

<i>SISTEMI DI CONTROLLO</i>	2
<i>Nodo di confronto</i>	2
<i>Blocco di retroazione</i>	2
<i>Sistema (vero e proprio)</i>	2
<i>Funzione di trasferimento del sistema ad anello chiuso</i>	3
<i>Funzione di trasferimento del sistema ad anello aperto</i>	3
<i>La retroazione negli amplificatori</i>	4
<i>Condizioni di oscillazione di Barkausen</i>	4
<i>Stabilità di un sistema ad anello chiuso</i>	5
<i>Criterio di stabilità di Bode</i>	5
<i>ANALISI DI SEMPLICI SISTEMI RETROAZIONATI</i>	6
<i>OVA: Connessione non invertente</i>	6
<i>OVA: Connessione inseguitore</i>	6
<i>OVA: Connessione invertente</i>	7
<i>Amplificatore con BJT con reazione collettore-base</i>	7
<i>Generatore di corrente (controllo ad anello chiuso di corrente)</i>	7
<i>Stabilizzatore di tensione a tensione di uscita regolabile (controllo ad anello chiuso di tensione)</i>	9
<i>Controllo di velocità di un motore</i>	9
<i>Dinamo Tachimetrica</i>	10
<i>Pregi e difetti della Dinamo Tachimetrica rispetto ad altri trasduttori di velocità</i>	11
<i>Encoder incrementale</i>	12
<i>PLL (Phase Lock Loop / Maglia ad aggancio di fase)</i>	13

Sistemi di controllo (ad anello chiuso)

prof. Cleto Azzani
 IPSIA Moretto Brescia
 1995

Sistemi di controllo

Nella sua forma più generale un sistema di controllo è strutturato come in fig. 1 in essa distinguiamo i seguenti elementi:

1. Nodo di confronto
2. Blocco di Retroazione
3. Sistema vero e proprio

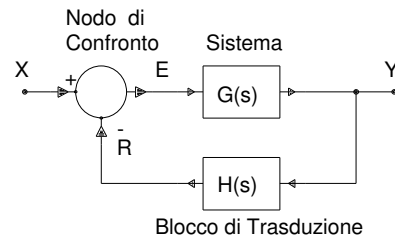


fig. 1 Sistema Retroazionato (schema a blocchi)

Nodo di confronto

È un blocco funzionale che riceve in ingresso due segnali X ed R e restituisce in uscita la differenza o segnale errore $E=X-R$. Supponendo X ed R tensioni, il nodo di confronto potrà essere una maglia elettrica oppure potrà essere una connessione differenziale che utilizza un Amplificatore differenziale. Nel caso in cui X ed R fossero correnti, il nodo di confronto può essere il nodo di una rete elettrica.

Blocco di retroazione

Il blocco H o blocco di retroazione preleva in uscita al sistema la grandezza Y fornisce sulla sua uscita la grandezza R sempre di natura elettrica. Tale blocco è generalmente un trasduttore in quanto spesso il segnale in uscita al sistema non è di natura elettrica ma di altro genere (velocità o posizione di un albero motore, temperatura di un corpo, luminosità di un ambiente, pH di una soluzione, pressione e portata di un fluido, ecc. ecc.). È fondamentale, come si vedrà più avanti, conoscere con precisione il legame matematico ingresso-uscita del blocco H è inoltre importante rendere tale legame il più lineare possibile.

Sistema (vero e proprio)

Il blocco G rappresenta il sistema vero e proprio che si vuole controllare; nella sua forma più generale tale blocco può essere scomposto nella catena riportata in fig. 2. In essa si distinguono tre blocchi certamente di tipo elettrico o elettronico e un blocco non necessariamente elettronico.

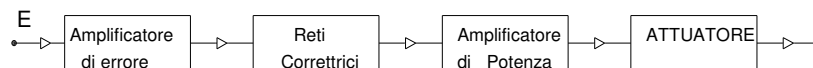


fig. 2 Struttura dettagliata del blocco G

Preamplificatore

Riceve in ingresso il segnale errore E (elettrico a basso livello) lo amplifica adeguatamente in modo da pilotare le reti correttive e successivamente lo stadio amplificatore di potenza.

Reti correttive

Vengono introdotte per modificare la risposta in frequenza del sistema al fine di migliorare la stabilità del sistema ad anello chiuso e per migliorare i tempi di risposta ed eventualmente la precisione del sistema.

Amplificatore di Potenza

Viene introdotto per amplificare in potenza il segnale elettrico proveniente dal preamplificatore in modo da essere in grado di pilotare l'attuatore.

Attuatore

È il dispositivo che materialmente interviene sulla grandezza regolata. Riceve il segnale proveniente dall'amplificatore di potenza e lo trasforma in una grandezza solitamente di altro tipo. Converrà citare alcuni semplici esempi di regolazione per potersi rendere conto del tipo di attuatore utilizzato. Nel caso in cui si voglia regolare la temperatura di un forno il blocco H dovrà utilizzare un dispositivo sensibile alla temperatura (termocoppia o termoresistenza o altro); l'attuatore sarà semplicemente un sistema costituito da resistenze elettriche (forno elettrico) oppure una servovalvola che modifica la portata di combustibile che giunge ad un bruciatore (forno

di altro tipo). Nel caso in cui si voglia regolare la velocità di rotazione di un albero motore, il blocco H dovrà essere un trasduttore di velocità angolare; l'attuatore sarà semplicemente un motore in corrente continua.

Funzione di trasferimento del sistema ad anello chiuso

Con riferimento allo schema a blocchi di fig. 1 scriviamo le relazioni fondamentali che descrivono i vari blocchi:

$$E = X - R \quad 4.1$$

X rappresenta il segnale di riferimento (generalmente una tensione)

R rappresenta il segnale proveniente dal blocco di retroazione H

E rappresenta il segnale errore o scostamento dell'uscita rispetto al riferimento.

$$R = Y \cdot H \quad 4.2$$

$$Y = G \cdot E \quad 4.3$$

Ci proponiamo di ottenere la relazione analitica che lega l'uscita Y all'ingresso X; dobbiamo perciò mettere in sistema le tre relazioni precedenti per raggiungere il nostro obiettivo.

Sostituendo la 4.1 nella 4.3 si ha:

$$Y = G \cdot E = G \cdot X - G \cdot R \quad 4.4$$

sostituendo ora la 4.2 nella 4.4 si ha :

$$Y = G \cdot X - G \cdot H \cdot Y \quad 4.5$$

$$Y(1 + GH) = GX \quad 4.6$$

$$W = \frac{Y}{X} = \frac{G}{1 + GH} \quad 4.7$$

W rappresenta la funzione di trasferimento del sistema ad anello chiuso (in presenza di reazione).

Funzione di trasferimento del sistema ad anello aperto

Qualora nel sistema di fig. 1 venisse interrotto il ramo di retroazione (vedi fig. 3) ci troveremmo di fronte ad un sistema non più retroazionato (ad anello aperto). In tal caso le relazioni che descrivono il sistema diverrebbero:

$$E = X \quad 4.8$$

$$Y = G \cdot E = G \cdot X \quad 4.9$$

da cui risulta immediatamente :

$$\frac{Y}{X} = G \quad 4.10$$

G rappresenta la funzione di trasferimento del sistema ad anello aperto (in assenza di reazione).

