio può misurare temperature di oltre 1500°C. La differenza di potenziale è piuttosto bassa e varia dal tipo di coppia, però è molto costante, quindi la misura è molto precisa ed affidabile. Le piccole dimensioni della sonda consentono una risposta particolarmente rapida, quindi è possibile seguire in tempo reale variazioni di temperatura molto veloci. Gli inconvenienti tipici di questi sensori sono: necessità di amplificazione, compensazione con giunto freddo per depurare la misura dalle variazioni della temperatura ambiente, cavo di collegamento compensato (il cavo di rame quando si unisce ad un elemento della termocoppia forma un'altra coppia).

Da alcuni anni è sempre più diffusa, come sensore, la termoresistenza al Platino; di norma si usano i tipi Pt100, ma cominciano a diffondersi anche i tipi Pt1000 e Pt10000. Questo sensore è costituito da un piccolo elemento resistivo di platino il cui valore a 0°C è pari a 100Ω, 1000Ω o 10000Ω. Aumentando la temperatura la resistenza aumenta con una costante di 0.375 Ω / 1°C per il tipo Pt100. La costante ha caratteristiche di stabilità eccezionali e gli errori di misura sono dovuti esclusivamente ai circuiti di amplificazione e misura. Si possono costruire sonde di dimensioni contenute con bassissima inerzia termica; inoltre si possono costruire sonde particolarmente adatte per ambienti aggressivi. La temperatura limite d'impiego è generalmente 600°C, ma è possibile avere sonde che lavorano fino a 1000°C.

5.2.2 Regolatori semplici.

Un semplice regolatore di temperatura è costituito dal sensore, dai circuiti per l'amplificazione, misura e comparazione, dall'attuatore.

La figura seguente schematizza un regolatore composto da una termocoppia, dall'elettronica di controllo e da un relè allo stato solido come attuatore.



Fig. 5.2.2.1 Schematizzazione a blocchi di un regolatore di temperatura

Il blocco di controllo del regolatore schematizzato compara il valore temperatura misurato con il valore di consegna; se il valore misurato è inferiore al valore di consegna il relè statico viene mantenuto chiuso alimentando il resistore di riscaldamento. Non appena la temperatura misurata raggiunge il valore di consegna, il relè statico è aperto ed il resistore di riscaldamento non è più alimentato.

La figura 5.2.2.2 esemplifica l'andamento della temperatura nel tempo con questo tipo di regolazione. Si possono notare due effetti rilevanti: dal momento che la potenza riscaldante viene annullata la temperatura continua a crescere, applicando potenza all'elemento riscaldante trascorre un certo tempo prima che la temperatura ritorni ad aumentare.

Questi due effetti dipendono dalle inerzie del sistema e costituiscono le costanti di tempo termiche.

Se fosse possibile conoscere **esattamente** le costanti di tempo termiche del sistema, nelle varie condizioni d'esercizio, in altri termini se si disponesse dell'esatto modello matematico del sistema, sarebbe possibile dosare la quantità di potenza da erogare e stabilire esattamente i tempi d'intervento, in modo da raggiungere e mantenere il valore di consegna senza oscillazioni apprezzabili.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

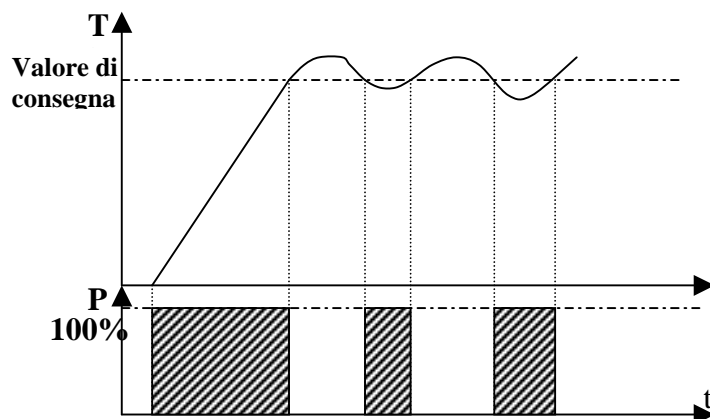


Fig. 5.2.2.2 Diagramma temperatura e potenza

La figura a fianco esemplifica l'andamento della temperatura come descritto in precedenza.

In uno dei capitoli seguenti saranno esaminati, da un punto di vista generale, i regolatori basati su modelli matematici; per approfondire l'argomento si rimanda a testi specializzati.

Si può anche realizzare un buon regolatore di temperatura senza implementare un algoritmo basato su di un modello matematico. Il semplice regolatori PID, con alcune varianti, può benissimo servire allo scopo.

Il primo accorgimento consiste nel riscaldare, usando il 100% della potenza, fino ad una certa temperatura, raggiunto tale valore s'inizia la regolazione vera e propria.

In che modo si stabilisce da quale valore di temperatura iniziare la modulazione? Esistono diversi modi: il più semplice ed efficace è stabilire una percentuale del valore di consegna. In un sistema avente un'inerzia termica bassa si può fissare una percentuale piccola, in caso contrario bisognerà ampliare la banda.

Per esempio, considerando un caso d'inerzia termica media, si può fissare al 20% del valore di consegna la soglia di temperatura corrispondente all'inizio della modulazione.

Prima di continuare è necessario stabilire il tipo di modulazione che s'intende usare. Sono possibili due tipi di modulazione: "burst" oppure la modulazione di fase.

Il "burst" prevede una modulazione di tipo PWM, in altre parole viene fornito il 100% di potenza per un certo tempo e per un altro tempo la potenza è uguale a 0. La somma dei due tempi è costante e viene considerata il 100%; variando il rapporto dei due tempi varierà la percentuale di potenza fornita. Il tempo minimo per un sistema monofase a 50 Hz è pari a 20 msec. (1 periodo), mentre per un sistema trifase a 50 Hz scende a 6.666 msec. Il tempo massimo dipende dall'inerzia termica del sistema; se poniamo come limite superiore 2 secondi saremo sufficientemente veloci per controllare la maggior parte delle applicazioni con una risoluzione pari all'uno per cento (nel caso di un sistema monofase). Secondo la mia esperienza tenendo come limite superiore 20 secondi, oltre ad avere un rapporto 1 a 1000, non esistono problemi per la quasi totalità dei controlli.

Il sistema "burst" è molto efficiente, robusto e richiede solo un relè allo stato solido (quelli che solitamente sono conosciuti come "blocchetti"). Inoltre, commutando sempre con corrente nulla, le armoniche ed i disturbi sono ridotti al minimo, anzi sono quasi nulli.

Al contrario la modulazione di fase richiede una circuitazione più sofisticata e costosa; produce numerosi disturbi ed armoniche, particolare piuttosto sgradevole viste le attuali normative; l'unico vantaggio è la possibilità di modulare più finemente la potenza.

Personalmente ho scelto la soluzione con modulazione di fase solamente in unione con riscaldatori di tipo ad induzione. Un'applicazione tipica è il pilotaggio degli elementi riscaldanti dei cilindri "godet" per la produzione di microfibre sintetiche.

Per il nostro esempio useremo la modulazione "burst" con 100% pari a 20 secondi; il tempo di campionamento sarà pari a 10 msec, così da essere sicuri di avere una risoluzione uguale ad un periodo di rete.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

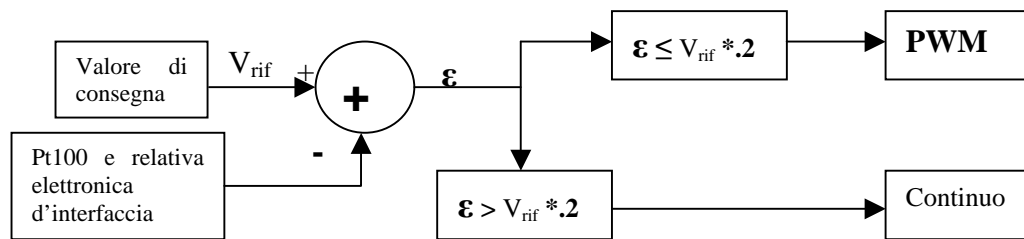


Fig. 5.2.2.3 Schema di regolazione con soglia d'errore

La figura 5.2.2.3 schematizza i blocchi decisionali di questo tipo di regolazione; per semplicità nello schema a blocchi è stata riportata una soglia fissa pari al 20%. Rimane ora da realizzare il blocco PWM con controllo PID.

Avendo stabilito un tempo di campionamento di 10 msec rinominiamo, per comodità, quest'intervallo come "tic" di sistema. Un periodo di regolazione varrà quindi 2000 tics. L'uscita del regolatore sarà il numero di tics equivalenti alla chiusura dell'interruttore della potenza. Il regolatore è identico a quello schematizzato nella figura 3.2.3. Ovviamente il tempo di campionamento della funzione sarà di 20 secondi e, con questo valore di campionamento, non è necessario introdurre il ritardo di un ciclo per aggiornare l'uscita.

Nel caso in cui si scegliesse una regolazione di fase, sarebbe necessario disporre di un regolatore di potenza simile ad un convertitore. In commercio ne esistono svariati modelli prodotti da costruttori nazionali. Questi dispositivi si pilotano con un segnale analogico di valore compreso tra 0 e 10v, dove 10v corrispondono ad una potenza pari al 100%. Il regolatore PID genererà, tramite un convertitore D/A, il livello di tensione appropriato. Usando regolatori di questo tipo, il tempo di campionamento della funzione è nell'intorno del secondo.

5.4 Generalità sui modelli.

Per concludere la sezione sulle tipologie dei regolatori, riportiamo alcuni dati generali relativi ai controlli basati sui modelli matematici.

Per esemplificare come lavora un regolatore basato su di un modello matematico, esamineremo un regolatore d'uso quotidiano: il controllo del livello del serbatoio d'acqua per il lavaggio della tazza del gabinetto.

Il sistema è molto semplice, ed è un classico regolatore proporzionale con saturazione. Il serbatoio è svuotato rapidamente, il galleggiante scende fino al suo limite inferiore, in questo modo apre fino alla portata massima il rubinetto d'ingresso dell'acqua. Quando il livello dell'acqua nel serbatoio raggiunge l'altezza del galleggiante, inizia a spingerlo verso l'alto; in questo modo si riduce progressivamente il flusso dell'acqua che entra nel serbatoio; l'operazione procede in questo modo fino a quando il livello raggiunto sarà tale che la spinta del galleggiante sarà sufficiente a chiudere completamente il rubinetto.

Bene, pensiamo ora di conoscere esattamente il volume del liquido che deve riempire il serbatoio; conosciamo anche la portata istantanea della tubatura che adduce l'acqua al serbatoio. Basta applicare la relazione:

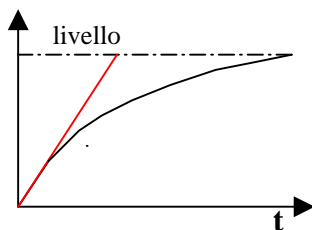
$$\text{tempo di apertura della valvola} = \text{volume} / \text{portata}.$$

Quindi per riempire il serbatoio al livello voluto è sufficiente applicare un temporizzatore che chiuderà la valvola; in questo modo il tempo di riempimento sarà notevolmente inferiore.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)



La figura a lato mostra l'andamento del volume secondo i due tipi di regolazione: la linea nera rappresenta l'andamento classico, mentre la linea rossa rappresenta l'andamento del livello dell'acqua, regolato secondo il modello. Se ci si dovesse interrogare sul perché, in circa un secolo, il regolatore di livello dello sciacquone ha visto, come unica modifica, la sostituzione del galleggiante di rame con uno di plastica, le ragioni ci apparirebbero evidenti.

