

[Cile per tutti gli appunti](#) (AUTOMAZIONE – TRATTAMENTI TERMICI ACCIAIO – SCIENZA delle COSTRUZIONI...)



[e-mail per suggerimenti](#)

4.1 TRASDUTTORI

Un trasduttore è una apparecchiatura che trasforma una grandezza fisica (*di posizione, velocità, temperatura ecc.*), inviata al suo ingresso in un'altra, disponibile in uscita, più agevolmente manipolabile e trasmissibile per il controllo. La grandezza in uscita del trasduttore è generalmente di natura elettrica, pneumatica o oleodinamica.

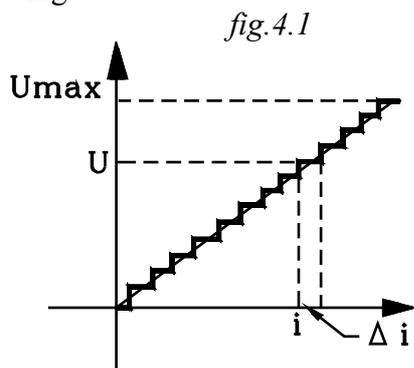
4.1.1 CARATTERISTICHE

4.1.1.2 Campo di funzionamento

Viene indicato anche come portata o fondo-scala. E' l'intervallo dei valori di ingresso che il trasduttore può misurare senza distorcere o alterare, in modo che le caratteristiche di funzionamento rimangano entro limiti ammissibili e sia salvaguardata la sua integrità.

4.1.1.3 Risoluzione

Il trasduttore in pratica non fornisce in uscita un segnale continuo al variare di quello d'ingresso.



Infatti, si supponga che in un certo istante, in uscita, si sia stabilizzato un valore U , corrispondente ad un segnale di ingresso " i ".

Partendo da questo punto di funzionamento, si nota che variando il segnale di ingresso i , per piccole variazioni Δi di i , l'uscita non varia il suo valore: il valore U di uscita rimane costante entro un intervallo di variazione Δi del segnale di ingresso, superato il quale il trasduttore porta in uscita un nuovo valore.

Chiamiamo risoluzione la minima variazione % (rispetto al valore U_{max}) del segnale di ingresso capace di determinare un'apprezzabile cambiamento del segnale di uscita.

Si consideri un punto di lavoro nel campo di funzionamento. Indicata con Δi la minima variazione del segnale di ingresso, necessaria affinché si abbia un'apprezzabile cambiamento del segnale di uscita, la risoluzione è data da:

$$Ris = \frac{\Delta i}{U_{max}} \cdot 100 \quad (4.1.1)$$

Così, supponiamo che la risoluzione sia del 0,04%

$$0.04 = \frac{\Delta i}{U_{max}} \cdot 100 \quad \Delta i = \frac{0.04}{100} \cdot U_{max}$$

Per $U_{max} = 10 V$

$$\Delta i = \frac{0.04}{100} \cdot 10 = 0.004V$$

4.1.1.4 Valore di soglia

Considerando una condizione di riposo, si definisce valore di soglia la variazione del segnale di ingresso occorrente affinché in uscita si apprezzi un valore diverso da zero.

4.1.1.5 Sensibilità

È il rapporto tra la variazione del valore del segnale in uscita e la corrispondente variazione del valore del segnale di ingresso.

$$S = \frac{\Delta U}{\Delta i} \quad (4.1.2)$$

Rappresenta quindi la variazione del segnale di uscita per ogni unità di variazione del segnale di ingresso.

4.1.1.6 Precisione

Si definisce errore assoluto medio e_m la differenza con segno tra la media V_m di numerose misurazioni della stessa grandezza (*nelle stesse condizioni standard*) e il valore vero V_v .

$$e_m = V_m - V_v$$

La *precisione* dello strumento o *classe di precisione* è il rapporto % tra l'errore assoluto medio e_m e il fondo scala U_{max} .

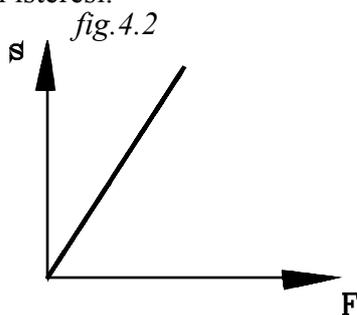
$$p = \frac{e_m}{U_{max}} \cdot 100 \quad (4.1.3)$$

4.1.1.7 Linearità

Un trasduttore si definisce lineare quando tra il segnale di ingresso e quello di uscita vi è una relazione di proporzionalità.

$$U = k \cdot i \quad (4.1.4)$$

In pratica non si ha mai una proporzionalità perfetta, specialmente all'inizio e alla fine del campo di funzionamento; inoltre per effetto della dispersione di energia si presenta il fenomeno di isteresi.



Così, considerando come esempio una molla perfettamente elastica, durante la sua deformazione non si ha dispersione di energia; nella distensione essa restituisce tutta l'energia accumulata.

La relazione tra la forza F d'ingresso e la deformazione s d'uscita è di proporzionalità.

$$F = k \cdot s$$

$$s = \frac{1}{k} \cdot F \quad (4.1.5)$$

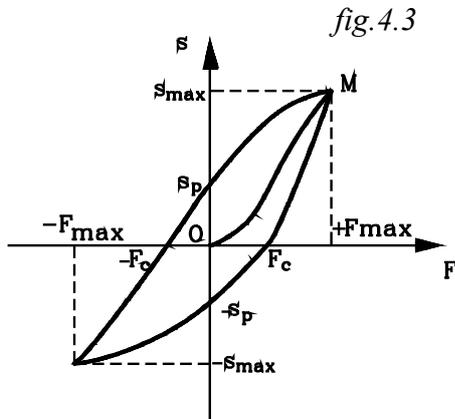
Supponiamo ora che la molla non sia perfettamente elastica e che quindi disperda energia nella deformazione elasto-plastica.

L'andamento non sarà più lineare.

Si carichi la molla con una forza crescente.

Partendo da una forza nulla $F=0$ e aumentandola, si ottiene la curva di carico OM fig.4.3.

Raggiunta una prima deformazione massima s_{max} corrispondente a F_{max} , si scarichi. Tolta la forza applicata: " $F=0$ ", la deformazione non si annulla: rimane una deformazione permanente s_p . Occorre applicare una forza in senso opposto $-F_c$ per annullare la deformazione.



Si continui a caricare la molla in senso opposto a quello iniziale.

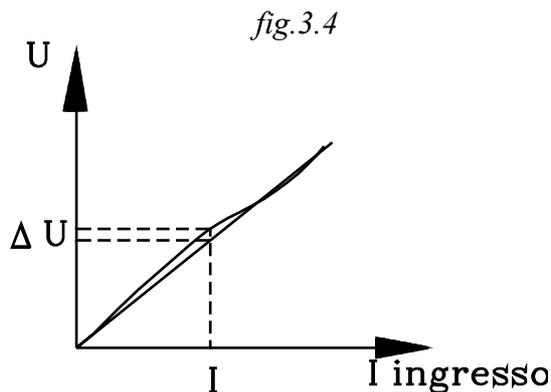
Raggiunta la deformazione $-s_{max}$, si scarichi di nuovo. Quando la forza raggiunge il valore zero $F=0$ la deformazione non si annulla: rimane una deformazione permanente $-s_p$.