È interessante osservare cosa accade ad un sistema ad anello chiuso quando il valore di G tende ad infinito. Calcoliamo quindi la seguente espressione:

$$\lim_{G \rightarrow \infty} W = \lim_{G \rightarrow \infty} \frac{G}{1 + GH} = \lim_{G \rightarrow \infty} \frac{1}{\frac{1}{G} + H} = \frac{1}{H} \quad 4.11$$

Si noti che le proprietà di un sistema ad anello chiuso dipendono unicamente dal blocco di reazione H per cui è sufficiente curare nei minimi particolari il blocco H per avere un sistema ad anello chiuso W di cui si conoscono puntualmente le modalità di funzionamento. Si osservi che essendo venuta meno la dipendenza di W da G nella 4.11, tutti i motivi (temperatura, invecchiamento, dispersione delle caratteristiche ecc.) che normalmente producono variazioni in G e quindi in W (espressione 4.7) non producono variazioni nella 4.11 purché G sia sufficientemente grande.

La particolare cura che deve essere posta nella realizzazione del blocco H deve tradursi nella realizzazione di un sistema di trasduzione il più lineare possibile, con funzione di trasferimento H nota con la massima precisione, con coefficiente di temperatura più basso possibile e con variazioni parametriche dovute all'invecchiamento le più contenute possibile. Gli obiettivi sopra

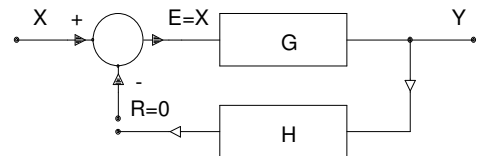


fig. 3 Sistema ad anello aperto

elencati sono facilmente raggiungibili in quanto il livello di potenza dei segnali elettrici in gioco è molto basso. La relazione 4.11 può essere scritta nuovamente tenendo la definizione di W.

$$W = \frac{Y}{X} = \frac{1}{H} \quad 4.12$$

$$Y = \frac{X}{H} \quad 4.13$$

La relazione 4.13 ci permette di concludere che con G sufficientemente grande la grandezza di uscita Y è unicamente legata alla grandezza di riferimento X per cui regolando X modificheremo di conseguenza Y. Un'altra interessante proprietà si ricava dall'analisi del segnale errore E. Infatti

$$\lim_{G \rightarrow \infty} E = \lim_{G \rightarrow \infty} \frac{Y}{G} = 0 \quad 4.14$$

Con G sufficientemente grande il segnale errore E tende a 0; ciò significa che il segnale di retroazione R segue fedelmente il segnale di riferimento X; in altri termini ci troviamo a concludere la relazione 4.13.

La retroazione negli amplificatori

Nell'ambito degli Amplificatori retroazionati più spesso si fa riferimento allo schema a blocchi di fig. 4, leggermente diverso rispetto a quello di fig. 1. Le grandezze X, Y, E, R possono essere sia tensioni che correnti, il blocco G viene in questo contesto chiamato A (amplificazione), il blocco H di retroazione viene denominato blocco β ; il nodo di figura 4 è un nodo sommatore, il nodo di fig. 1 è un nodo differenziale. Sviluppando un procedimento di calcolo del tutto analogo a quello che ci ha consentito di concludere i risultati analitici delle formule dalla 4.4 alla 4.7 si ricavano le seguenti espressioni:

$$Y = A \cdot E = A \cdot X + A \cdot \beta \quad 4.15$$

sostituendo ora la 4.2 nella 4.4 si ha :

$$Y = A \cdot X + A \cdot \beta \cdot Y \quad 4.16$$

$$Y(1 - A \cdot \beta) = AX$$

$$W = \frac{Y}{X} = \frac{A}{1 - A \cdot \beta} \quad 4.17$$

Inoltre risulta:

$$\lim_{A \rightarrow \infty} W = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{A}{1 - A\beta} = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{1}{\frac{1}{A} - \beta} = -\frac{1}{\beta} \quad 4.18$$

Condizioni di oscillazione di Barkausen

Si è visto che generalmente la funzione di trasferimento di un sistema ad anello chiuso W dipende dalla funzione di trasferimento ad anello aperto G e dalla funzione di trasferimento del blocco di retroazione H. Se poniamo nella 4.7 il denominatore uguale a 0 otteniamo la seguente relazione:

$$1 + GH = 0 \rightarrow GH = -1 \quad 4.19$$

Porre uguale a zero il denominatore significa ricercare se esiste la possibilità di ottenere una funzione di trasferimento ad anello chiuso pari ad infinito. Dire che W tende ad infinito significa ipotizzare un sistema che presenta una uscita Y finita con ingresso X nullo; in altri termini si può affermare che lo stesso segnale di retroazione R mantiene da solo in attività il sistema anche se l'ingresso X non è presente o vale 0. I sistemi che presentano le caratteristiche ora descritte prendono il nome di oscillatori o sistemi oscillanti. Approfondiamo il significato della 4.19. Poiché sia G che H sono in genere funzioni complesse della variabile ω risulterà :

$$\begin{aligned} |G(\omega) \cdot H(\omega)| &= 1 \\ \varphi &= \text{Arg}[G(\omega) \cdot H(\omega)] = 180^\circ \end{aligned} \quad 4.20$$

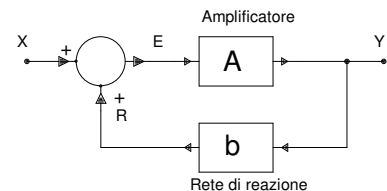


fig. 4 Amplificatore Retroazionato

Le condizioni indicate dalla 4.20 vengono generalmente chiamate "condizioni di Barkausen" esse possono essere scritte anche nel seguente modo:

$$|G(\omega)| = \frac{1}{|H(\omega)|}$$

4.21

$$Arg[G(\omega) \cdot H(\omega)] = Arg[G(\omega)] + Arg[H(\omega)] = 180^\circ$$

Stabilità di un sistema ad anello chiuso

Nello studio dei sistemi ad anello chiuso o retroazionati è molto importante accertarsi che il sistema sia stabile ossia che esso non oscilli. In altri termini non devono esistere pulsazioni ω tali per cui risultino soddisfatte le condizioni di Barkausen 4.20 o 4.21. Esistono vari criteri per appurare se un sistema è stabile oppure no; tra essi ricordiamo il luogo delle radici, il criterio di Nyquist, il criterio di Bode, ecc. In questa sede accenneremo al più semplice da comprendere fra i criteri di stabilità elencati: il criterio di Bode.