1. Il sistema galleggiante - rubinetto costa comunque molto meno del sistema timer ed elettrovalvola.
2. La portata dell'acqua non è costante, quindi non è garantito che il livello raggiunto sia quello ottimale.
3. In questa apparecchiatura il tempo di andata a regime **non ha importanza**.

Al contrario, il tempo necessario per riempire un serbatoio di carburante di una vettura di F1 e, sopra a tutto, il volume di carburante immesso, sono di capitale importanza. Quindi l'apparecchiatura per il rifornimento delle autovetture di F1 si avvalgono di un sistema di regolazione sofisticato. Sistema che mantiene la portata costante ed eroga **esattamente** il volume richiesto nel più breve tempo possibile.

Nei due casi presi in considerazione si deve risolvere il medesimo problema: immettere un volume prestabilito di liquido in un contenitore; sono però completamente diversi i contesti e gli scopi; le soluzioni scelte quindi privilegiano i maggiori interessi in gioco di volta in volta.

Nel primo caso viene privilegiata la semplicità, l'economicità e l'affidabilità; nel secondo caso sono prese in considerazione solo le prestazioni: esse devono essere le migliori possibili, **i costi non sono assolutamente considerati**.

Oltre alle competizioni di F1 ci sono praticamente solo due settori dove i costi hanno un peso **irrilevante** nella scelta delle soluzioni: il settore aereo spaziale ed il settore militare; nel primo caso si privilegiano affidabilità e prestazioni, nel secondo le prestazioni, mentre l'affidabilità, a volte, non ha un peso decisivo.

In alcuni casi anche negli impieghi industriali si privilegia l'affidabilità a scapito dell'economicità: quasi esclusivamente quando sussistono problemi di sicurezza. In tutti gli altri casi le scelte si effettuano sulla base costi - benefici e, parzialmente, affidabilità; (più dell'affidabilità è importante la disponibilità dell'impianto).

Per concludere, gli apparati devono essere performanti, disponibili e, sopra a tutto, economici. Economico non significa esclusivamente basso costo, ma significa che il rapporto costo - prestazioni deve essere equilibrato.

Un classico esempio potrebbe essere il mercato degli azionamenti in alternata. Da molti anni sono presenti sul mercato convertitori che effettuano regolazioni di tipo vettoriale. Questi convertitori permettono di ottenere prestazioni elevate da motori asincroni; prestazioni comparabili o migliori di quelle dei motori in continua. Fino a quando il costo degli azionamenti vettoriali non è sceso a livello degli azionamenti tensione - frequenza, il loro impiego è stato limitato a nicchie ben precise, dove il maggior costo era giustificato dalle prestazioni richieste.

Attualmente la tecnologia permette di realizzare, a costi sostenibili, regolatori che risolvono in tempo reale le equazioni dei modelli matematici del processo.

La diffusione maggiore di questa tipologia è nei regolatori integrati negli azionamenti e nei controlli di temperatura.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

Nel primo caso è una ricaduta legata ai controlli vettoriali; nel secondo caso le peculiarità del processo permettono di ottenere buoni regolatori con costi non elevati.

Esistono poi processi molto delicati, come alcune lavorazioni chimiche, che non possono essere risolte altrimenti.

Per realizzare un regolatore basato su di un modello matematico, si deve innanzi a tutto conoscere le equazioni che descrivono il processo, poi bisogna disporre di un dispositivo che sia in grado di risolverle in un tempo trascurabile rispetto all'evolversi del processo controllato. E' evidente, con queste specifiche, come questa tipologia di controllo non siano le più adatte per impieghi generali.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

6 Applicazioni ed esempi

Di seguito saranno riportati alcuni esempi applicativi. Alcuni di loro si riferiscono ad una precisa piattaforma hardware.

6.1 Posizionamenti.

Il controllo di posizione è uno dei più ricorrenti. Non più di venti anni addietro era considerato un problema di non semplice soluzione, poi con il diffondersi di piattaforme hardware specifiche a basso costo e di facile impiego è diventato d'uso comune.

I posizionatori possono essere suddivisi in due categorie in base alla tecnica impiegata: posizionatori con trasduttore analogico e posizionatori con trasduttore numerico (encoder incrementale o assoluto). Inoltre si possono suddividere in posizionatori a singolo asse ed in posizionatori a più assi, correlati o interpolati.

6.1.1 Posizionatori con trasduttore analogico.

I trasduttori analogici, impiegati per i controlli di posizione, sono essenzialmente i dispositivi LVDT; esistono anche trasduttori costituiti da potenziometri, lineari o rotanti, ma, se si escludono i controlli con "ballerino", non sono quasi più usati.

6.1.1.1 Posizionatori con LVDT

I dispositivi LVDT (Low Voltage Displacement Transducer) sono impiegati per misurare spostamenti di piccole dimensione, inferiori a 20mm; anzi molto spesso le distanze misurate sono frazioni di millimetro.

In appendice è allegato un progetto per PLC S7-2xx per un controllo di posizione tramite LVDT per un trasduttore oleodinamico. Il medesimo progetto prevede anche una regolazione di pressione differenziale. I due regolatori agiscono alternativamente.

Molte sono state le scuole di pensiero sui sistemi di posizionamento ed ogni scuola ha individuato una sua strategia di regolazione ben precisa. Chi scrive preferisce la strategia che genera un riferimento di posizione variabile nel tempo, questo valore varierà fino a che non avrà raggiunto un valore uguale al valore di consegna. La derivata prima dello spazio è la velocità, pertanto, con un'operazione abbastanza semplice, generando una posizione teorica si genera anche una velocità teorica che ha funzione di feed forward.

Poniamo di dover controllare finemente la posizione di un pistone in un sistema in cui il trasduttore di posizione sia un dispositivo LVDT. Il segnale fornito dal trasduttore, dopo opportuna amplificazione, corrisponde a $\pm 5v$, per tutta l'escursione. L'interfaccia tra il trasduttore ed il sistema di controllo, è costituita da un convertitore A/D con risoluzione di 12 bits (± 2048 livelli discreti). Il dispositivo che aziona il pistone è pilotato da un segnale analogico, variando il livello del segnale tra $-10v$ e $+10v$ si ottiene tutta l'escursione di velocità del pistone: dal massimo negativo al massimo positivo.

Le variazioni di velocità devono essere effettuate in modo graduale, pena il danneggiamento dell'azionamento del pistone. La pendenza massima della rampa è stabilita in $1v / 100$ msec, cioè in 20° si passa dalla massima velocità negativa alla massima positiva.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

Tutta l'escursione del trasduttore corrisponde a ± 2 mm. Tarando opportunamente il nostro sistema facciamo in modo che la quota di 2 mm corrisponda a 4,885v anziché a 5v; in questo modo l'escursione di 2 mm corrisponderà esattamente a 2000 counts. Stabiliamo anche il tempo di campionamento; per le prestazioni richieste al sistema 10 msec sono sufficienti. Il tic di sistema sarà pari a 10 msec. Sulla base del tic si genera una rampa di posizione, incrementando, ad ogni campionamento, la posizione virtuale di una quota fissa fino a che la quota virtuale sarà uguale alla quota da raggiungere.

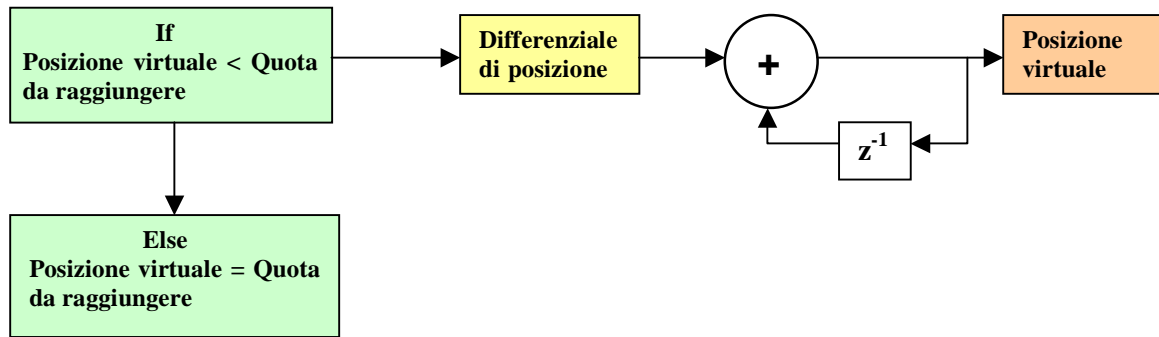
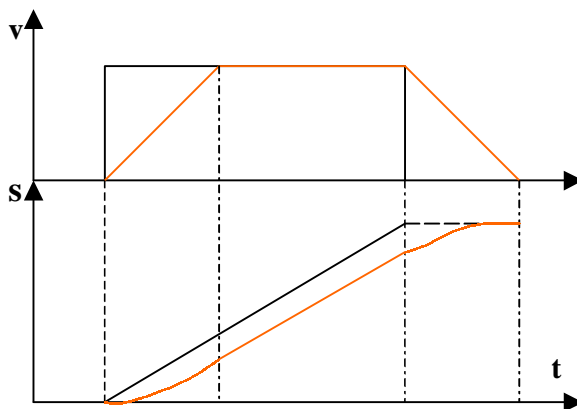


Fig. 6.1.1.1 Generazione del valore della posizione virtuale

La figura 6.1.1.1 esemplifica il modo per generare la posizione virtuale. L'anello di posizione deve mantenere la posizione reale uguale alla posizione virtuale; inizialmente l'errore di posizione aumenterà poi, quando la velocità reale eguaglia la velocità teorica, l'errore rimane costante per poi decrescere fino ad annullarsi quando la posizione virtuale ha eguagliato la quota da raggiungere.



Il diagramma a lato rappresenta l'andamento, nel tempo, della velocità e della posizione. Le linee nere intere rappresentano l'andamento della velocità e posizione virtuale, mentre le linee rosse rappresentano l'andamento reale.

Il metodo più semplice ed efficace per effettuare il posizionamento, è realizzare un controllo proporzionale puro. Questo metodo permette di realizzare un controllo molto semplice, efficace; in pratica non è necessario effettuare operazioni di taratura.