Per annullare la deformazione permanente $-s_p$ occorre applicare una forza $+F_c$ in senso opposto.

Continuando ad aumentare la forza nel senso positivo si raggiungerà il valore F_{max} che chiude il ciclo di isteresi.

Caricando e scaricando la molla tra $+F_{max}$ e $-F_{max}$ si precorre il ciclo di isteresi in senso antiorario.

4.1.1.8 Scostamento lineare di una curva reale



Si consideri la curva che dà l'andamento reale del segnale di uscita e lo si accosti all'andamento rettilineo teorico.

Si definisce errore di linearità e_l lo scostamento massimo % (rispetto al fondo scala) del segnale di uscita reale U dal valore teorico rettilineo, ottenuti a parità del segnale di ingresso I .

$$e_l = \frac{\Delta U}{U_{max}} \cdot 100 \quad (4.1.6)$$

4.1.1.9 Prontezza

La prontezza è data dal tempo di risposta di un trasduttore necessario affinché venga raggiunto, senza oscillazioni apprezzabili, un valore pari al 95% di quella di regime.

4.1.1.10 Affidabilità

Nei trasduttori, specialmente in quelli elettronici, al passare del tempo si può verificare una variazione dei parametri; per cui la misurazione effettuata si scosta dalla curva di taratura iniziale.

L'affidabilità di uno strumento è tanto maggiore quanto più i parametri dei componenti risultano costanti nel tempo a parità di condizioni ambientali.

4.1.1.11 Condizioni di impiego

Del trasduttore vengono definite le condizioni limiti di impiego (*temperatura, umidità ecc.*) entro le quali l'apparecchio può funzionare correttamente.

4.1.1.12 Sovraccarico

Tra le caratteristiche del trasduttore viene dato il valore max, oltre il campo di impiego, che può essere applicato senza che si abbia un danneggiamento dell'apparecchio.

4.1.2 TRASDUTTORI DI POSIZIONE

Sono strumenti che rilevano la posizione assunta da una parte mobile del sistema di controllo. Il moto può essere di traslazione o di rotazione; per cui i trasduttori si possono dividere in: trasduttori per la misura di spostamenti lineari e per quella di rotazioni angolari.

I trasduttori si possono anche distinguere in:

- Trasduttori assoluti:

Rilevano la posizione assoluta della parte mobile rispetto ad un riferimento fisso.

Ad una posizione raggiunta, misurata rispetto al riferimento fisso, corrisponde univocamente un segnale e viceversa.

Se si sposta la parte mobile da una posizione, che genera un certo valore del segnale di uscita, ritornando nella stessa posizione si ottiene, ancora, lo stesso valore legato alla posizione.

-Trasduttori incrementali

Rilevano la posizione incrementale rispetto ad una posizione precedentemente assunta dalla parte mobile.

In tal caso tornando nella stessa posizione il trasduttore misura un valore diverso, in quanto le origini di misurazione sono diverse.

I trasduttori di posizione si possono inoltre distinguere in:

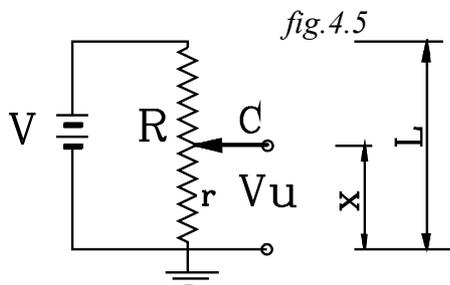
-Trasduttori analogici

Sono trasduttori capaci di effettuare una lettura continua della posizione. Forniscono in uscita un *segnale analogico (continuo nel tempo)*

-Trasduttori digitali

Sono trasduttori capaci di effettuare una lettura discreta della posizione, con valori multipli di un quanto unitario. Forniscono in uscita un segnale digitale.

4.1.2.1 POTENZIOMETRI



Il potenziometro è costituito da una resistenza distribuita uniformemente su una lunghezza L di un tratto rettilineo o arco di circonferenza.

Agli estremi della resistenza totale R è applicata la tensione V di fondo scala.

Un cursore C può scorrere a contatto della resistenza, con una escursione che può andare dalla posizione di minima alla massima tensione.

La tensione di uscita V_u del potenziometro è quella misurata sulla resistenza parziale r compresa tra il morsetto del cursore e l'estremità della resistenza a potenziale zero.

La resistenza totale corrisponde all'intera escursione del cursore sul potenziometro.

$$R = \rho \cdot \frac{L}{S} \quad (4.1.7)$$

Si supponga trascurabile l'assorbimento di corrente in uscita. In tal caso la corrente I scorre tutta sulla resistenza R totale, e risulta:

$$I = \frac{V}{R} \quad (4.1.8)$$

La tensione di uscita V_u è quella prelevata dal cursore sulla resistenza parziale r e corrisponde alla posizione x del cursore stesso rispetto alla estremità della R a potenziale zero, presa come riferimento.

$$V_u = r \cdot I$$

Sostituendo la (4.1.8)

$$V_u = r \cdot \frac{V}{R} \quad (4.1.9)$$

La resistenza r è dovuta alla resistenza distribuita nel tratto di lunghezza x , compresa tra l'estremità del riferimento e la posizione assunta dal cursore.

$$r = \rho \cdot \frac{x}{S} \quad (4.1.10)$$

Sostituendo la (4.1.7) e la (4.1.10) nella (4.1.9) si ha:

$$V_u = \frac{V}{L} \cdot x \quad (4.1.11)$$

Nel potenziometro descritto il segnale di tensione V_u di uscita è proporzionale alla posizione x del cursore rispetto all'estremità della resistenza R , presa come riferimento.

Il cursore è solidale alla parte mobile del sistema di controllo. La sua posizione rappresenta il segnale di ingresso del potenziometro, mentre la tensione V_u rappresenta il segnale di uscita.

Il potenziometro è uno strumento analogico

L'espressione (4.1.11) è valida se la resistenza in uscita, ai capi del cursore, è molto alta, in modo che sia trascurabile l'assorbimento di corrente da parte del carico posto ai capi del cursore.

Se in uscita la resistenza di carico r_c non è elevata allora vi sarà una corrente di assorbimento in uscita dal potenziometro, tanto più quanto è più bassa è r_c .

Con l'assorbimento di corrente in uscita l'andamento di V_u rispetto a x si discosta dalla proporzionalità.

Per un determinato carico vi sarà una curva di taratura che dà la tensione di uscita in funzione della posizione del cursore.

Tipi di potenziometri

I potenziometri possono essere a pista rettilinea, ad arco o elicoidali.

Nel caso di pista ad arco o elicoidale la tensione di uscita è proporzionale all'angolo di rotazione.

Infatti indichiamo con α_{max} la rotazione max del cursore, corrispondente al fondo scala, e sia α l'angolo di rotazione del cursore rispetto al riferimento a potenziale nullo.