Criterio di stabilità di Bode

Supponiamo di avere tracciato i diagrammi di Bode di Modulo e fase della funzione $GH(j\omega)$. Detta ω la pulsazione in corrispondenza alla quale il diagramma di Bode dei moduli attraversa l'asse ω , risulta ovviamente:

$$20\log|G(j\omega) \cdot H(j\omega)| = 0 \quad 4.22$$

$$|G(j\omega) \cdot H(j\omega)| = 1 \quad 4.23$$

se si verifica la situazione:

$$Arg(G(j\omega) \cdot H(j\omega)) < 180^\circ \quad 4.24$$

il sistema è stabile se, al contrario si verificasse la situazione:

$$Arg(G(j\omega) \cdot H(j\omega)) > 180^\circ \quad 4.25$$

il sistema risulta instabile nel caso di sistema stabile si definisce margine di fase la seguente espressione:

$$\Phi_M = 180 - Arg(G(j\omega) \cdot H(j\omega)) \quad 4.26$$

Detta ψ la pulsazione in corrispondenza alla quale il diagramma di Bode delle fasi interseca l'asse orizzontale corrispondenza a 180° , risulta ovviamente:

$$Arg(G(j\psi) \cdot H(j\psi)) = 180^\circ \quad 4.27$$

se si verifica la situazione:

$$20\log|G(j\psi) \cdot H(j\psi)| < 0 \quad 4.28$$

il sistema è stabile; se, al contrario si verificasse la situazione:

$$20\log|G(j\psi) \cdot H(j\psi)| > 0 \quad 4.29$$

il sistema risulta instabile nel caso di sistema stabile si definisce margine di guadagno la seguente espressione:

$$G_M = 20\log|G(j\omega) \cdot H(j\omega)| \quad 4.30$$

I margini di fase e di guadagno esprimono numericamente la "distanza del sistema dall'instabilità".

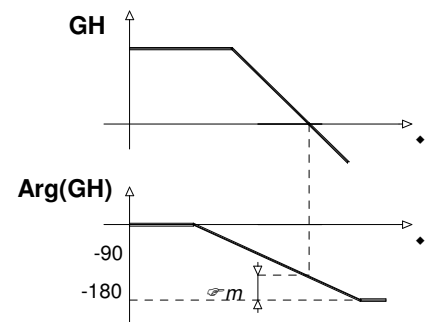


fig. 5 Margine di Fase

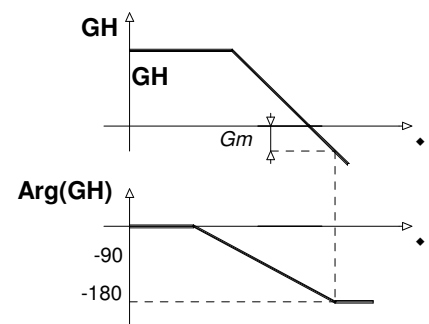


fig.6 Margine di Guadagno

Analisi di semplici sistemi retroazionati

Ci poniamo l'obiettivo di saper individuare all'interno di un sistema retroazionato i tre elementi fondamentali che lo caratterizzano nella rappresentazione a blocchi.

OVA: Connessione non invertente

Se ci riferiamo al circuito di fig. 7b in cui è rappresentata la connessione non invertente di un amplificatore operazionale è facile convincersi che la grandezza di riferimento X è qui rappresentata dal segnale V_e la grandezza di uscita Y è rappresentata dalla tensione di uscita V_u , il nodo di confronto è per così dire incorporato e perciò interno all'operazionale, il blocco di reazione H è rappresentato dal partitore costituito da R2 ed R1; il partitore preleva l'intero segnale di uscita V_u e restituisce sull'ingresso invertente dell'OVA, la tensione presente ai capi di R1. Possiamo perciò concludere che :

$$H = \frac{R}{Y} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

4.40

Poiché il guadagno ad anello aperto del sistema $Avol$ è sufficientemente elevato è possibile applicare il risultato della formula 4.12 ottenendo:

$$W = \frac{V_U}{V_E} = \frac{1}{H} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad 4.41$$

OVA: Connessione inseguitore

Se ci riferiamo al circuito di fig. 8 in cui è rappresentata la connessione inseguitore di un amplificatore operazionale è facile convincersi che la grandezza di riferimento X è qui rappresentata dal segnale V_e la grandezza di uscita Y è rappresentata dalla tensione di uscita V_u , il nodo di confronto è per così dire incorporato e perciò interno all'operazionale, il blocco di reazione H è rappresentato dal conduttore che collega l'uscita V_u all'ingresso invertente dell'amplificatore operazionale. Possiamo perciò concludere che :

$$H = \frac{R}{Y} = 1 \quad 4.42$$

Poiché il guadagno del sistema $Avol$ è sufficientemente elevato è possibile applicare il risultato della formula 4.12 ottenendo:

$$W = \frac{V_U}{V_E} = \frac{1}{H} = 1 \quad 4.43$$

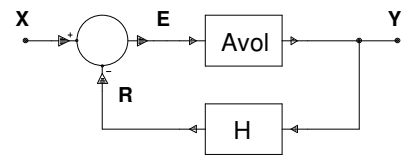
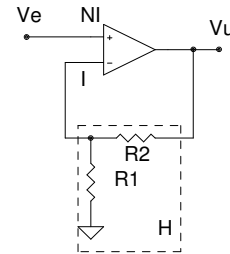
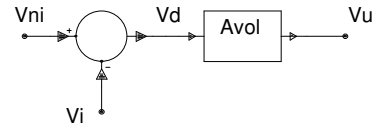


fig. 7

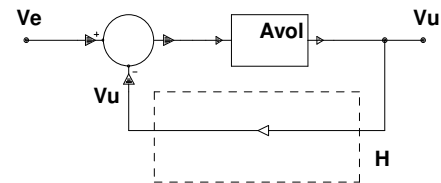
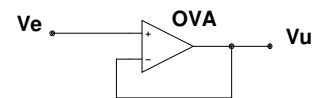


fig. 8

OVA: Connessione invertente

Se ci riferiamo al circuito di fig. 9 in cui è rappresentata la connessione invertente di un amplificatore operazionale è facile convincersi che la grandezza di uscita Y è rappresentata dalla tensione di uscita V_u , il nodo di confronto è in questo caso rappresentato dal nodo A in cui si sommano le correnti provenienti da R_2 e da R_1 . La grandezza di riferimento X è rappresentata dalla I_1 che percorre R_1 , la grandezza di retroazione R è rappresentata dalla corrente che percorre R_2 (più esattamente da $-I_2$). Lo schema a blocchi di fig. 10 ha un aspetto inconsueto per la presenza del blocco convertitore V/I d'ingresso, per la presenza del blocco -1 nel ramo di retroazione (serve per fare in modo che dal nodo di confronto esca la somma I_1+I_2) e per la presenza di un blocco amplificatore a trans-resistenza nella catena diretta. Nell'ipotesi di ritenere molto elevato il guadagno ad anello aperto del sistema si ha:

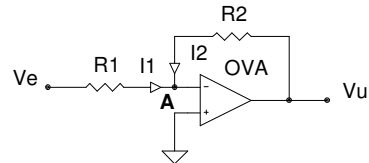


fig. 9 Connessione Invertente

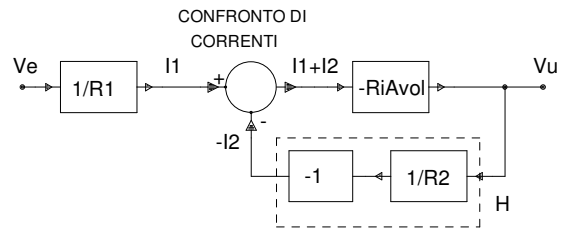


fig.10 Schema a blocchi della connessione Invertente

ritenere molto elevato il guadagno ad anello aperto del sistema si ha:

$$W = \frac{V_u}{V_E} = \frac{V_u}{I_1 V_E} = \frac{1}{H} \cdot \frac{1}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \quad 4.44$$