La figura 6.1.1.2 schematizza la regolazione.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

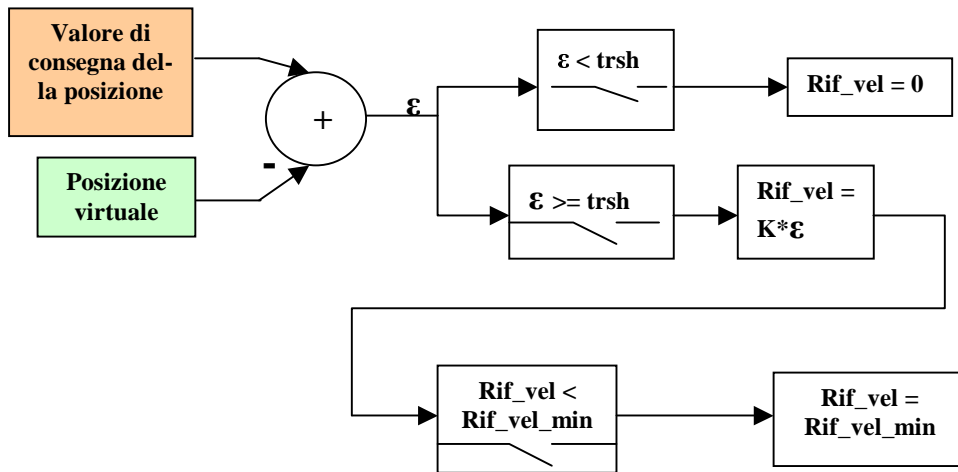
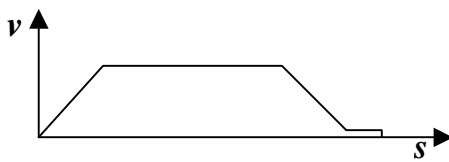


Fig. 6.1.1.2 Schema a blocchi del controllo di posizione

Analizzando lo schema di figura 6.1.1.2 si possono notare due particolarità: una soglia d'errore minimo ed una soglia di velocità minima. E' indispensabile che la missione di posizionamento sia terminata anche con errore diverso da zero, qualunque sia la risoluzione del sistema. In pratica, in assenza di una banda morta anche molto piccola, il posizionatore continuerà ad oscillare nell'intorno dell'errore zero. In alcune lavorazioni questo fenomeno è particolarmente dannoso; si consideri, per esempio, il caso di una macchina utensile. E' molto importante selezionare la risoluzione in funzione della precisione. Nel sistema preso ad esempio un count di A/D corrisponde ad un micron; considerando tutti gli errori dovuti al trasduttore ed alla sua elettronica, la precisione ottenibile è dell'ordine di 10 micron; considerando ± 3 counts di banda morta si ha la certezza di avere un posizionamento ripetibile. La soglia di velocità minima consente di raggiungere la posizione in tempi accettabili senza dover dipendere da un guadagno elevato. In un posizionatore tradizionale si distinguono quattro zone di lavoro: accelerazione, lavorazione a velocità costante, decelerazione e accostamento finale in "lento".



Il diagramma a lato schematizza l'andamento della velocità in funzione della posizione, di un posizionatore classico. Questo tipo di approccio presuppone che, ad ogni missione, il controllore esegua tutta una serie di verifiche e calcoli. Si deve verificare, per prima cosa, che la quota sia maggiore dello spazio necessario per accelerare, decelerare ed effettuare il percorso in lento. Nel caso in cui lo spazio da percorrere sia inferiore a quello necessario per effettuare le operazioni d'accelerazione, si dovrà ricalcolare un valore di velocità massima che consenta di effettuare la missione. Inoltre il tempo d'accelerazione è un parametro di taratura. Con la soluzione proposta invece tutto è stabilito automaticamente dal sistema.

Nel sistema preso ad esempio è sufficiente stabilire la massima velocità di traslazione, che è comunque un dato di progetto, la banda morta, la velocità d'accostamento minimo; il guadagno può essere impostato di valore unitario; per impostare la massima velocità di traslazione stabiliamo, nel sistema di esempio, che il differenziale di posizione sia pari a 10, così s'impone uno spostamento di 10 micron ogni 10 msec equivalenti ad una velocità di 1 mm/sec.. Il parametro del guadagno (k) ha il suo effetto maggiore sul ritardo tra la velocità teorica e la velocità reale: maggiore è il valore di k, prima il valore



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

di velocità reale sarà pari al valore della velocità teorica. Se poniamo k troppo grande si corre il rischio di avere una velocità in ogni caso maggiore della velocità minima, conseguentemente sarà quasi impossibile effettuare il posizionamento (la quota “scappa”). Di seguito riportiamo una funzione scritta in pseudo “C” che esemplifica il sistema descritto. Questa funzione, come la precedente funzione PID, è legata all’interrupt di real time clock.

```
Void posizione();
{
    /* Si effettuano le dichiarazioni delle variabili */
    static int delta_pos;      /*differenziale di spazio per incrementare la quota virtuale*/
    static int quota_ideale;   /*valore di posizione teorico*/
    static int quota_reale;    /*valore quota reale misurata */
    static int quota_finale;   /*valore di posizione da raggiungere */
    static int errore;
    static int dead_band;
    static int velocità_massima
    static int velocità_minima
    static int rif_vel;        /* uscita riferimento di velocità per D/A*/
    static float Kappa        /* guadagno di sistema */

    quota_ideale = quota_ideale + delta_pos;
    if (quota_ideale > quota_finale) quota_ideale = quota_finale;
    quota_reale = A/D;        /* lettura trasduttore */
    errore = quota_ideale - quota_reale;
    if (errore > dead_band) {
        rif_vel = Kappa*errore;
        if ((rif_vel < velocità_minima) AND (quota_ideale = quota_finale))
            rif_vel = velocità_minima;
        if (rif_vel > upper_limit) rif_vel = upper_limit;
        if (rif_vel < lower_limit) rif_vel = lower_limit;
    }
    else rif_vel = 0;
}
}
```

Nell’esempio riportato in appendice, dove si applica una CPU S7-215, l’algoritmo prevede anche un’azione integrale. L’introduzione dell’integrale dipende dal fatto che il pistone è azionato da un cilindro oleodinamico, il controllo agisce non sulla velocità ma sulla pressione; raggiunta la posizione è in ogni caso necessario mantenere un valore di pressione. Sempre nel medesimo esempio oltre alla funzione di posizionamento e ritorno a zero, alternativamente il controllo può lavorare come regolatore di pressione differenziale. La scelta è effettuata all’interno della funzione di servizio dell’interrupt del real timer clock.

6.1.1.1.2 Considerazioni generali

Nell’esempio di posizionamento riportato nel capitolo precedente, si genera una posizione teorica o virtuale, il sistema fisico insegue questa posizione; l’errore di posizione istantaneo dipende dal guadagno del sistema; la funzione che genera la quota ideale è anche detta funzione generatrice di profilo. In quest’applicazione monoasse è una funzione molto semplice; la complessità aumenta con applicazioni multiasse con interpolazione.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

6.1.1.1 Posizionatori con potenziometro

Nel caso in cui il trasduttore di posizione è costituito da un potenziometro, tutto il controllo rimane identico.

Se il potenziometro ha funzione di ballerino e la sua posizione agisce su di un traino o su di un aspo, si tratta di un caso molto particolare, un apposito capitolo sarà dedicato a quest'applicazione.

6.1.2 Posizionatori con encoder

Nel sistema preso ad esempio s'ipotizza l'uso di un trasduttore analogico, interfacciato da un convertitore A/D; sostituendolo con un encoder incrementale o assoluto non è necessario modificare la funzione, tranne la lettura del trasduttore che, nel caso di encoder incrementale, sarà un contatore veloce, mentre nel caso di encoder assoluto sarà un certo numero d'ingressi digitali.

6.1.3 Posizionatori multiasse

Con il termine di multi asse s'intende un sistema di posizionamento con almeno due assi interpolati tra del loro. Per esemplificare la funzione si pensi ad un tornio che effettua una filettatura: ad ogni istante esiste una corrispondenza biunivoca tra l'avanzamento della posizione dell'utensile e la rotazione del mandrino. Nel caso del tornio la correlazione è ottenuta in modo meccanico: l'utensile è fatto avanzare dalla rotazione di una madrevite, la madrevite è accoppiata, tramite una quaterna d'ingranaggi, al mandrino; quindi ad ogni variazione angolare del mandrino corrisponderà un ben preciso incremento di posizione dell'utensile; il rapporto tra le posizioni è stabilito dal rapporto degli ingranaggi e dal passo della madrevite.

Ipotizzando di motorizzare, in modo indipendente, mandrino e madrevite è necessario, per ottenere il medesimo risultato, che il rapporto tra le due velocità sia tale da garantire il passo voluto; stabilito l'esatto rapporto di velocità è indispensabile che questo sia mantenuto **esattamente costante nel tempo**. Ipotizziamo di dover realizzare una vite con passo equivalente a quattro filetti per millimetro, significa che ogni 360° gradi di rotazione del mandrino l'utensile si sarà spostato di 0.25 mm, ma il controllo deve essere continuo; pertanto si può affermare che l'avanzamento deve essere tale che per ogni grado di rotazione l'utensile avanzi di 0,69444 micron! Non solo, ma questo rapporto deve essere assolutamente costante nel tempo e **deve essere mantenuto su tutta la gamma di velocità prevista** per la lavorazione!

Le specifiche dell'esempio sono apparentemente restrittive, eppure questo tipo di applicazione è una delle più semplici ed è conosciuta con il nome di "asse elettrico master – slave".

In genere i controlli interpolati sono specifici per le macchine utensili; sono sistemi di controllo che possono raggiungere complessità davvero notevoli. Oggi giorno è possibile disegnare con un programma CAD un componente meccanico complesso, passare direttamente i files così ottenuti alla macchina CNC ed eseguire la lavorazione. Attualmente alcuni produttori di PLC e di schede per PC offrono sistemi di controllo di posizione multiasse con interpolazione, con ottime prestazioni e prezzi contenuti.

Il posizionamento pluriasse con interpolazione costituisce un argomento molto specialistico e complesso, non ritengo quindi sia il caso di affrontare l'argomento in modo dettagliato ed approfondito in un manuale d'uso generale



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione (Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

6.2. Assi elettrici.

Con il nome di “asse elettrico” s’identifica un regolatore che svolge funzioni analoghe ad un albero meccanico (asse).

Storicamente, agli albori dell’era industriale, negli opifici vi era un solo motore a vapore, tramite una infinita serie di alberi, giunti, ingranaggi, cinghie e pulegge, la potenza veniva portata a **tutte le macchine dello stabilimento!** Con l’avvento dell’energia elettrica la potenza si poteva trasmettere attraverso cavi e sbarre di rame così, poco alla volta, ogni macchina venne dotata del proprio motore elettrico e scomparvero dalle fabbriche i lunghi alberi su cui erano accoppiate pulegge che, tramite cinghie, trasmettevano la potenza alle macchine. Questa trasformazione è stata effettuata in tempi recenti: negli anni ’50 in alcune officine erano ancora presenti quei pericolosi cinematismi. Rimaneva ancora un problema da risolvere: quando una macchina necessitava di disporre d’organi in movimento aventi velocità **strettamente** correlate tra loro. In questo caso, fino a non molti anni fa, erano assolutamente insostituibili gli accoppiamenti meccanici tramite ingranaggi e/o P.I.V. o variatori continui di velocità. Con i progressi della tecnologia digitale è stato possibile, ed economicamente conveniente, sostituire motoriduttori e P.I.V. con i dispositivi denominati assi elettrici.

Si pensi ad alcune lavorazioni come macchine per carta, macchine per stampa, macchine plastificatrici, macchine per la produzione di fibre tessili, macchine per la produzione di film plastici e gomma, calandre, etc.. L’elenco potrebbe essere lunghissimo e comprendere, in pratica, tutte le lavorazioni conosciute.

Per comprendere come funziona un asse elettrico si pensi ad un motore, cui è accoppiato un albero meccanico che muove due cilindri. I due cilindri avranno l’identica velocità angolare e, mediamente, la medesima fase. La fase sarà mediamente uguale perché, durante i transitori, l’elasticità dell’albero fa sì che alle sue estremità, per alcuni istanti, la fase sia diversa; per esempio accelerando la velocità l’albero si torce ed una sua estremità è leggermente in ritardo rispetto all’altra; al termine dell’accelerazione l’elasticità del materiale recupera il ritardo e, comunemente, compie una breve oscillazione intorno allo zero.