La lunghezza totale L sarà:

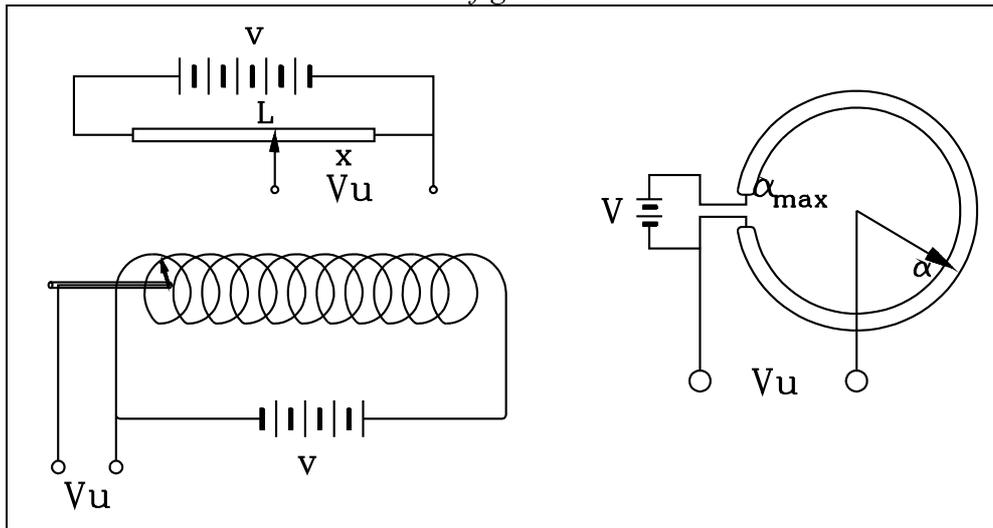
$$L = R_a \cdot \alpha_{max}$$

Dove R_a è il raggio dell'arco.

La lunghezza x dell'arco compreso tra il riferimento e la posizione del cursore è:

$$x = R_a \cdot \alpha$$

fig.4.6



Sostituendo nella (4.1.11) si ottiene:

$$V_u = \frac{V}{\alpha_{max}} \cdot \alpha \quad (4.1.12)$$

I potenziometri a spostamento angolare si possono distinguere in base all'angolo max α_{max} di fondo scala.

Vi possono essere potenziometri ad un giro $\alpha \cong 360^\circ$ o ad n giri con $\alpha = n \cdot 360^\circ$.

Nei potenziometri a più giri (*usuali 10*) l'elemento resistivo è disposto ad elica formante una bobina. Il cursore ruotando attorno al suo asse compie, contemporaneamente, uno spostamento assiale, in modo che il contatto strisciante poggia sempre sull'elemento resistivo.

Impiego

In base all'impiego i potenziometri si possono distinguere in:

-Potenziometri di preset

Sono utilizzati per effettuare correzioni saltuarie di una tensione di controllo.

-Potenziometri trimmer

Potenziometri compensatori che forniscono un aggiustamento micrometrico di buona qualità.

-Potenziometri di precisione.

Materiali

I potenziometri possono essere a filo. Questo può essere avvolto su un supporto toroidale. Il cursore striscia sulla superficie dell'avvolgimento.

In questo caso la tensione di uscita è a gradini e quindi, discontinua.

Per ovviare all'inconveniente della discontinuità offerta dal suddetto potenziometro a filo, sono stati introdotti i potenziometri a strato. In questi la resistenza variabile si ottiene spalmando uno strato di un opportuno materiale elettrico su di un supporto.

A seconda della natura del materiale depositato come elemento resistivo sul supporto, i potenziometri a strato si possono distinguere in:

Potenzimetri a carbone

Presentano buone caratteristiche di linearità.

Potenzimetri a strato metallico

Sono indicati per temperature elevate.

Potenzimetri a plastiche conduttive

Hanno una durata di vita elevata, anche in condizioni di impiego gravoso.

Potenzimetri a cermet

Lo strato è formato da un impasto di ceramica e metallo, depositato su un supporto ceramico. Presenta una pellicola dura e vetrosa.

Caratteristiche di un potenziometro

Si possono prendere in considerazione tutte le caratteristiche studiate per i trasduttori.

Linearità

Presentano buona linearità i potenziometri a strato di carbone, che possono raggiungere errori di linearità dell'ordine dello 0,01%; seguono quelli a plastica conduttrice, cermet, strato metallico (0.25%).

Risoluzione

Migliore risoluzione presentano ovviamente i trasduttori a strato rispetto di quelli a filo avvolto.

La risoluzione nei potenziometri a strato dipende dalla granulosità e quindi dalla scabrosità dello strato.

Valori tipici di risoluzione vanno da 1/50.000 a 1/500.000.

Valore della resistenza

La resistenza dei potenziometri commerciali ha valore che varia normalmente da alcune decine di ohm a 100 kΩ.

Nella scelta della resistenza occorre tener conto:

- Se la resistenza è troppo bassa, diviene troppo piccola la tensione applicabile al potenziometro.
Con una resistenza bassa del potenziometro però è più facile mantenere la linearità. Infatti risulterà piccola la corrente assorbita dalla resistenza di carico molto più elevata di quella potenziometrica.
- Se la resistenza è troppo alta, si possono applicare tensioni più elevate; ma occorrono resistenze di carico molto alte, altrimenti esse assorbono una corrente non trascurabile che porta il trasduttore lontano dalla linearità.

Potenza dissipabile

La potenza dissipabile è legata al valore della resistenza del potenziometro quindi alla massima tensione applicabile, che determina la corrente assorbita $P=V \cdot I$.

La massima potenza è limitata dall'aumento di temperatura che si verifica all'aumentare della corrente assorbita.

L'aumento di temperatura determina uno scostamento dalla linearità in quanto varia la resistenza, aumentandola.

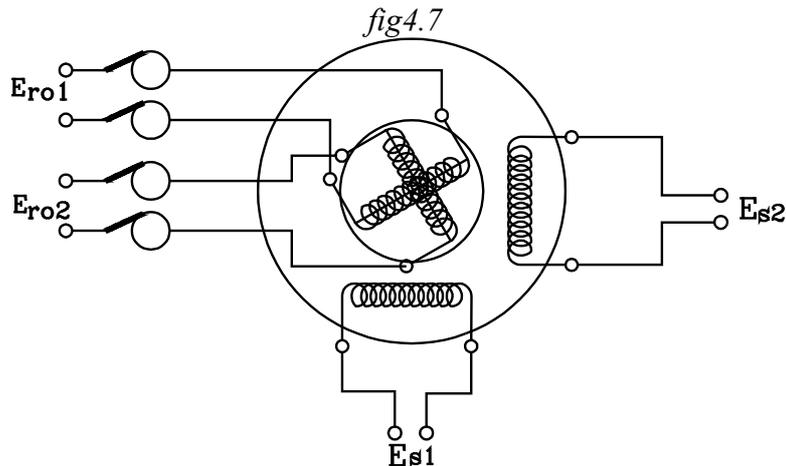
A seconda del tipo di potenziometro la potenza dissipabile deve essere tale che la temperatura non superi valori che vanno da 40 C° a 80 C°. In particolari trasduttori si può arrivare anche a 150 C°.

4.1.2.2 RESOLVER

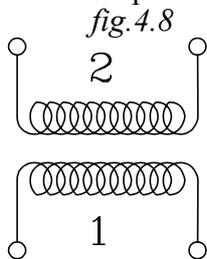
È un trasduttore di posizione rotatorio analogico.

Ha un rotore formato da due avvolgimenti tra loro isolati, uniformemente distribuiti con assi elettromagnetici a 90° tra loro.