Amplificatore con BJT con reazione collettore-base

Nel circuito di fig. 11a è rappresentato un semplicissimo stadio amplificatore a BJT dotato di retroazione fra collettore e base. È facile convincersi che la grandezza di uscita Y è rappresentata dalla tensione di uscita V_u , il nodo di confronto è rappresentato dal nodo elettrico in cui confluiscono le correnti provenienti da R_2 e da R_1 . La grandezza di riferimento X è rappresentata dalla I_g che percorre R_1 , la grandezza di retroazione R è rappresentata dalla corrente che percorre R_2 (più esattamente da $-I_r$). Lo schema a blocchi di fig. 11b ha una struttura analoga a quello presentato in fig. 10. Nell'ipotesi di ritenere molto elevato il guadagno ad anello aperto del sistema si ha:

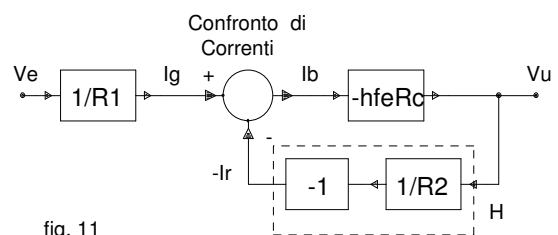
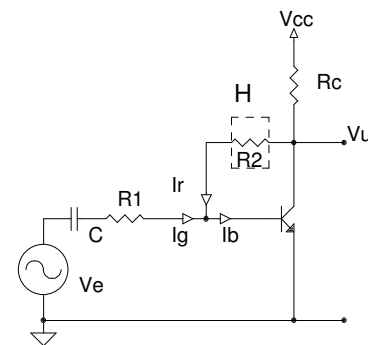


fig. 11

$$W = \frac{V_u}{V_E} = \frac{V_u}{I_1 V_E} = \frac{1}{H} \cdot \frac{1}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \quad 4.45$$

Generatore di corrente (controllo ad anello chiuso di corrente)

Nel circuito di fig. 12a è rappresentato un generatore di corrente. Si tratta di un sistema di controllo della corrente I_c che percorre il carico R_c . È facile concludere che la grandezza di uscita Y è rappresentata dalla corrente I_c che percorre il carico R_c , il nodo di confronto è rappresentato dall'operazionale OP1 che incorpora pure l'amplificatore d'errore. La grandezza di riferimento X è rappresentata dalla V_e che applico sull'ingresso NI di OP1, la grandezza di retroazione R è rappresentata dalla tensione presente in uscita all'operazionale OP2 (connessione differenziale). La resistenza R_1 rappresenta il "trasduttore di corrente": essa è infatti percorsa dalla corrente che percorre il carico R_c ; ai suoi capi il differenziale preleva una ddp V_{ab} pari a $R_1 I_c$. Poiché certamente il guadagno G_m del sistema ad anello aperto (amplificatore a transconduttanza) è molto elevato risulterà che il segnale errore E per la 4.14 tende a 0 per cui si avrà certamente:

$$V_E - R_1 \cdot I_C = 0 \quad 4.46$$

da cui immediatamente :

$$I_C = \frac{V_E}{R_1} \quad 4.47$$

Nella figure 12c e 12d è riportato uno schema elettrico vero e proprio di un generatore di corrente il cui schema di principio è riportato in fig. 12a. In fig. 12c è rappresentato lo schema elettrico completo della sezione alimentatrice duale; il trasformatore isola dalla rete e adatta i livelli di tensione di rete (220Vrms) a quelli del generatore di corrente (15Vrms), il ponte raddrizzatore e la coppia di condensatori elettrolitici C5 e C6 convertono la tensione alternata in un segnale continuo (+21V;-21V); i circuiti integrati LM7812 (regolatore positivo 12V) e LM7912 (regolatore negativo 12V) forniscono in uscita due tensioni continue stabilizzate a +12V (LM7812) e a -12V (LM7912) a basso ripple. In fig. 12d è riportato il generatore di corrente vero e proprio. Il circuito integrato U3B connesso in modo differenziale, fornisce in uscita $V_A - V_B = V_R9$. Il nodo di confronto e amplificatore di errore U3A (OVA open loop), compara V_1 con V_R9 ed agisce sul BJT Q1 in modo da rendere V_R9 costante e quindi I_C costante. Il filtro R8-C1 elimina le oscillazioni di alta frequenza del circuito. Variando la posizione del cursore di R11 (multigiri) varia V_1 e quindi I_C (relazione 4.47).

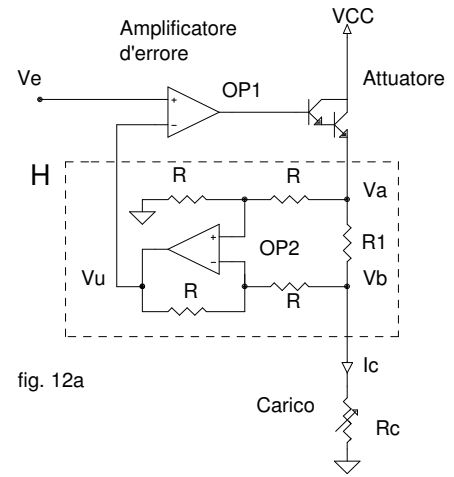


fig. 12a

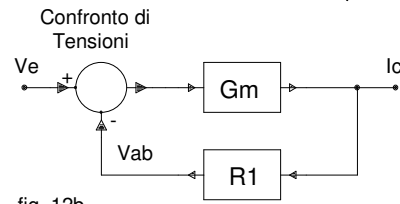


fig. 12b

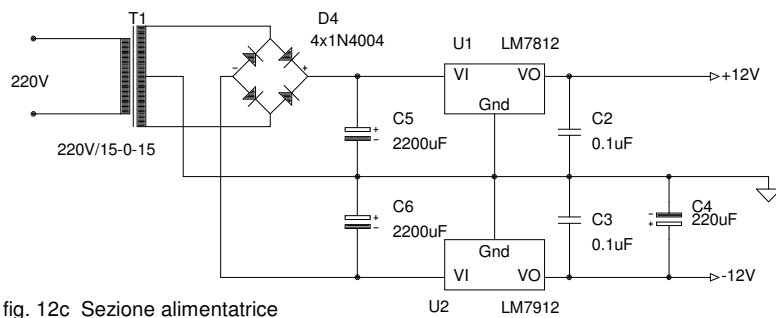


fig. 12c Sezione alimentatrice

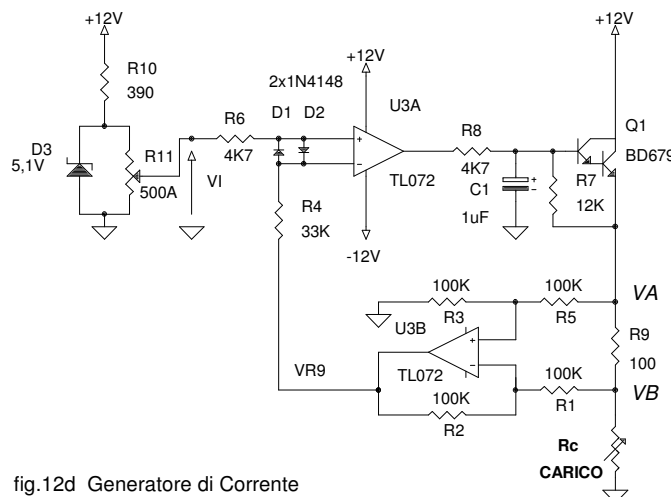


fig.12d Generatore di Corrente

Stabilizzatore di tensione a tensione di uscita regolabile (controllo ad anello chiuso di tensione)