Sostituendo l’unico motore e l’albero meccanico, con due motori elettrici ed un dispositivo di regolazione che mantenga la loro fase relativa senza eccessive variazioni, abbiamo realizzato un dispositivo equivalente all’albero meccanico. Questa soluzione, pur essendo più complicata, permette di costruire macchine più compatte, con minori vincoli meccanici e, fattore in alcuni casi determinante, consente una regolazione fine delle velocità relative senza ricorrere ad ingombranti e costosi dispositivi PIV.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione (Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

6.2.1 Architettura degli assi elettrici.

Esistono due tipi fondamentali di architettura per assi elettrici:

- Asse elettrico master – slave, con un master ed uno o più slave in cascata
- Asse elettrico con un master reale o fittizio e più slave in parallelo

Entrambe le configurazioni offrono vantaggi e svantaggi, è l'applicazione che determina il tipo di architettura.

6.2.1.2 Configurazione “master – slave”

Quest'architettura si adatta meglio dove è richiesta una cascata di velocità. Il difetto principale è costituito dal fatto che ogni variazione di velocità di un elemento si ripercuote, con ritardo, su tutti gli elementi a valle. Con la tecnologia disponibile negli anni '70 – '80, questa configurazione era la più usata per via della facilità con cui si potevano determinare i rapporti di velocità. Infatti, era sufficiente disporre di tanti selettori decadici (“Contraves” dal nome del primo produttore) quante erano le cifre del rapporto da impostare, poi la circuitazione per transcodificare il rapporto impostato con il preset dei contatori, era abbastanza semplice. Oggigiorno, disponendo di HMI ad elevate prestazioni di calcolo e collegamenti seriali efficienti, questa necessità è venuta meno e questa configurazione tende a non essere più usata proprio per il difetto segnalato in precedenza. Ha ancora una sua validità quando si lavora con un master ed un solo slave.

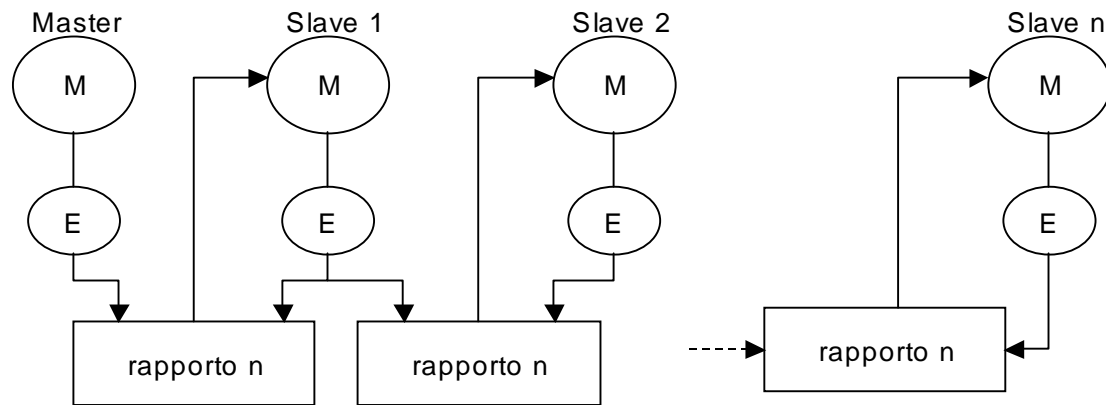


Fig. 6.2.1.2.1 Asse elettrico master – slave: schema di principio



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

6.2.1.3 Configurazione "master virtuale"

Il termine "master virtuale" indica che non esiste un vero motore master. Il sistema di controllo simula un motore cui sono asserviti tutti i motori reali. In effetti, per il sistema di controllo, il motore è rappresentato dal segnale proveniente dall'encoder, quindi si può simulare un motore generando la frequenza equivalente dell'encoder.

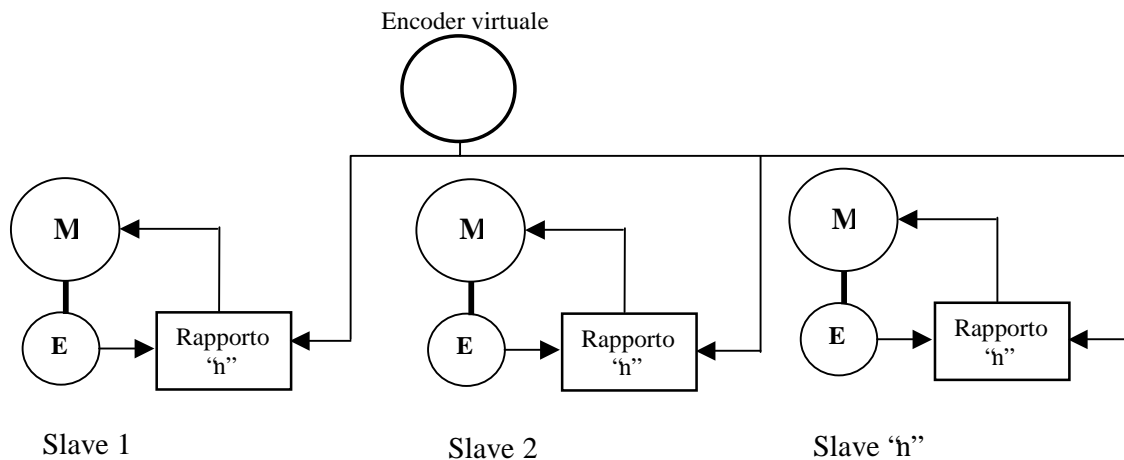


Fig. 6.2.1.3.1 Asse elettrico master virtuale: schema di principio

La figura 6.2.1.3.1 schematizza la regolazione con master virtuale. Questa configurazione, al contrario della configurazione master – slave, è di tipo parallelo, con un unico riferimento. La stabilità di velocità di ogni motore è funzione della stabilità del master e della qualità del regolatore. L'unica controindicazione dipende dal fatto che non si hanno rapporti diretti tra i vari motori in cascata; i rapporti devono essere sempre riferiti al master. A titolo di esempio si supponga di avere tre motori asserviti a questa regolazione, il rapporto tra il primo ed il secondo è pari a 1:1,33; il rapporto tra il secondo ed il terzo è pari a 1:1,59. Per comodità supponiamo che il primo motore sia sincrono con il master virtuale, pertanto avremo questi rapporti: $n_1 = 1$, $n_2 = 1,33$, $n_3 = 2,1147$; non solo ma se si cambia il rapporto n_1 dovranno essere modificati anche n_2 ed n_3 . Con le possibilità che offrono i moderni dispositivi di HMI è abbastanza agevole rendere trasparente all'operatore queste operazioni. In genere l'operatore imposta direttamente le velocità dei vari motori in termini di velocità lineare (metri per minuto) oppure imposta la velocità finale della linea e gli scorrimenti percentuali di velocità dei vari stadi. Bisogna sempre tenere presente che:

- la velocità di uscita di una linea di produzione è sempre prossima alla massima ammessa
- che gli scorrimenti percentuali corrispondono all'allungamento percentuale tra due stadi

Nel prossimo paragrafo sarà analizzata una regolazione con un master virtuale ed uno slave reale; è intuitivo che sostituendo al master virtuale un motore reale, si ricavi una configurazione master – slave. Inoltre, una volta compreso il meccanismo della regolazione, è molto facile estendere la regolazione ad *n* slave: i limiti di configurazione dipendono solo dalla piattaforma Hardware su cui si opera. E' doveroso ricordare che la quasi totalità dei moderni convertitori hanno la funzione asse elettrico integrata. Esistono comunque casi in cui è necessario dover realizzare un controllo esterno al convertitore vuoi perché sono richieste prestazioni particolari, oppure si debbano usare vecchi convertitori.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

6.2.1.4 Realizzazione pratica di un controllo con master virtuale.

Cominciamo con lo stabilire le specifiche generali del sistema.

1. Numero di slave: due.
2. Velocità massima di rotazione del motore: 3000 giri / minuto.
3. Velocità della linea: $0.2 \text{ msec.} \leq V_1 \leq 10 \text{ msec.}$, corrispondenti a 2700 giri / minuto.
4. Tempo di accelerazione $10'' \leq t_{\text{acc}} \leq 30''$
5. Numero d'impulsi per giro dell'encoder: 400 impulsi / giro.
6. Tipo di segnale dell'encoder: 2 canali in quadratura con drive push – pull.
7. Limiti dei rapporti: $0,3 \leq n \leq 2,5$.
8. Periodo di campionamento: 10 msec.
9. Precisione di velocità realtiva: 0,1%.
10. Inverter V/F pilotati con segnale analogico 0 – 10v.
11. Piattaforma Hardware PLC più pannello operatore.
12. Motore in corrente alternata, asincrono 2 poli, con encoder calettato direttamente sull'albero.
13. L'operatore impofterà velocità di linea e scorrimento percentuale.
14. Il tempo di accelerazione può essere **modificato solo a macchina ferna**

Con queste specifiche può essere usato un micro PLC, per esempio un Siemens S7-226, tanto per citare un dispositivo molto diffuso. Comunque per la scelta del PLC bisogna far riferimento ai seguenti parametri: disponibilità di contatori veloci bidirezionali, funzioni matematiche in virgola mobile, velocità di elaborazione tale da permettere di eseguire la routine di controllo in un tempo di circa 5 – 6 msec.

Dalle specifiche si può notare che il motore dispone di un margine di circa 10% di sovravelocità, rispetto alla velocità massima prevista per la linea. Questo margine non è eccessivo, ma consente comunque di operare con una certa garanzia di affidabilità, anche alla massima velocità di lavorazione.

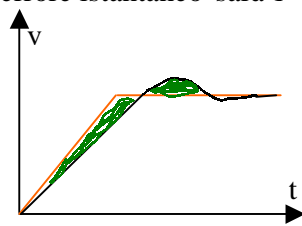
La configurazione presa ad esempio potrebbe essere una parte di una linea di produzione plastica o tessile, per esempio. In ogni caso è una configurazione abbastanza presente nell'industria.

Con i dati di encoder e di velocità massima del motore si ricava che la massima frequenza generata dall'encoder è pari a 18000 impulsi al secondo (18kHz), pertanto ad ogni intervallo di misura si potranno accumulare non più di 180 impulsi, mentre alla velocità minima il differenziale di conteggio sarà pari a 3,6 impulsi.

Esaminiamo i vari blocchi che compongono il controllo.

Il timer di sistema, caricato a 10 msec., alla sua scadenza attiverà l'interrupt di richiamo della routine di regolazione. Questa costituisce il nucleo del controllo. A corollario, ed a più bassa priorità, "gireranno" le funzioni che, ricevendo i dati dall'interfaccia HMI, provvederanno a calcolare il feed forward ed il numero di impulsi per tic di sistema. Inoltre, sempre a bassa priorità, "giererà" anche la funzione che, in base del tempo di accelerazione, calcola gli incrementi del livello analogico per il feed forward e l'invremento del numero di impulsi per tic di sistema.

Generare il livello feed forward è importante per avere risposte pronte ed un piccolo errore di spazio durante i transitori. Bisogna sempre tenere presente che questa regolazione **regola l'integrale della velocità (lo spazio)**, non la velocità istantanea! A transitorio esaurito, se il regolatore è ben ottimizzato, l'errore istantaneo sarà $\varepsilon \leq 1$ impulso di encoder, ma ε è un errore di spazio e non di velocità.