I quattro terminali del rotore sono fissati a quattro anellini sui quali strisciano le relative spazzole.



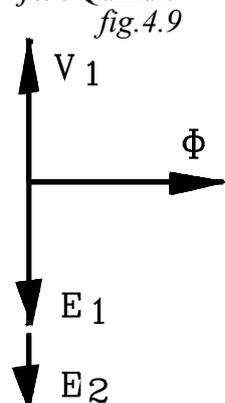
Per comprendere il funzionamento si considerino due avvolgimenti in accoppiamento perfetto con assi paralleli. Il primario 1 corrisponde allo statore e il secondario 2 al rotore.



Alimentato l'avvolgimento 1 con corrente alternata, si genera un flusso Φ sull'asse. Tale flusso genera un *f.c.e.m* E_1 che equilibra la tensione di alimentazione (si suppongano nulle le perdite).

$$e_1 = - N_1 \cdot \frac{d\Phi}{dt}$$

Nel campo complesso la derivata corrisponde a moltiplicare il numero complesso stesso per $j\omega$. Quindi:



$$\dot{E}_1 = -j\omega \cdot N_1 \dot{\Phi}$$

Non considerando le perdite, l'equilibrio del primario si ha quando la tensione V_1 risulta uguale e contraria alla *f.c.e.m* E_1 :

$$\dot{V}_1 = -\dot{E}_1 = -j\omega \cdot N_1 \dot{\Phi}$$

Il flusso $\dot{\Phi}$ si concatena N_2 volte con il secondario, e indurrà in questo una *f.c.e.m* E_2 :

$$\dot{E}_2 = -j\omega \cdot N_2 \dot{\Phi}$$

Il rapporto tra i moduli (o dei valori efficaci) delle *f.e.m.* indotte sul primario e sul secondario risulta uguale al rapporto diretto dei rispettivi numeri di spire.

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = k \quad \text{da cui:}$$

$$E_1 = k \cdot E_2 \quad (4.1.13)$$

Si indichi con k_1 il rapporto inverso:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2}{N_1} = k_1 \quad \text{da cui:}$$

$$E_2 = k_1 \cdot E_1 \quad (4.1.14)$$

Così, se sul primario (*statore*) vi è una *f.e.m.* e_1 sinusoidale:

$$e_1 = E_0 \cdot \text{sen}(\omega t)$$

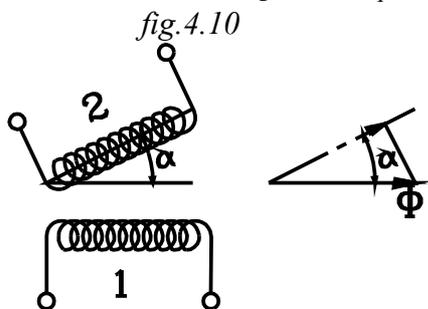
sul secondario (*rotore*) si indurrà una *f.e.m.* e_2 anch'essa sinusoidale:

$$e_2 = k_1 \cdot E_0 \text{sen}(\omega t)$$

in fase con la tensione del primario, ma con modulo moltiplicato per k_1 . Quindi tra i due vettori

\vec{E}_1, \vec{E}_2 vi è la relazione:

$$\text{posto } \vec{E}_1 = \vec{E}_0 \quad \text{risulta} \quad \vec{E}_2 = k_1 \cdot \vec{E}_0 \quad (4.1.15)$$



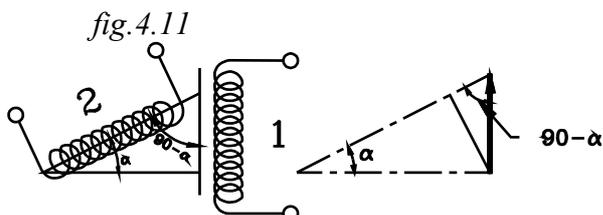
Si consideri ora l'avvolgimento del secondario ruotato dell'angolo α rispetto al primario alimentato da una tensione sinusoidale rappresentata dal vettore $E_1 = E_0$.

In tal caso la *f.e.m.* indotta sul secondario sarà determinata dalla componente sul suo asse del flusso Φ creato dal primario. Per cui il vettore che ora rappresenta la *f.e.m.* E_2 indotta sull'asse del secondario si otterrà

proiettando il vettore $k_1 \cdot E_0$ (che si aveva con rotore in asse con lo statore) sulla nuova direzione dell'asse del secondario stesso e risulterà:

$$\text{posto } \vec{E}_1 = \vec{E}_0 \quad \text{risulta} \quad \vec{E}_2 = k_1 \cdot \vec{E}_0 \cdot \cos \alpha \quad (4.1.16)$$

Si determini ora la *f.e.m.* indotta sullo stesso avvolgimento secondario, provocata dall'avvolgimento statorico, posto a 90° rispetto a quello precedente.



Occorrerà, anche in questo caso, proiettare il vettore $k \cdot E_0$ (che è nella direzione dell'asse statorico) sulla direzione dell'asse dell'avvolgimento del rotore.

$$\text{posto } \vec{E}_1 = \vec{E}_0 \quad \text{risulta} \quad \vec{E}'_2 = k_1 \cdot \vec{E}_0 \cdot \cos(90 - \alpha)$$

$$\vec{E}'_2 = k_1 \cdot \vec{E}_0 \cdot \text{sen} \alpha \quad (4.1.17)$$

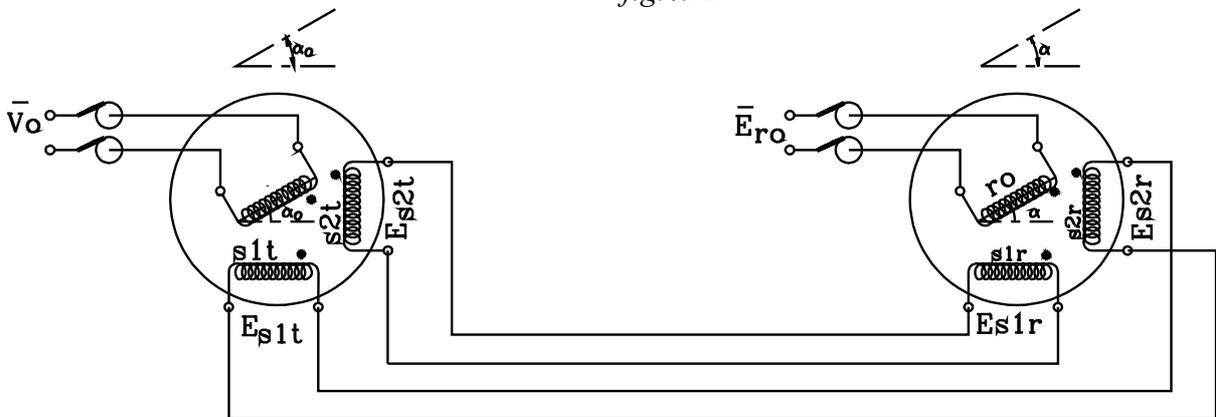
Il resolver nei servomeccanismi viene adoperato per il calcolo di funzioni trigonometriche.

Il resolver può essere impiegato come trasduttore di posizione impiegando un solo rotore e due statori. Esso può assolvere o alla funzione di trasmettitore o di ricevitore.