Nel circuito di fig. 13a è rappresentato uno stabilizzatore di tensione. Si tratta di un sistema di controllo della tensione V_u presente in uscita al circuito. È facile concludere che la grandezza di uscita Y è rappresentata dalla tensione V_u presente ai capi del carico R_c , il nodo di confronto è rappresentato dal transistore Q1 che incorpora pure l'amplificatore d'errore. La grandezza di riferimento X è rappresentata dalla tensione V_z presente ai capi dello zener DZ, la grandezza di retroazione R è rappresentata dalla tensione presente fra i punti A e M V_{am} . Il partitore R_1, P, R_2 rappresenta il blocco H. La funzione di trasferimento del blocco H è data dall'espressione:

$$H = \frac{V_{AM}}{V_U} = \frac{R_b}{R_a + R_b} \quad 4.48$$

si noti che poiché nel circuito il segnale errore, ossia la tensione V_{be} del transistore Q1 è data dall'espressione:

$$V_{BE} = V_{AM} - V_Z \quad 4.49$$

e quindi è data dalla differenza fra il segnale di retroazione R (V_{am}) ed il segnale di riferimento X (V_z) si dovrà interporre nella catena diretta un blocco con guadagno -1 . Il guadagno G del sistema ad anello aperto $G = -A_{vt}$ è comprensivo dell'amplificazione introdotta sul segnale errore dal transistore Q1 e dal Darlington Q2. Poiché il guadagno G del sistema è sufficientemente elevato è possibile applicare il risultato della formula 4.12 ottenendo:

$$W = \frac{V_U}{V_E} = \frac{1}{H} = \frac{R_a + R_b}{R_b} = 1 + \frac{R_a}{R_b} \quad 4.50$$

Si noti che in questo sistema, la sorgente di riferimento V_z è fissa mentre è variabile il guadagno del blocco di retroazione H ; infatti la presenza del potenziometro P regolabile nella rete elettrica che determina il valore di H fa sì che lo stesso risultato variabile e di conseguenza W assume i valori:

$$W_{\min} = 1 + \frac{R_1}{R_2 + P} \quad 4.51$$

$$W_{\max} = 1 + \frac{R_1 + P}{R_2} \quad 4.52$$

Controllo di velocità di un motore

Una delle applicazioni industriali più sfruttate nell'ambito degli azionamenti è il controllo di velocità di un motore in corrente continua. Lo schema a blocchi di fig.14 fornisce una delle prime soluzioni basate sull'impiego di un modulatore di potenza denominato PWM attraverso il quale viene modificata in modo continuo il valore medio della tensione che alimenta l'armatura del motore e quindi la velocità. Il blocco H o trasduttore di velocità rileva il numero di giri presente in uscita al motore in C.C., generalmente si tratta di una dinamo tachimetrica caratterizzata da un legame di proporzionalità diretta fra numero di giri n al minuto e tensione presente in uscita. Il parametro che caratterizza una dinamo tachimetrica è la cosiddetta costante tachimetrica definita nel seguente modo:

$$K_D = \frac{V_D}{n} \left[\frac{V}{\text{giri / min.}} \right] \quad 4.53$$

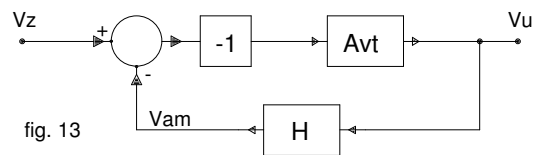
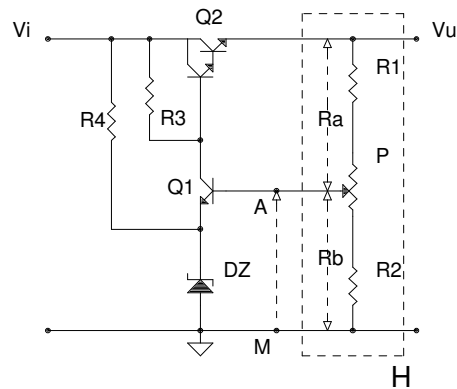


fig. 13

Dinamo Tachimetrica

La dinamo tachimetrica viene calettata sull'albero motore della macchina in corrente continua con la funzione di trasdurre la velocità in una grandezza elettrica, precisamente in una tensione continua. L'espressione della tensione di uscita della D.T. è :

$$e_0 = K_d \cdot n \qquad K_d = K_e \cdot \Phi_e \qquad 4.54$$

dove K_d indica la costante tachimetrica (valori usuali attorno decine di mV/giro al min.). È evidente che per avere una buona linearità K_d deve restare il più costante possibile entro una vasta gamma di velocità. In realtà K_d risulta influenzata dai seguenti fattori:

a) - corrente fornita dalla D.T.: nelle caratteristiche del costruttore sono comunque sempre indicate le variazioni della "Eo" (forza elettro motrice) in funzione della corrente. Un effetto smagnetizzante inoltre è prodotto nella D.T. da eventuali corto circuiti sull'uscita; questi corto circuiti di carattere accidentale devono essere evitati con una certa attenzione.

b) - velocità massima: il costruttore, dando la classe della D.T., ne limita anche il valore della velocità massima. Convieni distinguere il limite massimo meccanico della velocità dal limite elettrico. Il limite massimo meccanico stabilisce la massima velocità a cui la D.T. può arrivare senza pregiudicare le sue caratteristiche meccaniche (ad esempio cuscinetti, serraggio meccanico degli avvolgimenti, adesione delle spazzole, etc.). Il limite elettrico invece fissa la massima f.e.m. che si può ottenere dalla D.T. senza che ne siano compromesse le caratteristiche di isolamento degli avvolgimenti e del collettore.

c) - variazioni di temperatura: essendo per la maggior parte le D.T. costruite con magneti permanenti, i campi magnetici da questi prodotti sono sensibili alla temperatura. Una compensazione per le normali variazioni di temperatura è praticata su tutte le D.T.. È possibile ottenere, su richiesta, una ulteriore compensazione per quei casi in cui la D.T. è chiamata a lavorare in condizioni di temperatura particolari.

d) - ondulazione della tensione d'uscita: la ondulazione è funzione del numero di lamelle del collettore ed al fine di tener bassa questa ondulazione i costruttori usano collettori con elevato numero di lamelle. La presenza poi, nelle D.T., del collettore, porta altri inconvenienti. Nell'istante di commutazione (passaggio delle spazzole tra una lamella e l'altra) si generano delle correnti di corto circuito tra le due lamelle e, all'atto del distacco, uno scintillio. Con opportuni accorgimenti questo scintillio è ridotto al minimo, però il segnale della D.T., osservato all'oscilloscopio, presenterà sovrapposti alla "Eo" disturbi abbastanza evidenti. Questi disturbi devono essere opportunamente eliminati prima che la tensione della D.T. entri nell'anello di regolazione.