La figura a lato esemplifica l'andamento della velocità durante un transitorio. La linea rossa rappresenta l'andamento della velocità master, mentre quella nera rappresenta l'andamento della velocità slave. Le due aree, indicate dalle linee verdi sono equivalenti. Esse rappresentano l'errore di spazio accumulato dalla slave durante la fase di accelerazione,



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

compensato dalla sovra velocità dello slave al termine dell'accelerazione del master. In questo modo l'errore di spazio è nullo, mentre l'errore istantaneo di velocità è tanto più elevato quanto più lo slave segue con ritardo il master. Tipicamente asservendo uno slave molto inerte ad un master molto rapido, si rischia di avere un sistema instabile, instabilità dovuta non all'errata taratura dei regolatori, ma ad un'errata progettazione del sistema.

Se il sistema considerato non richiede una sincronizzazione di spazio ma di velocità, non si dovrà usare una regolazione di questo tipo, ma una semplice sincronizzazione di velocità (cfr. capitoli 1 e 2).

6.2.1.4.1 Calcolo del feed forward.

Nel caso in esame abbiamo un sistema in cui la massima velocità della linea corrisponderà al 90% della massima velocità angolare dei motori. Il segnale di riferimento di velocità corrisponde a 10v (pari a 4095 counts di D/A C) per il 100% della velocità angolare, pertanto alla massima velocità di linea corrisponderanno 9v (pari a 3685 counts di D/A C). Inoltre il secondo slave corrisponde al motore di uscita, quindi il suo rapporto sarà sempre pari a 1.

Di seguito abbiamo la funzione in pseudo "C" per il calcolo del feed forward e del numero d'impulsi per tic di sistema.

Void feed_forward (int vlin, int n)

```
{
    static int old_vlin; /* valore precedente di vlin */
    static int old_n; /* valore precedente di n */
    if (vlin <> old_vlin) then
    {
        /* costanti per slave 1 4095 : 3000 = 1,365 counts per rpm */
        S1_dac = (3685 * vlin) / 600; /* n° di counts di D/AC equivalenti a vlin */
        delta_s1 = (180 * vlin) / 600; /* n° di impulsi per tic equivalenti a vlin */
        /* costanti per slave 2 180 imp. Per tic di 10 ms @ 2700rpm */
        S2_dac = (3685 * (vlin (1000-n)/1000)) / 600; /* n espresso in % */
        delta_2 = (180 * (vlin *(1000-n)/1000)) / 600; /* 1°=1000ms → 100tics */
        step_acc2 = (3685 * ((1000-n)/1000)) / (t_acc*100);
        delta_acc_s2 = (180 * ((1000-n)/1000)) / (t_acc*100); /* 1°=1000ms → 100tics */
        old_vlin = vlin;
        old_n = n;
    }
    else if (n <> old_n) then
    {
        S2_dac = (3685 * (vlin *(100-n)/1000)) / 600;
        delta_2 = (180 * (vlin *(1000-n)/1000)) / 600;
        step_acc2 = (3685 * ((1000-n)/1000)) / (t_acc*100); /* 1°=1000ms → 100tics */
        old_n = n;
    }
}
```

La funzione feed_forward calcola i nuovi valori per il feed forward analogico e per i delta d'impulsi per ogni tic di sistema. Se cambia anche il rapporto di scorrimento tra gli slaves saranno ricalcolati anche i differenziali necessari durante la fase di accelerazione.

Il programma main richiamerà ad ogni ciclo la funzione feed_forward. Nella routine d'inizializzazione si dovrà provvedere a calcolare i differenziali di counts di D/A C ed i differenziali di impulsi necessari alle rampe di accelerazione. L'accelerazione si effettua direttamente dalla funzione di regolazione.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

```
/* dichiarazioni globali */
float S1_dac =0, S2_dac=0, delta_s1=0, delta_s2=0;
float step_acc2=0, step_acc1=0, n_acc1=0, n_acc2=0;
float Kp1, Ki1, cor_p1, cor_int1, int_1;
float Kp2, Ki1, cor_p2, cor_int2, int_2;
int t_acc;
```

```
Void main ()
{
    ....
    Int v_lin, n;
    ....
    If (first_sca == 0) then
        Init();
    ....
    feed_forward (vlin, n);
    ....
}
```

Calcolo dei differenziali per l'accelerazione

```
Void init()
{
    .....
    /* costanti per slave 1 */
    step_acc1 = (3685/(t_acc*100)); /*1"=1000ms == 100tics*/
    delta_acc_s1 =(180/(t_acc*100)); /*1"=1000ms == 100tics*/
    /* costanti per slave 2 */
    step_acc2 = (3685 *( (100-n)/1000) )/(t_acc*100); /*1"=1000ms == 100tics*/
    delta_acc_s2 =(180*( (100-n)/1000) )/(t_acc*100); /*1"=1000ms == 100tics*/
}
```



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

6.2.1.4.2 Routine di regolazione

La routine di regolazione verrà attivata dall'interrupt legato allo scadere del timer di sistema.

Void regolazione()

```
{
    static float ffw_s1, ffw_s2, step1, step2, virt1, virt2, err_1, err_2;
    static int outdac_s1, outdac_s2, out_s1, out_s2;
    static int cnt1, old_cnt1, delta_cnt1, quota_reale1;
    static int cnt2, old_cnt2, delta_cnt2, quota_reale2;
    int temp1, temp2;
/* uscita valore totale di riferimento per i due slaves */
    out_dac1 = out_s1;
    out_dac2 = out_s2;

/* lettura contatori dei due slaves */
    cnt1 = HSC1; /* lettura al volo e memorizzazione del contatore HW dello slave 1 */
    cnt2 = HSC2; /* lettura al volo e memorizzazione del contatore HW dello slave 2 */

/* verifica se terminata fase di accelerazione per feed forward slave 1*/
    if (ffw_s1 < S1_dac) then
    {
        ffw_s1 = ffw_s1 + delta_acc;
    }
    else ffw_s1 = step_acc1;

/* verifica se terminata fase di accelerazione per feed forward slave 2*/
    if (ffw_s2 < S2_dac) then
    {
        ffw_s2 = ffw_s2 + step_acc2;
    }
    else ffw_s2 = step_acc2;

/* verifica se terminata fase di accelerazione per differenziale per tic di slave 1*/
    if (step1 < delta_s1) then
    {
        step1 = step1 + delta_acc_s1;
    }
    else step1 = delta_s1;

/* verifica se terminata fase d'accelerazione per differenziale per tic di slave 2*/
    if (step2 < delta_s2) then
    {
        step2 = step2 + delta_acc_s2;
    }
    else step2 = delta_s2;
/* preparazione quote virtuali per i due slaves */
    virt1 = virt1 + step1;
```



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

```
    virt2 = virt2 + step2;
/* calcolo quota reale per i due slaves */
    if (cnt1 > old_cnt1) then delta_cnt1 = cnt1 - old_cnt1;
    if (cnt1 < old_cnt1) then delta_cnt1 = cnt1 + 4294967295 - old_cnt1;
    quota_reale1 = quota_reale1 + delta_cnt1;
    old_cnt1 = cnt1;
    if (cnt2 > old_cnt2) then delta_cnt2 = cnt2 - old_cnt2;
    if (cnt2 < old_cnt2) then delta_cnt2 = cnt2 + 4294967295 - old_cnt2;
    quota_reale2 = quota_reale2 + delta_cnt2;
    old_cnt2 = cnt2;
/* verifica che quote reali e virtuali non trabocchino */
    if ((quota_reale1 and vitr1) > 3000000) then
        {
            quota_reale1 = quota_reale1 - 3000000;
            vitr1 = vitr1 - 3000000;
        }
    if ((quota_reale2 and vitr2) > 3000000) then
        {
            quota_reale2 = quota_reale2 - 3000000;
            vitr2 = vitr2 - 3000000;
        }
/* calcolo errori ed effettuo regolazioni */
    err_1 = (float) (vitr1 - quota_reale1);
    err_2 = (float) (vitr2 - quota_reale2);
    cor_p1 = err_1 * Kp1;
    int1 = err_1 * Ki1;
    cor_int1 = cor_int1 + int1;
    if (cor_int1 > lim_pos_int1) then cor_int1 = lim_pos_int1;
    if (cor_int1 < lim_neg_int1) then cor_int1 = lim_neg_int1;
    temp1 = (int) (cor_int1 + cor_p1);
    cor_p2 = err_2 * Kp2;
    int2 = err_2 * Ki2;
    cor_int2 = cor_int2 + int2;
    if (cor_int2 > lim_pos_int2) then cor_int2 = lim_pos_int2;
    if (cor_int2 < lim_neg_int2) then cor_int2 = lim_neg_int2;
    temp2 = (int) (cor_int2 + cor_p2);
/* somma correzioni a feed forward */
    out_s1 = ffw_s1 + temp1;
    if (out_s1 > 4095) then out_s1 = 4095;
    if (out_s1 < 0) then out_s1 = 0;
    out_s2 = ffw_s2 + temp2;
    if (out_s2 > 4095) then out_s2 = 4095;
    if (out_s2 < 0) then out_s2 = 0;
}
```



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

Dall'esame della routine regolazione si possono osservare alcuni punti interessanti.

1. Per semplificare le operazioni vengono generate due quote virtuali o ideali, corrispondenti alla posizione teorica dei due slaves.
2. La posizione teorica è ottenuta sommando, ad ogni ciclo di controllo, il differenziale teorico di ogni slave. In altri termini si effettua il calcolo, in virgola mobile e fuori linea, dell'incremento teorico di ogni slave, ad ogni differenziale di tempo considerato; se il tic di sistema vale 10 msec il differenziale di tempo sarà uguale a 10 msec.
3. La posizione teorica è calcolata in virgola mobile; in questo modo, anche se il rapporto di scorrimento è un numero reale, l'errore integrato nel tempo risulterà minimo. Se il conteggio fosse effettuato in numeri interi, anche un piccolo arrotondamento causerebbe, dopo qualche ora di funzionamento, errori notevoli!
4. I contatori hardware, di regola, quando vanno in overflow ripartano da zero. Su alcune piattaforme ad ogni trabocco viene alzato un flag, l'algoritmo proposto è comunque indipendente dal riconoscimento hardware dell'avvenuto trabocco. L'algoritmo è altresì indipendente dalla lunghezza del contatore (16 bits o 32 bits).
5. Anche la posizione reale viene ricostruita in modo sintetico. Così facendo è facile evitare il trabocco delle quote reali e virtuali.
6. La regolazione proposta è di tipo P.I.; l'introduzione di un derivativo sull'errore, in genere, rende il sistema molto "nervoso", caratteristica che spesso disturba perché introduce vibrazioni molto dannose al processo.

Attenzione: con alcune semplici modifiche il controllo proposto può essere convertito in un posizionatore pluriasse.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

6.2.4 Controllo d'avvolgitura tipo "Servodiametro"

Nel capitolo 5 è stato analizzato un regolatore per un avvolgitore, regolato in velocità tramite cella di carico; con poche e semplici modifiche può essere trasformato in un controllo, sempre regolato in velocità, tramite ballerino.

In questo capitolo sarà analizzato un controllo di avvolgitura, regolato in coppia o tiro, ad anello aperto. Le differenze fondamentali, rispetto al controllo descritto nel capitolo 5, sono:

- Questo tipo di controllo non ha nessun trasduttore per misurare la forza esercitata sul materiale quindi, quanto più il modello implementato è accurato, tanto più sarà preciso il valore del tiro sul materiale.
- Nei controlli ad anello chiuso si regola **direttamente** il valore di tensione del materiale misurandone il valore tramite un trasduttore come la cella di carico, oppure imponendone la forza tramite un dispositivo detto "ballerino"; in un controllo ad anello aperto si regola **indirettamente** la tensione del materiale regolando la coppia motrice secondo un modello teorico.