Si Consideri così il collegamento tra due resolver, rispettivamente trasmettitore e ricevitore.

Il trasmettitore può essere sostituito da una scheda elettronica che lo simuli, emettendo gli stessi segnali.

fig.4.12



Il rotore del trasmettitore viene ruotato dell'angolo di riferimento α_0 , ed è alimentato da una tensione alternata:

$$v_0 = V_0 \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.1.18)$$

rappresentato da vettore \vec{V}_0 .

Sui due avvolgimenti statorici (s_{1t} , s_{2t}) si produrranno f.e.m. ottenute dalla proiezione del vettore $k \cdot V_0$ sugli assi degli avvolgimenti stessi. $k \cdot V_0$ è la f.e.m. che si indurrebbe sull'avvolgimento statorico in asse con quello rotorico; dove k è il rapporto di trasformazione che dà la tensione del primario rispetto a quella del secondario.

Si indichino con:

E_{s1t} La f.e.m. indotta nell'avvolgimento statorico s_{1t} , inclinato di α_0 rispetto a quello rotorico.

$$\vec{E}_{s1t} = k \cdot \vec{V}_0 \cdot \cos(\alpha_0) \quad (4.1.18)$$

E_{s2t} La f.e.m. indotta nell'avvolgimento statorico s_{2t} in quadratura rispetto al precedente

$$\vec{E}_{s2t} = k \cdot \vec{V}_0 \cdot \text{sen}(\alpha_0) \quad (4.1.19)$$

Si collegano i due avvolgimenti statorici del trasmettitore con quelli del ricevitore in modo incrociato precisamente:

- 1- L'avvolgimento del trasmettitore s_{1t} viene collegato con l'avvolgimento del ricevitore s_{2r} in senso concorde: si collegano tra loro l'estremità contrassegnate con il puntino e quelle senza.
- 2- Si collega l'avvolgimento statorico s_{2t} del trasmettitore con s_{1r} del ricevitore in senso opposto: l'estremità contrassegnata con il puntino del trasmettitore viene collegata con quello senza del ricevitore e viceversa.

In tal modo sull'avvolgimento statorico s_{1r} del ricevitore si ha la tensione E_{s1r} di segno opposto alla E_{s2t} :

$$\vec{E}_{s1r} = -\vec{E}_{s2t} = -k \cdot \vec{V}_0 \cdot \text{sen}(\alpha_0) \quad (4.1.20)$$

Sull'avvolgimento statorico s_{2r} del ricevitore si ha la tensione E_{s2r} uguale alla E_{s1t}

$$\vec{E}_{s2r} = \vec{E}_{s1t} = k \cdot \vec{V}_0 \cdot \text{cos}(\alpha_0) \quad (4.1.21)$$

Nel funzionamento del controllo di posizione, il rotore del ricevitore è inclinato di un angolo α diverso da quello α_0 di riferimento, imposto sul trasmettitore

Le due tensioni E_{s1r} , E_{s2r} , che agiscono sullo statore del ricevitore, indurranno sul suo rotore una *f.e.m.* E_{r0} data dalla somme delle tensioni indotte secondo le relazioni (4.1.16), (4.1.17) dipendenti dall'angolo α :

\vec{E}_{s1r} Induce sul rotore una tensione data dalla espressione (4.1.16) (*proiezione con $\cos\alpha$*):

$$k_1 \cdot \vec{E}_{s1r} \cdot \text{cos} \alpha \quad (4.1.22)$$

\vec{E}_{s2r} Induce sul rotore una tensione data dalla espressione (4.1.17) (*proiezione con $\text{sen}\alpha$*):

$$k_1 \cdot \vec{E}_{s2r} \cdot \text{sen} \alpha \quad (4.1.23)$$

Sul rotore del ricevitore si induce la somma delle due tensioni (4.1.22), (4.1.23):

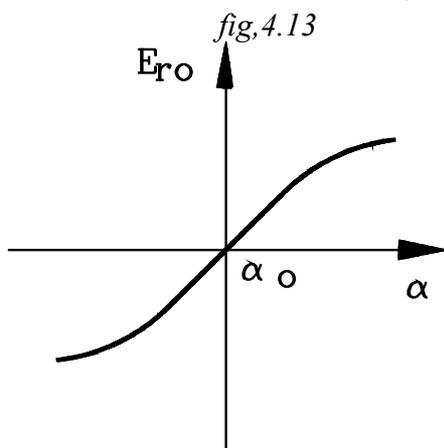
$$\vec{E}_{r0} = k_1 \cdot \vec{E}_{s1r} \cdot \text{cos} \alpha + k_1 \cdot \vec{E}_{s2r} \cdot \text{sen} \alpha$$

Sostituendo al posto di \vec{E}_{s1r} , \vec{E}_{s2r} le (4.1.20), (4.1.21) si ottiene:

$$\vec{E}_{r0} = -k \cdot k_1 \cdot \vec{V}_0 \cdot \text{sen}(\alpha_0) \text{cos} \alpha + k \cdot k_1 \cdot \vec{V}_0 \cdot \text{cos}(\alpha_0) \text{sen} \alpha$$

$$\vec{E}_{r0} = k \cdot k_1 \cdot \vec{V}_0 \cdot [\text{sen} \alpha \text{cos}(\alpha_0) - \text{cos} \alpha \text{sen}(\alpha_0)]$$

$$\vec{E}_{r0} = k \cdot k_1 \cdot \vec{V}_0 \cdot \text{sen}(\alpha - \alpha_0) \quad (4.1.24)$$



L'espressione (4.1.24) è una relazione vettoriale. Essa determina il segnale di uscita sinusoidale dal resolver in funzione della differenza tra l'angolo α di posizione effettiva del rotore e l'angolo α_0 di riferimento.

L'espressione (4.1.24) tra i vettori vale anche tra i loro moduli e, quindi, tra le ampiezze di oscillazione delle grandezze sinusoidali.

Si effettui un diagramma che rappresenti il valore dell'ampiezza della tensione sinusoidale di uscita dal

resolver E_{r0} in funzione della differenza $\alpha - \alpha_0$. Nell'origine dell'asse delle ascisse si riporta l'angolo di riferimento α_0 , in modo che su detto asse si legga la differenza $\alpha - \alpha_0$

L'andamento del diagramma è sinusoidale. Per valori non tanto discosti da α_0 , si nota che al variare della rotazione del rotore del ricevitore si ha, ai suoi capi, una tensione sinusoidale di uscita la cui ampiezza è pressoché proporzionale alla rotazione del rotore stesso.

La rotazione del rotore del ricevitore viene tradotta in una tensione sinusoidale la cui ampiezza è pressoché proporzionale alla rotazione stessa rispetto ad un angolo di riferimento α_0 .

In pratica il resolver può essere costituito dal solo ricevitore. Le due tensioni alternate inviate al suo ingresso possono essere fornite da una apparecchiatura elettronica che simula il resolver trasmettitore.