Dal punto di vista meccanico la Dinamo Tachimetrica deve avere un basso valore del momento d'inerzia. Questo dato caratteristico deve essere preso in considerazione specialmente in quei controlli di velocità in cui il motore in c.c., al quale la D.T. è calettata, è piccolo e con un proprio momento d'inerzia confrontabile a quella della D.T.. Sempre da un punto di vista meccanico va prestata molta attenzione nella costruzione del giunto elastico che unisce il motore alla D.T.. Difetti in questo particolare punto possono essere causa di errori od oscillazioni. Sono inoltre disponibili in commercio dei piccoli motori per servomeccanismi con la D.T. incorporata, nei quali viene così eliminato il problema dell'accoppiamento meccanico.

Pregi e difetti della Dinamo Tachimetrica rispetto ad altri trasduttori di velocità

Pregi :

A) non vi sono problemi di sfasamenti e di forme d'onda.

B) Per velocità nulla anche la tensione d'uscita è nulla.

C) K_d compresa fra $10 \div 100 \text{ mV/g}$

Difetti:

A) la tensione d'uscita è alterata da una ondulazione la cui frequenza dipende dalla velocità di rotazione (e non può quindi essere agevolmente eliminata con un filtro).

B) Inconvenienti dovuti alla presenza di spazzole (e del collettore segmentato), alto valore della coppia d'attrito; vibrazioni alle alte velocità; consumo rapido delle spazzole e deterioramento del collettore; generazione di rumori ad alta frequenza dovuti alla commutazione; momento d'inerzia del rotore piuttosto elevato, specie se confrontato con altri sistemi.

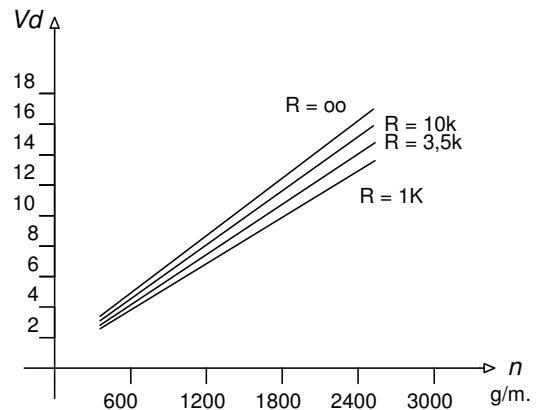


fig. 14 andamento di $V_d(n)$ per vari valori di R

In fig. 14 è riportato l'andamento della tensione prelevabile in uscita ad una dinamo tachimetrica al variare del numero di giri n per diversi valori del carico.

Analizziamo ora lo schema a blocchi di fig. 15: la tensione di riferimento V_{ref} costituisce il "set-point" di velocità. Il valore di V_{ref} viene confrontato con la tensione proveniente dalla dinamo tachimetrica V_{dt} ; da tale confronto nasce il segnale errore E che viene amplificato, inviato al

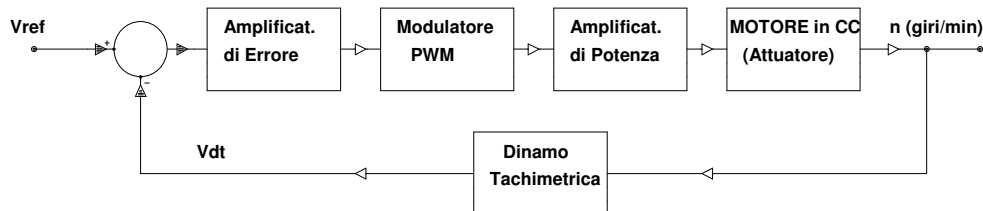


fig. 15

modulatore PWM. Il segnale in uscita al PWM pilota l'amplificatore di potenza (solitamente classe D) attraverso il quale viene modulata la tensione di armatura del Motore in corrente continua. Se per effetto di una perturbazione di natura meccanica o elettrica, la velocità del motore tende a diminuire, la tensione in uscita alla dinamo tachimetrica tende a diminuire; il segnale errore in uscita al nodo di confronto aumenta; il segnale in ingresso al PWM aumenta, il duty-cycle in uscita al PWM aumenta e con esso il valore medio della tensione di armatura del motore che a sua volta produce un aumento di velocità.

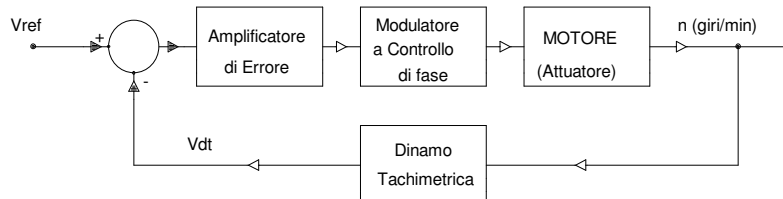


fig. 16

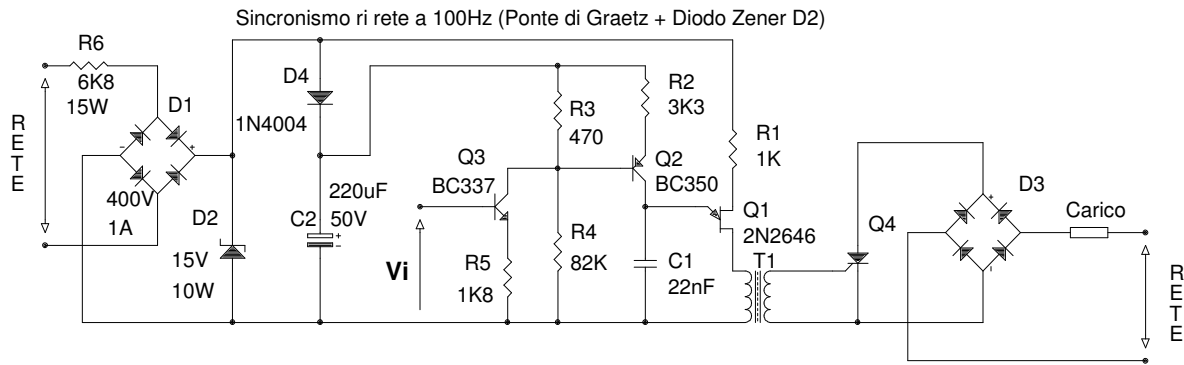


fig. 17 Modulatore di potenza a controllo di fase per carico in corrente alternata

Un altro metodo di regolazione di velocità è quello rappresentato schematicamente nello schema a blocchi di fig. 16. In esso è presente un Modulatore a controllo di fase che impiega diodi controllati SCR per modificare il valore medio della tensione di armatura del motore. Un esempio circuitale di modulatore a controllo di fase è riportato in figura 17. In esso si nota la presenza di un VCO ad UJT sincronizzato con l'alternata di rete proveniente dal ponte D1 attraverso R6 e limitata dallo zener D2 (segnale trapezoidale di ampiezza massima 15V e frequenza 100 Hz). La sincronizzazione assicura la puntuale ripartenza da zero della tensione ai capi della capacità C1 in corrispondenza del passaggio per lo zero della alternata di rete. Come è noto il livello di potenza che si presenta ai capi del carico dipende dall'angolo di innesco del diodo controllato (più elevato è l'angolo di innesco, più basso è il livello di potenza e viceversa). Al variare di V_i varia la pendenza della rampa su C1 (al crescere di V_i cresce la pendenza, al diminuire di V_i diminuisce la pendenza) e quindi varia il ritardo che intercorre fra inizio della sinusoide e istante di innesco (e quindi conseguentemente l'angolo di innesco). Poichè il guadagno G del sistema è sufficientemente elevato è possibile applicare il risultato della formula 4.12 ottenendo:

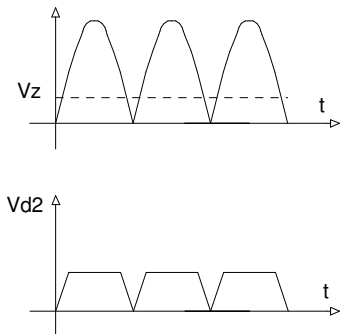


fig. 18

$$W = \frac{n}{V_{ref}} = \frac{1}{H} = \frac{1}{K_D} \quad 4.55$$

Encoder incrementale

Un altro esempio di trasduttore di velocità è l'encoder. Esso è costituito da un disco calettato sull'albero motore dotato di un certo numero N di fori o tacche ricavate sulla periferia del disco (vedi fig. 18). Al disco forato è abbinato un sistema ottico (forcilla ottica) costituito da un emettitore di luce e da un apposito ricevitore di luce (fotocellula, fotodiode, fototransistor) cui è affidato il compito di rivelare attraverso un segnale elettrico il passaggio del foro davanti al sistema ottico. Detto N il numero di fori praticati sulla periferia del disco ed n la velocità di rotazione dell'albero (giri/min.), la frequenza f del segnale prelevabile in uscita alla forcilla ottica è dato da:

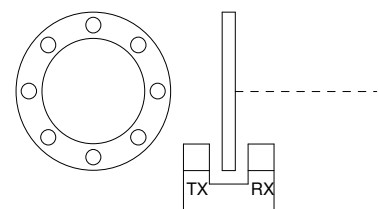


fig. 19

$$f = \frac{N \cdot n}{60} \quad 4.56$$

è evidente che scegliendo $N=60$ (60 fori praticati sulla periferia del disco) si ha:

$$f = n \quad 4.57$$

la frequenza f in uscita al trasduttore di velocità, espressa in Hz, risulta essere uguale numericamente alla velocità di rotazione dell'albero motore espresso in giri al minuto.

Da sottolineare che nel sistema di controllo della velocità del motore in corrente continua l'anello di velocità svolge il compito di mantenere costante la velocità opponendosi ad eventuali perturbazioni che in qualche modo tendano a modificare la velocità impostata dal set-point V_{ref} . È opportuno osservare che in ambito applicativo all'interno dell'anello di velocità è opportuno inserire un secondo anello di regolazione detto "anello di corrente"; in pratica questo secondo anello deve tenere sotto controllo la corrente di armatura impedendo che possa raggiungere livelli proibitivi che certamente danneggerebbero il motore soprattutto nelle fasi critiche (blocco dell'albero motore); questo secondo anello deve essere attivato soltanto se la corrente di armatura oltrepassa un valore prefissato da una apposita soglia di intervento; in altri termini si può concludere che fintanto che $i_a < i_{amax}$ deve agire l'anello di velocità; quando $i_a = i_{amax}$ deve interrompersi l'anello di regolazione della velocità e deve intervenire il sistema di limitazione della corrente massima.

PLL (Phase Lock Loop / Maglia ad aggancio di fase)

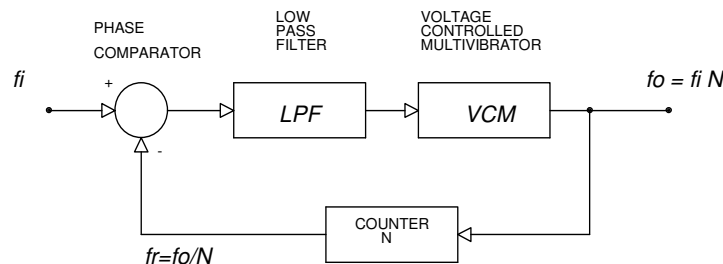


fig. 20 Schema a blocchi di un PLL

Il circuito PLL (Phase Lock Loop/Maglia ad aggancio di fase) è un circuito elettronico in cui si utilizza il principio della retroazione negativa per controllare la fase e quindi la frequenza del segnale di uscita. Si tratta in altri termini di un sistema controllato costituito da quattro elementi fondamentali:

- 1) - *Phase Comparator / Comparatore di fase: costituisce il nodo di confronto*
- 2) - *LPF (Low Pass Filter/Filtro passa basso) : fa parte del blocco G;*
- 3) - *VCM o VCO (Voltage Controlled Oscillator o Multivibratore / Oscillatore o Multivibratore controllato in tensione) : fa parte del blocco G;*
- 4) - *Counter (Contatore con funzioni di divisore di frequenza) : costituisce il blocco H.*

Nello schema a blocchi di fig. 20 si osservi che il segnale dall'uscita del comparatore di fase, dopo un adeguato trattamento ad opera di un apposito filtro Passa Basso LPF, viene inviato all'ingresso del circuito VCO o VCM il quale fornisce in uscita al sistema un segnale (sinusoidale o rettangolare) a frequenza variabile dipendente dall'ampiezza del segnale presente in ingresso. Il Contatore Divisore per N ha il compito di prelevare il segnale in uscita, dividerne la frequenza per N e fornire così il segnale di retroazione al comparatore di fase che costituisce il nodo di confronto del sistema retroazionato.

Se poi in un sistema ad anello chiuso, il guadagno della catena diretta G è elevato, l'ampiezza del segnale errore E risulta essere piccola (al limite se $G \Rightarrow \infty \Rightarrow E \Rightarrow 0$). Ma l'ampiezza del segnale errore E risulta proporzionale alla differenza di fase tra segnale di riferimento X e segnale di retroazione R; quindi ammettere E nullo significa affermare che la differenza di fase è 0 e ciò significa che il segnale di retroazione è costantemente in fase con il segnale di riferimento. Perché ciò avvenga è necessario che il segnale di retroazione abbia frequenza esattamente uguale a quella di riferimento.

Più esattamente sarà opportuno qui rilevare che se due segnali hanno la stessa frequenza non necessariamente questi due segnali hanno la stessa fase; mentre se fra due segnali lo sfasamento risulta essere costante (al limite se lo sfasamento è 0 ossia se i due segnali sono in fase fra loro) allora necessariamente questi due segnali devono avere frequenza eguale.

Concludendo se indichiamo con :

f_o la frequenza in uscita al PLL
 f_i la frequenza di riferimento del PLL
 N il rapporto di divisione del contatore

risulta che:

$$f_i = \frac{f_o}{N} \quad 4.58$$

ossia

$$f_o = f_i \cdot N \quad 4.59$$

Praticamente il guadagno della catena diretta G non assumerà un valore infinito per cui il segnale errore avrà un valore diverso da zero, quindi fra segnale di riferimento e segnale di retroazione esisterà uno sfasamento che si manterrà verosimilmente costante ad un valore tale da permettere al VCO o VCM di agganciare in fase il segnale di riferimento.