Nella descrizione si usa il termine generico avvolgitore, od anche aspo, indipendentemente dal fatto che sia un dispositivo avvolgente o svolgente. Si farà preciso riferimento alla funzione solo se determina regolazioni specifiche.

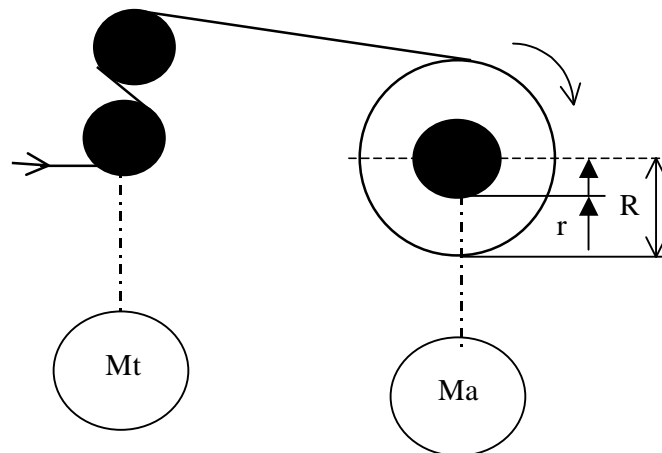


Fig. 6.2.4.1 Schema a blocchi di un aspo avvolgitore regolato ad anello aperto

Nella figura 6.4.2.1, dove si schematizza il layout di un generico aspo avvolgitore, appaiono gli elementi fondamentali: l'aspo con il relativo motore, il traino con il relativo motore. Non sono stati riportati gli eventuali rapporti meccanici, trasmissioni, etc.; non sono stati disegnati i trasduttori di velocità che si suppongono calettati direttamente sui motori.

Considerando il sistema in regime statico, e non considerando attriti e perdite meccaniche, la tensione del materiale sarà equivalente alla coppia motrice del motore, C_m , moltiplicata per il raggio dell'avvolgimento. Se, per esempio, la coppia del motore fosse pari a 5kgm per un raggio d'avvolgimento uguale a 0,5m, la tensione del materiale sarebbe pari a 2,5kg.

Naturalmente le perdite di coppia del sistema non sono mai trascurabili, inoltre la linea non lavora in regime statico, tranne che quando si esercita una trazione sul materiale a linea ferma. In regime norma-



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

le la velocità lineare è costante, tranne quando la linea accelera, mentre la velocità angolare dell'avvolgimento è in **continua variazione**. Tutto questo complica il modello di calcolo della coppia istantanea che il motore dovrà erogare per mantenere costante il tiro del materiale.

A velocità lineare costante si può considerare ininfluente l'accelerazione angolare, pertanto non sarà necessario compensarne gli effetti relativamente al calcolo della coppia motrice.

Il motore dovrà erogare una coppia totale che si può scomporre come:

1. Coppia relativa al tiro sul materiale
2. Coppia per compensare l'attrito statico del sistema di trasmissione
3. Coppia per compensare l'attrito dinamico dell'intero sistema
4. Coppia per compensare l'attrito di primo distacco
5. Coppia necessaria a compensare il momento di piegatura del materiale
6. Coppia necessaria per compensare il momento d'inerzia dell'avvolgimento

Naturalmente non sempre è necessario tenere conto di tutti e sei i parametri sopra elencati; nella maggior parte delle applicazioni è sufficiente considerare, oltre al tiro del materiale, l'attrito statico ed il momento d'inerzia. La coppia necessaria alla piegatura del materiale entra nel calcolo solo nel caso di avvolgimenti con materiali particolarmente resistenti, quali lamiere d'acciaio speciale o simili. Anche l'attrito di primo distacco, nella maggior parte delle applicazioni, o non è considerato oppure è sufficiente erogare una coppia costante per un tempo definito all'atto dell'avviamento. L'attrito dinamico in genere, anche se non è considerato, non pregiudica il buon funzionamento del sistema.

Le componenti che influenzano pesantemente la qualità dell'avvolgimento sono: la corrispondenza coppia – diametro, la compensazione del momento d'inerzia durante i transitori di velocità. Addirittura in alcune lavorazioni, come per le fibre tessili, non è molto importante se ci sono variazioni di tiro, purché avvengano molto lentamente, mentre sono veramente dannose anche le piccole variazioni rapide. La bontà di un avvolgimento si può valutare in modo visivo; un buon avvolgimento è esente da spazi vuoti tra le spire, i bordi sono compatti ed allineati. Quando la compensazione d'inerzia non funziona correttamente è facile riconoscere, osservando i fianchi della bobina, i punti in cui sono avvenuti rallentamenti ed accelerazioni: basto osservare i punti in cui i fianchi presentano delle discontinuità. Se ci sono stati scorrimenti delle spire interne durante l'operazione di avvolgimento la bobina si presenta con la caratteristica forma a "cannocchiale". Questa anomalia dipende dall'assenza o dal cattivo funzionamento della funzione "taper".

6.2.4.1 Calcolo e compensazione del momento d'inerzia.

Il momento d'inerzia è un parametro che, generalmente, influenza notevolmente le prestazioni degli aspi. Il momento di inerzia "J" è il parametro meccanico che stabilisce la resistenza di una massa in rotazione a variare la sua velocità angolare: più è elevato il momento di inerzia e più è alta la sua resistenza alle variazioni. Nel sistema pratico si usa il parametro PD^2 , che è simile, ma sta in rapporto 1 a 4 con il momento di inerzia. I meccanici, in genere, tendono a confondere le due cose, pertanto è bene effettuare sempre le opportune verifiche. Su molti manuali tecnici, sul Manuale dell'Ingegnere e sul Manuale del Perito Industriale si trovano le formule per il calcolo del momento d'inerzia e del PD^2 delle più comuni forme. Nel caso di un aspo si tratta di comporre due solidi: un cilindro pieno ed un cilindro cavo. Il cilindro pieno corrisponde al mandrino ed al nucleo od anima dell'avvolgimento, mentre il cilindro cavo corrisponde all'avvolgimento. Ovviamente, durante la fase di avvolgimento o svolgimento, il diametro della bobina cambia ad ogni istante e quindi, istante per istante, si modifica anche il momento d'inerzia. Inoltre, se la velocità del materiale è costante, cambiando il diametro varierà la velocità angolare quindi con diametro minimo l'accelerazione angolare sarà massima.

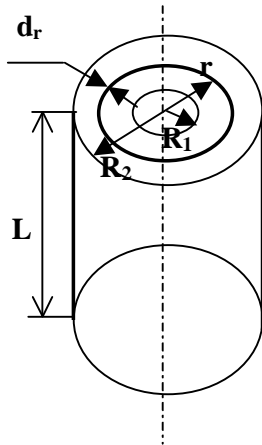


Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

6.2.4.1.1 Calcolo del momento d'inerzia.

Di seguito diamo le formule per il calcolo del momento d'inerzia di un cilindro cavo e di un cilindro; per chi volesse affrontare l'argomento, dal punto di vista della meccanica classica, può fare riferimento alla bibliografia^{*1}.



La figura a lato esemplifica un cilindro cavo che rappresenta la parte avvolta della bobina.

La massa elementare più conveniente per il calcolo è costituita da una guaina cilindrica di spessore infinitesimo d_r , raggio r , altezza L e densità δ . Potremo scrivere:

$$dm = \delta * dV$$

dove dV è il volume della guaina cilindrica di massa dm .

$$dV = (2*\pi*r*d_r)*L$$

da cui:

$$dm = 2*\pi*r*d_r*L * \delta$$

quindi:

$$J = \int r^2 dm = 2\pi L \int_{R_1}^{R_2} \delta r^3 dr$$

R_1 e R_2 sono, rispettivamente, il raggio interno ed esterno del cilindro cavo. Si assuma come costante la densità del materiale, risolvendo l'integrale si avrà:

$$J = \frac{1}{2} \pi \delta L (R_2^4 - R_1^4)$$

La massa M del corpo è δV quindi potremo scrivere:

$$M = \delta \pi L (R_2^2 - R_1^2)$$

pertanto il momento di inerzia di un cilindro rispetto al suo asse di rotazione è:

$$J = \frac{1}{2} MR^2$$

dove R è il raggio del cilindro

Il momento di inerzia totale dell'aspo sarà composto:

- il momento d'inerzia del mandrino, comprensivo anche del momento di inerzia del nucleo o supporto della bobina: J_a [kgm^2]
- il momento d'inerzia della trasmissione dal motore all'aspo: riduttore meccanico, ingranaggi, pulegge, cinghie e tutti i cinematismi interposti tra motore e bobina ed il momento d'inerzia del motore J_m [kgm^2]
- il momento d'inerzia dell'avvolgimento J_{avv} [kgm^2]

^{*1} David Halliday – Robert Resnick: Fisica 1; Alonzo – Finney: Fisica 1



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

Delle tre componenti, le prime due sono costanti e dipendono esclusivamente dalla macchina, mentre la terza è variabile durante tutto il corso della lavorazione.

Il momento d'inerzia totale, **ridotto al motore**, si calcola secondo la formula:

$$J_t = A + B * r^4$$

Dove:

$$A = J_{mot} + \frac{J_{trasm}}{n_t^2} - \frac{\pi * l * \gamma}{2 * n_t^2} * r_0^4$$

$$B = \frac{\pi * l * \gamma}{2 * n^2}$$

r = raggio istantaneo dell'avvolgimento [m]

r₀ = raggio iniziale dell'avvolgimento [m]

l = larghezza dell'avvolgimento [m]

γ = densità del materiale (peso specifico) [kgm³]

n_t = rapporto di trasmissione

Quindi potremo scrivere che il momento d'inerzia totale, riportato all'albero motore vale:

$$J_t = J_{mot} + \frac{J_{trasm}}{n_t^2} + \frac{\pi * l * \gamma}{2 + n_t^2} (r^4 - r_0^4)$$

Ai fini pratici potremmo scrivere:

$$J_t = K_1 + K_2 + K_3(R^4 - r^4)$$

Perché, sicuramente, motore e trasmissione sono definiti all'atto della costruzione della macchina, mentre le caratteristiche dell'aspo possono variare in modo limitato. In altri termini una determinata macchina sarà costruita per avvolgere un determinato materiale con determinati nuclei di bobina, quindi K₃ potrà essere scelta, di volta in volta, tra un limitato numero di varianti.

6.4.2.1.2 Compensazione del momento d'inerzia durante le accelerazioni.

La coppia motrice, necessaria per compensare l'inerzia in fase d'accelerazione, sarà:

$$C_J = J_t * \frac{d\omega}{dt}$$

dove:

dω = variazione dei giri al minuto del motore [rpm]

dt = tempo di accelerazione [s]

J_t = inerzia totale ridotta all'albero motore

Nota: come unità di misura della velocità angolare sono stati usati i giri al minuto invece dei rad/s per praticità

Facendo riferimento alla velocità lineare del materiale avvolto, la velocità angolare varrà:

$$\omega = n * \frac{V_l}{r}$$

dove:



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione
(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

ω = velocità angolare del motore [rpm]
 V_1 = velocità lineare del materiale avvolto

Trascurando le variazioni di diametro durante il tempo di accelerazione, si potrà scrivere:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_t}{r} * \frac{dv}{dt}$$

da cui si ricava:

$$C_J = n_t \left(\frac{A}{r} + B * r^3 \right) * \frac{dv}{dt}$$

Il termine **A** rappresenta la parte costante dell'inerzia (motore, trasmissione, mantrino e nucleo), mentre il termine **B** rappresenta il coefficiente della parte variabile (avvolgimento). Osservando la formula si nota che, dei due componenti che determinano il variare della coppia al variare del raggio di avvolgimento, uno è inversamente proporzionale al raggio, mentre l'altro è direttamente proporzionale al cubo del raggio. A parità di **accelerazione lineare**, il diverso peso, o la diversa distribuzione, delle componenti costanti e variabili determina la richiesta di coppia supplementare, al variare del raggio, per compensare l'inerzia durante le fasi di accelerazione.