4.1.2.3 INDUCTOSYN

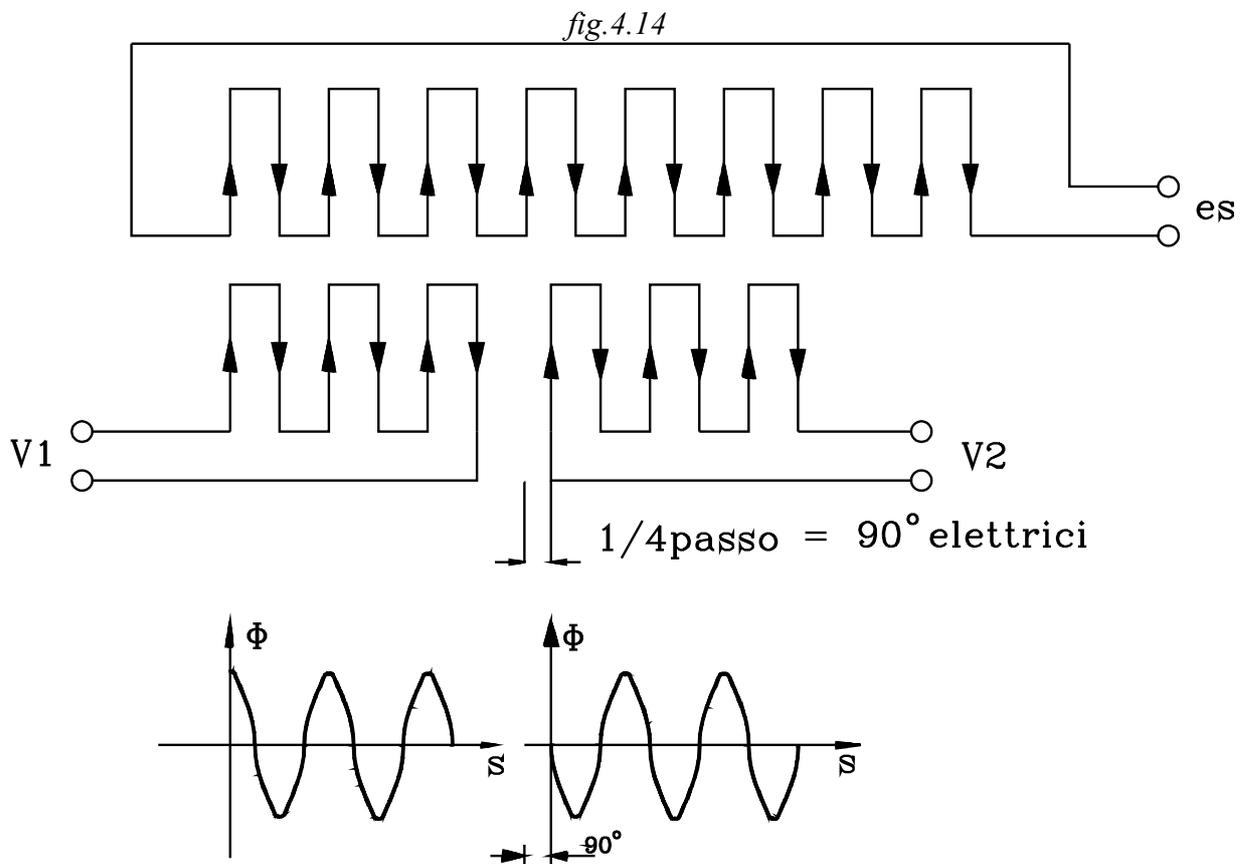
Con il resolver è possibile compiere una misurazione diretta di posizione se il movimento da controllare è rotatorio.

Per misurare con il resolver un moto traslatorio occorre trasformarlo in rotatorio, per esempio con una coppia pignone - cremagliera. Ciò può determinare degli errori dovuti ai giochi

Con l'inductosyn è possibile misurare direttamente o uno spostamento lineare o uno angolare.

L'inductosyn capace di misurare uno spostamento lineare viene detto inductosyn lineare.

L'inductosyn è composto da due parti: una mobile chiamata *corsore (slider)* e una fissa chiamata *barra o scala*



La scala è formata da una "greca" in circuito stampato su una base isolata, a passo costante (2mm o 0,1"), collegata agli estremi a due morsetti.

Il cursore è costituito da due circuiti formati con greche dello stesso passo della scala. Però, mentre una greca è disposta in fase con quella della scala (sono sovrapposti i tratti verticali nel disegno), l'altra greca del cursore è spostata di 1/4 di passo, come in fig.4.14

Sulle due grecate del cursore vengono inviate due tensioni sinusoidali v_1, v_2 .

$$\begin{aligned} v_1 &= V_1 \text{sen}(\omega t) \\ v_2 &= V_2 \text{sen}(\omega t) \end{aligned} \quad (4.1.25)$$

Le due tensioni fanno circolare correnti nelle grecate che generano due flussi Φ_1, Φ_2 . Questi, concatenandosi con la greca della scala generano due forze elettromotrici indotte e_1, e_2 .

Il flusso Φ_1 della greca in fase con la scala induce in questa una f.e.m. indotta e_1 proporzionale a v_1 del tipo:

$$e_1 = k \cdot V_1 \text{sen}(\omega t) \quad (4.1.26)$$

Occorre notare che, in un dato istante, se nella greca scorre una corrente i , il flusso generato ha un andamento sinusoidale nello spazio, con massimi (positivi o negativi) in corrispondenza dei tratti verticali e zeri a 1/4 di passo.

Un passo della greca corrisponde a 360° elettrici; 1/4 di passo corrisponde a 90°.

Il flusso, proveniente dal cursore avente la greca spostata di 1/4 di passo rispetto alla scala, concatenandosi con questa, genera una f.e.m. indotta che è sfasata di 90° elettrici.

Si supponga che lo spostamento del cursore avvenga da sinistra a destra. Prendendo come riferimento i massimi della sinusoide, si nota che il cursore spostato di 1/4 di passo a destra porta i suoi tratti verticali con anticipo a combaciare con quelli della scala: la f.e.m. e_2 , indotta sulla scala, risulta 90° in anticipo rispetto alla tensione induttrice v_2 e a questa proporzionale.

$$\begin{aligned} e_2 &= kV_2 \cdot \text{sen}(\omega t + 90) \\ e_2 &= kV_2 \cdot \text{cos}(\omega t) \end{aligned} \quad (4.1.27)$$

Alla posizione di riferimento si faccia corrispondente un angolo di fase θ_0 .