Si osservi comunque che perché due segnali abbiano la stessa frequenza non è necessario che il loro sfasamento sia 0 ma è sufficiente che esista fra loro uno sfasamento costante.

Completare

Controllo di posizione
controllo di temperatura
Oscillatori (a sfasamento, ponte di Wien)
Effetto Larsen (amplificatori audio)

CONTROLLER (Pizziola)

Quando si hanno degli impianti molto complessi (esempio, impianti termici-chimici, ecc.) e non facilmente riducibili per la f.d.t. ad una espressione matematica, si ricorre allora ad una apparecchiatura detta controller o regolatore.

Queste apparecchiature permettono di regolare, durante il funzionamento, sia il guadagno dell'anello di regolazione sia i parametri dell'anello di regolazione sia i parametri delle reti di compensazione.

Di norma queste regolazioni si fanno per tentativi, con regole teorico-pratiche, in modo da ottenere le prestazioni desiderate dall'intero sistema. Uno schema a blocchi dei componenti di un regolatore detto PID (proporzionale, integrale, derivativo) è rappresentato nella fig. 14.30.

fig. 14.30 Schema dei componenti di un controller

Si vedrà ora di esaminare il modo di comportarsi nelle varie funzioni in cui è chiamato a lavorare.

TIPI DI FUNZIONAMENTO DI UN CONTROLLER

Funzionamento con sola azione proporzionale

La regolazione proporzionale consiste in una relazione biunivoca lineare e continua fra il valore della variabile regolata e la posizione dell'elemento di controllo.

Si definisce zona o banda proporzionale l'inverso del guadagno statico del sistema. Variare quindi la banda corrisponde a variare il guadagno del sistema; la relazione tra guadagno G e banda proporzionale $B\%$ è la seguente:

$$G = \frac{1}{B\%} \cdot 100$$

Fig. 14.31 Rappresentazione della banda proporzionale

Il modo di agire della banda proporzionale sulla grandezza di uscita è rappresentato in figura 14.31, dove $B1 > B2 > B3$. Risulterà pertanto anche $G1 < G2 < G3$. In questi amplificatori non si regola il guadagno ma la banda proporzionale in quanto questa espressione dà subito l'idea dell'errore.

Banda proporzionale larga, possibilità di grande errore e viceversa.

Funzionamento con la sola azione integrativa

La f.d.t. del sistema è

$$f dt = \frac{K_I}{s}$$

che corrisponde alla funzione di un integratore. A proposito dell'azione integrativa si definiscono due grandezze che sono il reset time e le ripetizioni al minuto.

a) il reset time \hat{S} il tempo impiegato dall'uscita per raggiungere il valore dell'ingresso quando questo abbia subito una modificazione a gradino unitario. Viene espresso in minuti.

fig. 14.32 Determinazione del reset time

b) Le ripetizioni al minuto corrispondono all'inverso del reset time e sono le volte, in un minuto, che l'uscita subisce delle variazioni uguali al gradino di ingresso.

La regolazione di cui si dispone per variare l'azione integrativa viene tarata in minuti (reset time) o ripetizioni al minuto. Le relazioni che legano il reset time, K_I e le ripetizioni al minuto sono le seguenti:

$$t_{RES} = \frac{1}{K_I \cdot 60} \quad (\text{reset time})$$

$$r_m = K_I \cdot 60 \quad (\text{ripetizioni al minuto})$$

Il diagramma della f.d.t. è riportato in fig. 14.33 della pagina seguente.

fig. 14.33

FUNZIONAMENTO CON SOLA AZIONE DERIVATIVA

La f.d.t. del sistema è del tipo

$$f_{dt} = \frac{s \frac{K_R}{K_D}}{\frac{s}{K_D} + 1} = \frac{s K_R}{s + K_D}$$

che corrisponde alla funzione di un derivatore. Infatti per le basse frequenze ($\omega/kd \ll 1$) si ha:

$$f_{dt} = \frac{s K_R}{s + K_D} \cong \frac{s K_R}{K_D}$$

Per l'azione derivativa si distinguono tre grandezze che sono il derivative time, il rate gain e il rate time constant.

- il derivative time (TD) \checkmark il tempo che l'ingresso a rampa impiega a raggiungere l'uscita e viene espresso in minuti. fig. 14-34
- il rate gain (KR) \checkmark il rapporto tra il valore iniziale dell'uscita e il valore dell'ingresso sollecitato con una funzione a gradino.
- il rate time constant ($1/KD$) rappresenta la costante di tempo con cui l'uscita va a zero a seguito di un comando a gradino (fig. 14.35).

fig. 14.35

Le regolazioni di cui si dispone per variare l'azione derivativa possono essere di due tipi: una regolazione unica tarata in minuti dal derivative time oppure due regolazioni separate per il rate gain e per il rate time constant (tarato in minuti). Le relazioni che legano il derivative time, il rate gain e il rate time constant, KR e KD, si possono ricavare dalle definizioni a), b) e c) e sono le seguenti:

$$\text{DERIVATIVE TIME} = KR/KD \cdot 60$$

$$\text{RATE GAIN} = KR$$

$$\text{RATE TIME CONSTANT} = 1/KD \cdot 60$$

$\text{DERIVATIVE TIME} = \text{Rate gain} \cdot \text{Rate time constant}$ il diagramma della fdt \checkmark riportato in fig. 14.36.

fig. 14.36

Aumentare il derivative time corrisponde a spostare la curva verso sinistra. Aumentare il rate gain KA corrisponde a spostare rigidamente la fdt verso l'alto, il che equivale anche ad uno spostamento verso sinistra del polo della fdt (vedi linea tratteggiata di fig. 14.36).

FUNZIONAMENTO CON AZIONE PROPORZIONALE + INTEGRATIVA La fdt risulta

(pag. 14.19)

L'azione proporzionale si \checkmark considerata unitaria

(fig. 14.37)

Il diagramma della fdt, quello di figura 14.37 e agire su KI significa spostare il diagramma orizzontalmente.

FUNZIONAMENTO CON AZIONE PROPORZIONALE + DERIVATIVA

L'azione proporzionale si \checkmark considerata unitaria. Le regolazioni combinate di KD e KR si possono dedurre dalla seguente figura.

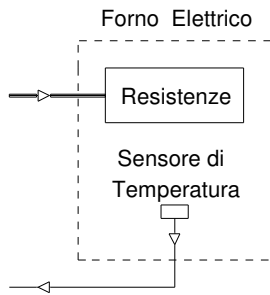
FUNZIONAMENTO CON AZIONE PROPORZIONALE + INTEGRATIVA + DERIVATIVA

La fdt del sistema diventa

Trascurando s rispetto a KD al denominatore, il che equivale a lavorare a frequenze abbastanza basse, si avrà:

La s a denominatore da un polo nell'origine mentre gli zeri si ottengono eguagliando a zero il numeratore. Se le radici di questa equazione sono tra loro sufficientemente distanti (cosa che in pratica si verifica) si possono trovare suddividendo l'equazione in due equazioni di primo grado come indicato di seguito.

Volendo rappresentare con Bode il diagramma della fdt si avrà la fig. 14.39



Dove A_i =campo in cui agisce l'azione integrale
 A_p =campo in cui agisce l'azione proporzionale
 A_d =campo in cui agisce l'azione derivativa.