Il minimo valore di coppia si avrà per:

$$r_{Cmin} = \sqrt[4]{\frac{A}{3B}}$$

si potranno avere tre casi in funzione del valore di r_{Cmin} . Quando il raggio per coppia minima cade all'interno dell'intervallo $r_0 - r_{max}$, oppure se $r_{Cmin} \leq r_{max}$ o $r_{Cmin} \geq r_0$.

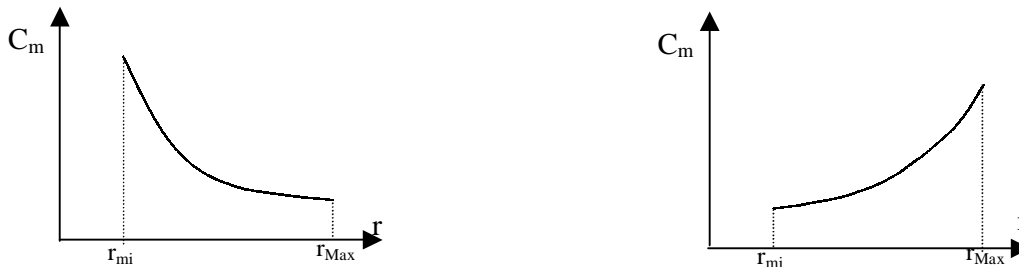


Fig. 6.2.4.2 Andamento della Coppia per compensare il momento di inerzia in funzione del raggio:
a sinistra $r_{Cmin} = r_{Max}$, a destra $r_{Cmax} = r_{Max}$

Il caso più comune si ha quando il valore della coppia di compensazione, corrisponde ad una misura di raggio compresa tra i valori minimi e massimi.

Si ha il massimo valore di coppia in corrispondenza del minimo raggio quando i valori d'inerzia delle parti della macchina sono notevoli, il momento d'inerzia della parte avvolta cresce lentamente (densità del materiale non elevata) e, contemporaneamente il valore del raggio s'incrementa abbastanza rapidamente. In questo caso la coppia è influenzata maggiormente dalla variazione d'accelerazione angolare.

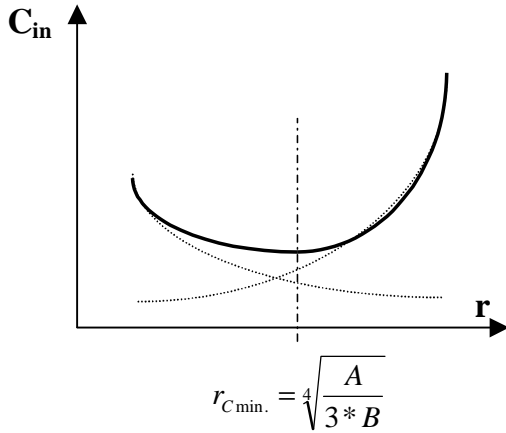
Al contrario, quando il minimo valore di coppia corrisponde al minimo valore di raggio, la componente inerziale fissa della macchina non è elevata, contemporaneamente il momento d'inerzia



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

dell'avvolgimento cresce rapidamente (densità del materiale abbastanza elevata) e si ha prevalenza dell'inerzia sull'accelerazione angolare.



La figura a lato mostra l'andamento della coppia di compensazione in funzione del raggio dell'avvolgimento.

Nel primo tratto è prevalente l'effetto dell'accelerazione angolare, poi l'incremento del momento d'inerzia prende il sopravvento sulla diminuzione del valore di accelerazione angolare.

6.4.2.2 Calcolo della coppia totale

La coppia motrice totale si può esprimere come somma di varie componenti.

$$C_{Mtot.} = C_{in.} + C_{tiro} + C_{attr.}$$

dove $C_{attr.}$ = coppia per compensare gli attriti totali: statici, dinamici e di primo distacco;

$$C_{attr.} = C_{st.} + C_{din.} + C_{col.}$$

La coppia per tensionare il materiale varrà:

$$C_{tiro} = tiro * r ; \quad \text{con tiro espresso in kg e raggio espresso in m} \rightarrow \text{la copia sarà in kgm.}$$

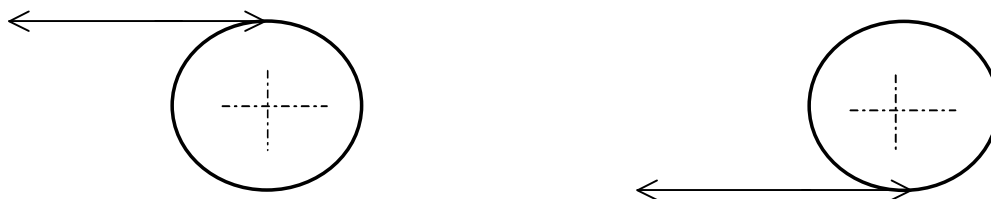
La coppia per compensare gli attriti statici $C_{st.}$ sarà equivalente ad una costante.

La coppia per compensare gli attriti dinamici $C_{din.}$ Sarà equivalente a:

$$C_{din.} = \omega_a * K \quad \omega_a \text{ I velocità angolare dell'aspo}$$

La coppia per compensare l'attrito di primo distacco $C_{col.}$, equivale ad una costante erogata per un tempo t all'atto dell'avviamento.

In funzione che l'aspo stia avvolgendo o svolgendo cambiano i segni delle coppie, come cambiano i segni delle coppie in funzione che l'aspo avvolga(svolga) materiale "da sotto" o "da sopra".





Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

Fig. 6.2.4.2.1 Avvolgitore/svolgitore “da sopra” a sinistra e, a destra, “da sotto”

La figura 6.4.2.1 esemplifica i due modi di avvolgimento, mentre la tabella che segue riassume i segni della coppia per le 4 configurazioni: avvolgitore/svolgitore e “da sotto/da sopra”.

	AVVOLGITORE				SVOLGITORE			
	Da sotto		Da sopra		Da sotto		Da sopra	
	Accelera	Decelera	Accelera	Decelera	Accelera	Decelera	Accelera	Decelera
C tiro	-	-	+	+	+	+	-	-
C attriti	-	+	+	-	-	+	+	-
C inerzia	-	+	+	-	-	+	+	-

I segni positivi e negativi sono solo convenzionali, stanno ad indicare le direzioni delle forze che possono essere concordi, nel caso d’accelerazione positiva, o discordi, caso accelerazione negativa. Nel caso di tutti i segni concordi si ha la massima richiesta di coppia.

6.4.2.3 Dimensionamento del motore.

Per dimensionare correttamente il si procede nel seguente modo: ^{*2}

1. Si determina quale sia il massimo valore di coppia richiesto.
2. Si sceglie un motore che sia in grado di erogare il valore di coppia richiesto, verificando se è possibile sfruttare la coppia massima del motore in regime transitorio.
3. Si verifica se è il caso di far lavorare il motore nella regione di potenza costante. Normalmente la richiesta di massima coppia corrisponde a valori di raggio prossimi al massimo, dove la velocità angolare è minima, mentre per valori di raggio minimo, quindi con velocità angolare elevata, la richiesta di coppia è vicina ai valori minimi.

Se si usa un motore in cc la coppia motrice è determinata dalla relazione :

$C_m = K \cdot I_A$ questa relazione è valida per regime di corrente di eccitazione costante e flusso saturato. Se si deflussa per aumentare la velocità massima di rotazione la costante K varia in funzione della corrente d’eccitazione.

Con motori in alternata bisogna prevedere un inverter con **controllo vettoriale**. In questo modo è possibile controllare direttamente il valore di coppia o tramite un riferimento analogico (-10v / +10v), oppure per mezzo di un numero inviato all’inverter sul bus di campo. I motori in alternata, controllati in modo vettoriale, lavorano in regime di coppia costante fino alla loro frequenza base, poi in regime di potenza costante, fino alla frequenza massima.

Particolare attenzione va riservata alla trasmissione: le perdite e gli attriti **devono rimanere costanti nel tempo!** In un controllo ad anello aperto non si ha la possibilità di misurare l’effettivo tiro del materiale, la precisione e la costanza del medesimo dipendono dall’accuratezza del modello, dalla bontà delle tarature e dalla costanza dei parametri. In particolare, se la trasmissione motore aspo viene effettuata tramite un riduttore ad ingranaggi in bagno d’olio, sicuramente si incontreranno problemi nella costanza del tiro, perché un dispositivo di questo tipo presenta perdite di potenza che variano di un ordine di grandezza con il variare della temperatura di esercizio. A titolo di esempio, un riduttore che nei primi minuti di lavoro necessita di una coppia pari a circa 10kgm solo per muoversi, dopo circa

^{*2} In appendice è riportato un foglio di calcolo excel, che effettua la verifica di coppia e velocità del motore in funzione del raggio, quantizzato in centesimi di diametro.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

30' – 45' di lavoro è sufficiente una coppia di circa 1 kgm. E' facile immaginare come varierà il tiro durante la prima ora di funzionamento, anche prevedendo una compensazione abbastanza sofisticata.

6.4.2.4 Funzione "taper".

Con alcuni materiali accade che, nel corso dell'avvolgimento, le spire più interne tendano a scivolare su se stesse, in questo modo la tensione del materiale delle spire più interne aumenta notevolmente. Si hanno due conseguenze: una tecnologica ed un'estetica. Dal punto di vista tecnologico il materiale può subire danni irreversibili perché avvolto con tiro molto maggiore dell'ottimale. L'effetto estetico consiste nell'aver un avvolgimento che assume una forma telescopica. Purtroppo questo effetto non è solo estetico, ma è causa di severi inconvenienti nelle operazioni di movimentazione e magazzinaggio delle bobine, ed anche nelle successive lavorazioni.

Per ovviare l'inconveniente si avvolge a tiro variabile. In genere si avvolge con un tiro che decresce con il crescere del raggio fino ad un valore soglia, oltre questa soglia il tiro rimane costante. In genere la variazione del tiro è lineare, in altri termini la funzione equivale all'equazione di una retta passante per due punti.

6.4.2.5 Calcolo della coppia per il tiro.

La coppia necessaria al tiro è funzione della semplice relazione:

$$C_{\text{tiro}} = \text{Tiro} * \text{raggio}$$

Dove:

C_{tiro} è espressa in kgm se il Tiro è espresso in kg ed il raggio in metri, nel caso il tiro venga espresso in N anche la coppia sarà espressa in Nm. Per apparati molto piccoli la coppia può essere espressa in Ncm e, di conseguenza, anche il raggio sarà espresso in cm.

6.4.2.6 Calcolo del raggio

Da quanto visto nei paragrafi precedenti, una corretta valutazione del raggio è fondamentale per una buona regolazione. Infatti la precisione del tiro e delle compensazioni durante i transitori, si basa su di un corretto valore del raggio. E' possibile effettuare la misura del raggio con diverse modalità sia direttamente, sia indirettamente.