Sui due cursori si inviino le due tensioni sinusoidali (4.1.25) nelle quali le ampiezze dipendano dall'angolo di riferimento θ_0 e precisamente:

Ampiezza V_1 Si assume un'ampiezza proporzionale al coseno dell'angolo di riferimento θ_0 . secondo una costante V_0

$$V_1 = V_0 \cdot \text{cos} \theta_0 \quad (4.1.28)$$

Ampiezza V_2 Si assume un'ampiezza proporzionale al seno dell'angolo di riferimento θ_0 . secondo la stessa costante V_0

$$V_2 = V_0 \cdot \text{sen} \theta_0 \quad (4.1.29)$$

Si sostituiscano ora le ampiezze date dalle (4.1.28), (4.1.29) nelle espressioni delle f.e.m. indotte e_1, e_2 date dalle (4.1.26),(4.1.27):

$$\begin{cases} e_1 = k \cdot V_0 \cos\theta_0 \cdot \text{sen}(\omega t) \\ e_2 = k \cdot V_0 \text{sen}\theta_0 \cdot \text{cos}(\omega t) \end{cases} \quad (4.1.30)$$

Se il cursore si sposta di uno spostamento $\pm s$ in un senso o nell'altro le tensioni indotte si sfaseranno di un angolo $\pm\Theta_0$ dato dalla proporzione:

$$\begin{aligned} \text{passo} : 360^\circ &= \pm s : \pm \theta && \text{da cui} \\ \pm \theta &= \frac{\pm s \cdot 360}{\text{passo}} \end{aligned}$$

Per cui le due tensioni indotte e_1, e_2 saranno espresse dalle sinusoidi (4.1.30) sfasate dell'angolo Θ :

$$\begin{cases} e_1 = k \cdot V_0 \cos\theta_0 \cdot \text{sen}(\omega t \pm \theta) \\ e_2 = k \cdot V_0 \text{sen}\theta_0 \cdot \text{cos}(\omega t \pm \theta) \end{cases} \quad (4.1.31)$$

Le due tensioni e_1, e_2 si sommano sullo statore e ai morsetti della scala si ha una tensione e_s

$$\begin{aligned} e_s &= e_1 + e_2 = kV_0 \cdot \cos\theta_0 \cdot \text{sen}(\omega t \pm \theta) + kV_0 \cdot \text{sen}\theta_0 \cdot \text{cos}(\omega t \pm \theta) \\ e_s &= kV_0 \cdot [\cos\theta_0 \cdot \text{sen}(\omega t \pm \theta) + \text{sen}\theta_0 \cdot \text{cos}(\omega t \pm \theta)] \\ e_s &= kV_0 \cdot \text{sen}[\omega t + (\theta_0 \pm \theta)] \end{aligned} \quad (4.1.32)$$

Muovendo il cursore dalla posizione di riferimento si ha una variazione di fase che è proporzionale allo spostamento. La tensione di uscita dai morsetti della scala è una tensione sinusoidale la cui fase varia al variare dello spostamento del cursore.

Si ha così una modulazione di fase di un segnale sinusoidale, la cui fase cioè varia proporzionalmente all'angolo Θ dipendente dallo spostamento s . Occorrerà demodulare il segnale ottenendone uno proporzionale all'angolo Θ e quindi allo spostamento s .

Le tensioni v_1, v_2 i cui moduli V_1, V_2 dipendono da θ_0 , provengono da un generatore del segnale di riferimento (*o da un resolver*). In tal modo la tensione che si preleva ai capi della scala rappresenta il segnale di errore ($\theta_0 - \theta = x - y = \text{errore}$) in grado di comandare un servomeccanismo il cui, motore comanda lo spostamento della slitta solidale al cursore.

È chiaro che con, tale sistema, imposto il segnale di riferimento Θ_0 , il cursore entro il passo della greca, si sposta fino a portarsi nella posizione corrispondente a Θ_0 per la quale l'errore è nullo.

Occorre notare che dopo un passo della greca il segnale torna ad essere uguale: vi sono più punti con lo stesso segnale.

L'inductosyn è adatto per misurare spostamenti micrometrici, entro il passo della greca: occorre prevedere un trasduttore grossolano da accoppiare all'inductosyn.

Per gli spostamenti grossolani della slitta (*dell'ordine del 1/4 di passo della greca*) si può adoperare un *resolver* che invia il movimento mediante rapporti di trasmissione ad un sistema pignone cremagliera, ad esso viene accoppiato un inductosyn per gli spostamenti micrometrici.

4.1.2.4 ENCODER

L'encoder è un trasduttore digitale. Si distinguono encoder incrementali e assoluti.

4.1.2.4.1 Encoder ottico incrementale

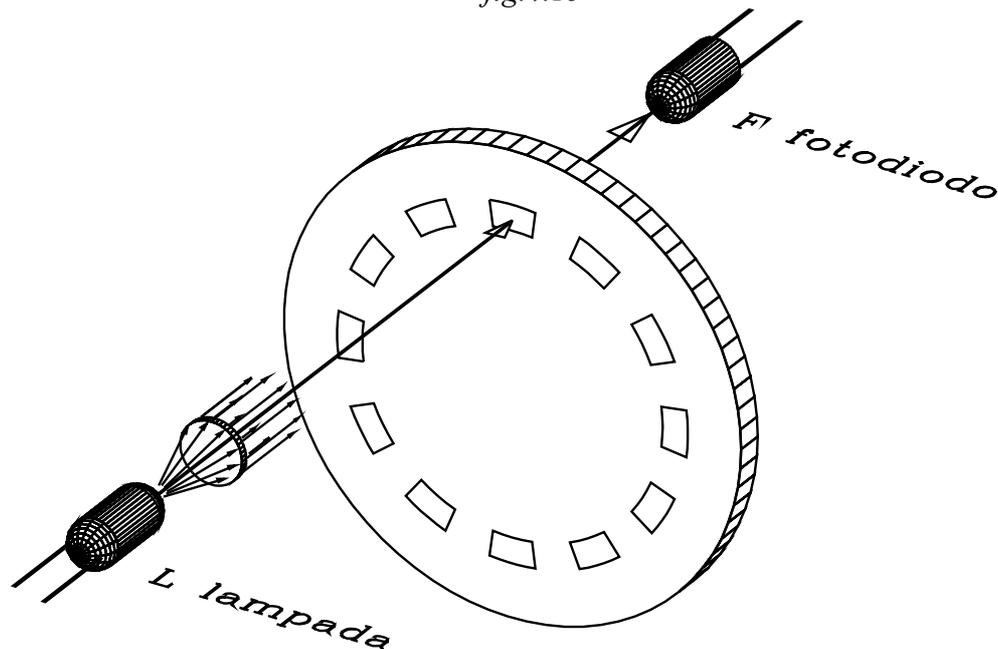
Possono essere o rotativi o lineari.

L'encoder rotativo è costituito da un disco di materiale non trasparente alla luce sul quale vengono praticate delle feritoie trasparenti, disposte su una circonferenza e ugualmente distanziate tra loro.

Disposte su una circonferenza del disco si trovano, ugualmente distanziate, zone opache alternate a zone trasparenti.

Al disco viene conferita la rotazione che occorre misurare.

fig.4.15



Da una parte del disco viene posta una sorgente luminosa L. I raggi luminosi, divergenti, vengono resi paralleli con un sistema collimatore di lenti e inviati in un punto della circonferenza ove, nella rotazione, si portano zone trasparenti alternate a zone opache.

Dalla parte opposta della sorgente, rispetto al disco, viene posto un elemento fotosensibile, un fotodiodo o un fototransistor, il quale, nella rotazione del disco, verrà investito dagli impulsi di luce provenienti dal fascio luminoso che attraversa le feritoie trasparenti.

Nella rotazione del disco l'elemento fotosensibile genera un treno di impulsi di tensione e, in un giro, si otterranno tanti impulsi quante sono le feritoie trasparenti.

In un giro si ha una corrispondenza tra rotazione e numero di impulsi. È evidente che la misurazione della posizione non è continua ma discreta.

Quando è stata effettuata una rotazione ad essa corrisponde un certo numero di impulsi, conteggiato rispetto ad uno iniziale. È evidente se viene a mancare l'alimentazione si perde l'informazione sulla posizione. Dopo un giro del disco, tornando nelle stesse posizioni delle feritoie si hanno n° di impulsi diversi.