La misura diretta del raggio prevede la disponibilità o di dispositivi taster meccanici come, ad esempio rulli cavalieri oppure, caso più comune, misuratori ad ultrasuoni. La misura indiretta necessita sempre di un trasduttore e della circuitazione d'interfaccia; il tutto comporta un aggravio di costi che può essere quantificato da un minimo di 200€ fino a 500 – 600€ per le soluzioni più precise e sofisticate.

La misura indiretta del raggio non comporta aggravii di costi, perché si avvale di trasduttori che sono comunque presenti sulla macchina, inoltre offre garanzia di precisione, affidabilità e ripetibilità comparabili, o migliori, di quelle offerte da una misura diretta.

La metodologia può variare in funzione dei trasduttori di velocità usati dagli azionamenti. Fino a qualche anno addietro si usavano solo dinamo tachimetriche, poi con l'avvento dei convertitori digitali è sempre più frequente l'impiego degli encoders. Nel caso in cui si usi una motorizzazione in alternata sono impiegati solo encoders.

Il principio si basa sull'assunto che prima dell'aspo sia presente un traino od una briglia avente un raggio costante.



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

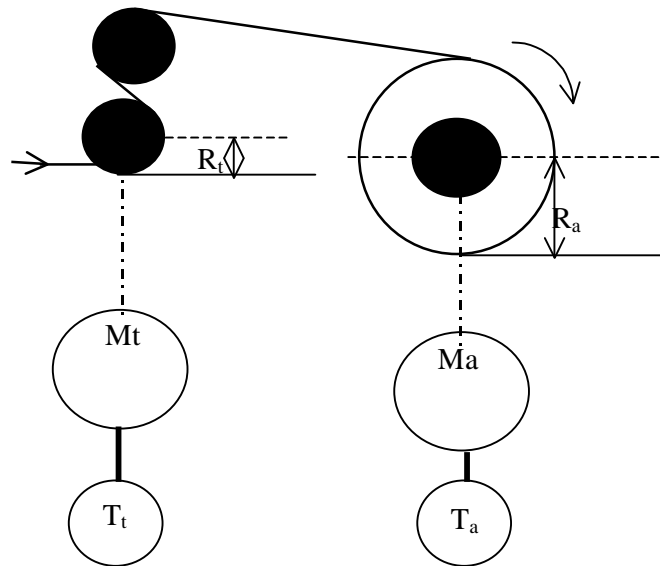


Fig. 6.4.2.6.1 Schematizzazione di un aspo con traino e relativa motorizzazione

La figura precedente mostra, in modo schematizzato, un aspo completo di traino di ingresso, motorizzati e completi dei relativi trasduttori di velocità.

I trasduttori possono essere, indifferentemente, dinamo tachimetriche od encoders.

La più classica metodologia di misura del diametro consiste nel rapportare le velocità angolari dell'aspo e del traino. Entrambi hanno la medesima velocità periferica, quindi le loro velocità angolari dipendono dai rispettivi raggi. Analiticamente potremo scrivere:

$$V_{lin} = \omega_{aspo} * 2 * \pi * r_{aspo}$$

$$V_{lin} = \omega_{traino} * 2 * \pi * r_{traino}$$

$$r_{aspo} = \frac{\omega_{traino} * r_{traino}}{\omega_{aspo}}$$

Il raggio del traino è una costante di macchina pertanto il raggio dell'aspo vale:

$$r_{aspo} = K * \frac{\omega_{traino}}{\omega_{aspo}}$$

Per calcolare il raggio dell'avvolgimento è sufficiente misurare le due velocità angolari relative all'aspo ed al traino.

Nel caso di dinamo tachimetriche saranno letti due valori analogici, mentre nel caso di encoders sarà necessario effettuare una lettura di due contatorei con la medesima base dei tempi.

Nel caso in cui i trasduttori di velocità siano costituiti da encoders è possibile effettuare la misura in modo più preciso, misurando la quantità di materiale avvolto per una rivoluzione dell'aspo, oppure su n rivoluzioni.

Se si dispone dell'encoder dell'aspo dotato di cam ma di zero è sufficiente collegare questa camma ad un ingresso ad interrupt; ad ogni interrupt si effettua la lettura del contatore che effettua il conteggio



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

degli impulsi del traino, la differenza tra due letture contigue equivale alla misura della circonferenza in numero di impulsi; è sufficiente moltiplicare il numero di impulsi per la costante metrica e si ottiene il valore della circonferenza. Se la costante K tiene conto anche di $1/2\pi$ si otterrà direttamente il valore del raggio.

Se non si dispone di tacca di zero e di ingresso di interrupt, la misura può essere effettuata contando contemporaneamente gli impulsi del traino e dell'aspo. Dividendo il conteggio degli impulsi dell'aspo per il numero d'impulsi per giro del suo encoder si otterrà il numero delle rivoluzioni effettuate dall'aspo. Similmente, dividendo il numero degli impulsi conteggiati sul traino per il numero di rivoluzioni calcolato, si otterrà il valore medio della circonferenza dell'aspo che, moltiplicata per una costante appropriata, fornirà il valore medio del raggio.

Il valore di raggio così ottenuto è un dato mediato su alcune rivoluzioni; si dovrà avere cura di fissare un intervallo di misura tale, da avere un valore di raggio misurato aderente alla realtà. In altri termini, se si effettua la media su un numero troppo elevato di rivoluzioni, rispetto alla velocità con cui si incrementa il raggio, si rischia di avere uno scostamento troppo elevato tra il raggio misurato ed il suo valore reale.

6.4.2.6.1 Allarmi e congruità.

Assieme alla misura del raggio è necessario effettuare il controllo di congruità del valore misurato; se si lavora in avvolgitura il raggio può solo aumentare, mentre in svolgitura può solo diminuire. Quindi se, per esempio, si effettua una misura di raggio di valore inferiore alla precedente, mentre si sta lavorando in avvolgitura, si tratta o di una misura errata oppure si è rotto il materiale e l'aspo sta viaggiando ad una velocità angolare anomala. In funzione della velocità di misura, tipo di materiale, velocità di lavoro, si dovrà stabilire il numero di reiterazioni di misura per raggiungere la soglia d'allarme. Allarme che dovrà arrestare la macchina.

6.4.2.6 Calcolo della compensazione durante le accelerazioni.

Le metodologie per il calcolo della coppia necessaria a compensare il momento d'inerzia sono essenzialmente due: una si basa su una tabella di valori precalcolati, l'altra effettua il calcolo ad ogni variazione di diametro.

Nel primo caso si calcolano, al power on, e si memorizzano in due vettori tutti i valori di coppia necessari per compensare l'inerzia durante l'accelerazione e la decelerazione. Il numero di elementi è funzione del differenziale di raggio previsto. Per esempio, suddividendo l'intero intervallo tra il valore di minimo raggio e quello massimo, in cento differenziali avremo cento valori per l'accelerazione e cento per la decelerazione. Dopo aver calcolato un nuovo valore di raggio, si effettua la corrispondenza con la coppia di dati corrispondenti all'intervallo di raggio che racchiude il valore misurato. Nel momento in cui si effettua un'operazione di accelerazione, sarà attivato un riferimento di coppia pari al valore selezionato.

Questa procedura necessita di una maggior quantità di memoria, ma si adatta meglio a piattaforme hardware che non dispongono di funzioni aritmetiche efficienti e rapide.

Nel caso in cui la piattaforma hardware disponga di funzioni aritmetiche abbastanza performanti si può optare per il calcolo dei valori di coppia, necessari per compensare l'inerzia, direttamente ad ogni aggiornamento del valore del raggio.

6.4.2.7 Operazioni in regime di potenza costante.

Per principio è **sempre** sconsigliabile lavorare, con un controllo di coppia ad anello aperto, in regime di potenza costante.

Nel caso di un motore in corrente continua l'equazione $C_m = K * I_a$ è valida per $I_{ecc} = \text{costante}$. Lavorando in regime di potenza costante la coppia è variabile per rispettare la relazione $P_m = K * C_m * \omega$. In un azionamento in corrente continua, quando la richiesta di velocità del motore supera la velocità



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione

(Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

base, si arriva al valore limite della tensione di armatura, il regolatore, raggiunta la soglia, riduce, in modo automatico, la corrente di eccitazione fino a che la velocità del motore sia uguale alla richiesta. In questo modo anche la coppia si è ridotta in modo che il valore di potenza sia rimasto costante.

Se si considera che, in un aspo, a parità di velocità lineare la velocità angolare aumenta con il diminuire del raggio, e che, contemporaneamente, al diminuire del raggio a parità di tiro, la coppia motrice necessaria diminuisce proporzionalmente, si può ipotizzare che sia sufficiente non ridurre la coppia in funzione della riduzione del raggio e tutto il sistema si tara automaticamente.

L'asserzione è vera se, e solo se, si sta lavorando a velocità lineare costante. Se si effettua una variazione di velocità lineare, e quindi di velocità angolare, l'asserzione decade sia per effetto della richiesta di coppia supplementare, sia perché non si conosce la costante di proporzionalità tra corrente di armatura e coppia motrice. Solo conoscendo il nuovo valore del coefficiente di proporzionalità Coppia motrice – corrente di armatura, sarà possibile riaggiustare il sistema.

6.4.2.8 Considerazioni sul riferimento di velocità all'aspo

Di norma è consigliabile dare riferimento zero per un aspo svolgitoro, mentre per un avvolgitore si fornisce il medesimo riferimento di linea. Fa eccezione, per gli svolgitori, la funzione di "messa in tensione da fermo"; in questo caso si fornirà un riferimento di velocità negativa pari ad alcuni per cento (5% - 10%) del valore massimo.

Alcuni sostengono che, nel caso di aspo avvolgitore, si debba fornire un riferimento di velocità che equivalga a:

$$rifvel_{aspo} = \left(\frac{raggio_{min.}}{raggio_{Max.}} * Rifvel_{linea} \right) + \epsilon$$

in questo modo anche in caso di rottura del materiale l'aspo non ruota a velocità pericolose. Si pensi ad un aspo il cui rapporto diametri sia: diametro massimo = 10 * diametro minimo, in caso di rottura del materiale con valori di raggio prossimi al valore massimo, si avrebbe una velocità angolare maggiore di dieci volte della velocità richiesta con possibili effetti dannosi dovuti alla forza centrifuga sull'avvolgimento.

Si possono evitare effetti dannosi, in caso di rottura del materiale, perché se la velocità angolare tende ad aumentare il raggio calcolato tende a diminuire e, nel caso di aspo avvolgitore, la diminuzione del raggio è una condizione di errore (cfr. paragrafo 6.4.2.6 *Calcolo del raggio*).



Manuale propedeutico sulle tecniche di regolazione (Le tecniche di regolazione dei processi spiegate tramite esempi)

7 Considerazioni finali

Per quest'ultima applicazione non sono stati riportati schemi a blocchi e/o listati di funzioni in linguaggio pseudo 'C'. Non si tratta di una dimenticanza, o di svogliatezza o di stanchezza. E' una scelta precisa. Si presume che il lettore, che è arrivato fino a questo punto, sia in grado oramai di lavorare direttamente alla codifica del software necessario per implementare la funzione richiesta. Potrebbe anche essere un buon esercizio.

Nell'appendice troverete una scarna bibliografia, un foglio di calcole excel che consente la verifica delle coppie e velocità angolari necessari per un determinato aspo. Il foglio di calcolo si avvale di macro in visual basic, questa macro potrebbe anche essere interessante da analizzare. Titolo del foglio: test_aspo.zip.

Sempre nell'appendice ho allegato alcuni esempi codificati per la piattaforma Hardware S7-200.