La stessa posizione può essere indicata con un numero di impulsi diversi.

L'encoder descritto è un *trasduttore incrementale*: può dare la posizione riferita al punto corrispondente all'inizio del conteggio degli impulsi. La massima posizione incrementale misurabile è quella corrispondente ad un giro del disco.

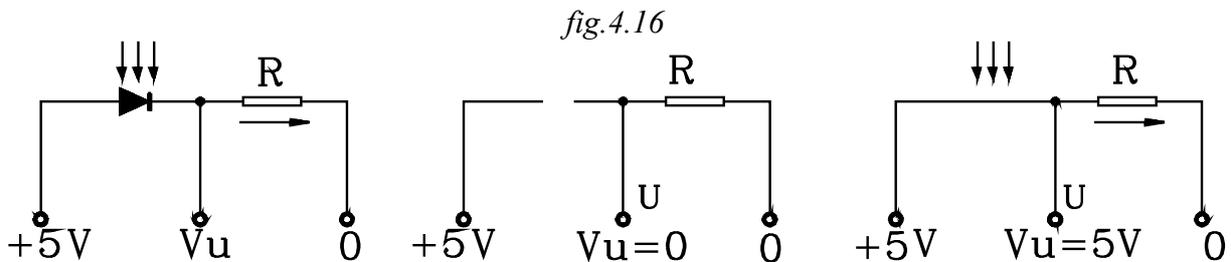
Risoluzione

L'indicazione della posizione è data dagli impulsi. La minima rotazione apprezzabile dipende dal n° di feritoie trasparenti n praticate sul disco.

La risoluzione sarà data da:

$$Ris = 360/n$$

Il circuito semplificato che genera gli impulsi è riportato nello schema seguente.



Quando il *fotodiodo* non è illuminato non conduce e corrisponde ad un circuito aperto; allora sulla resistenza R non passa corrente e in uscita U vi è una tensione $V_u=0$.

Quando, invece, il fotodiodo è investito dal fascio luminoso, proveniente dalla feritoia trasparente, esso conduce e la tensione di +5 V viene portata nel punto U e scorre una corrente i sulla resistenza R .

$$V_u = R \cdot i$$

Si ottiene una forma d'onda non perfettamente rettangolare.



Il segnale è successivamente inviato in un circuito elettronico nel quale viene squadrato, ottenendo un segnale rettangolare.

Con il segnale rettangolare si può sfruttare il fronte di commutazione di ogni onda (*il fronte di salita e di discesa*), ricavando un impulso per ogni commutazione.

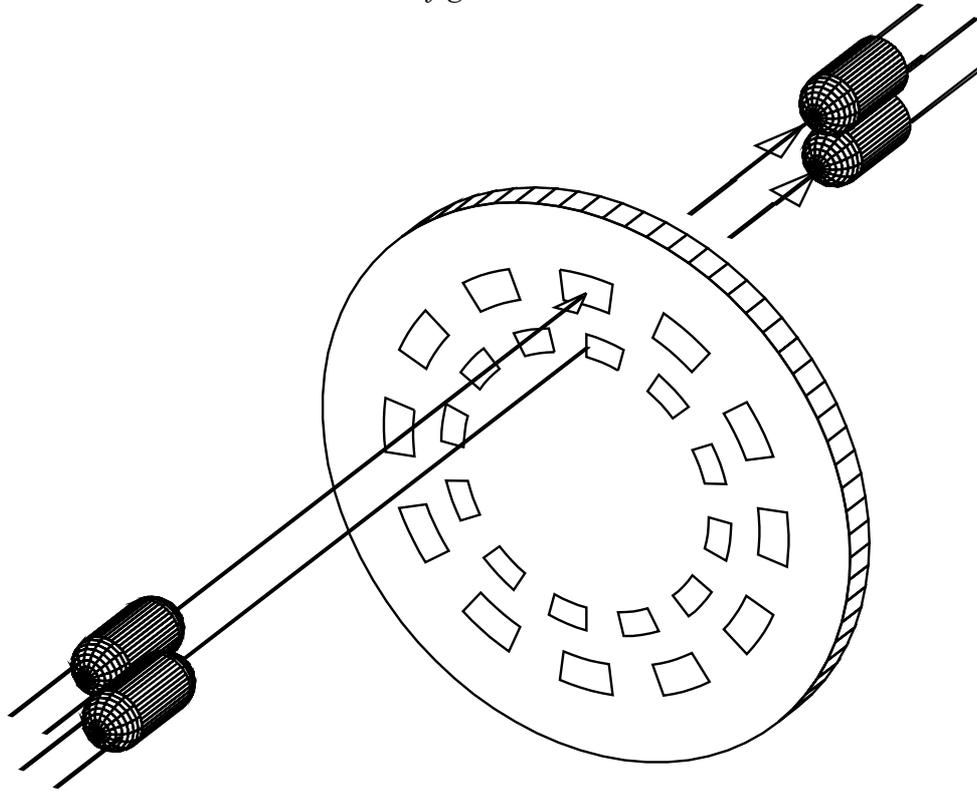
La risoluzione diviene:

$$Ris = \frac{360}{2n}$$

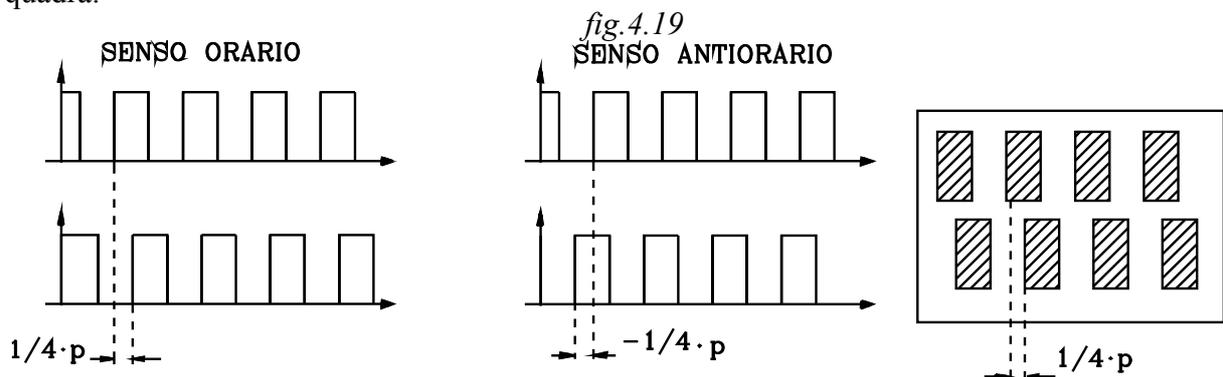
Con il sistema descritto si è realizzato un encoder ad una sola fase. Con esso non è possibile individuare se il conteggio degli impulsi si riferisce ad una rotazione oraria o antioraria del disco.

Per riconoscere il senso di rotazione, occorre aggiungere alle n feritoie della prima fase, disposte su una circonferenza, altre n feritoie, disposte su una circonferenza concentrica, e sfasate di $1/4$ di passo (*in anticipo nel senso orario*).

fig.4.18



Viene aggiunta un'altra sorgente luminosa e un altro fotodiode, per ricavare una seconda onda quadra.



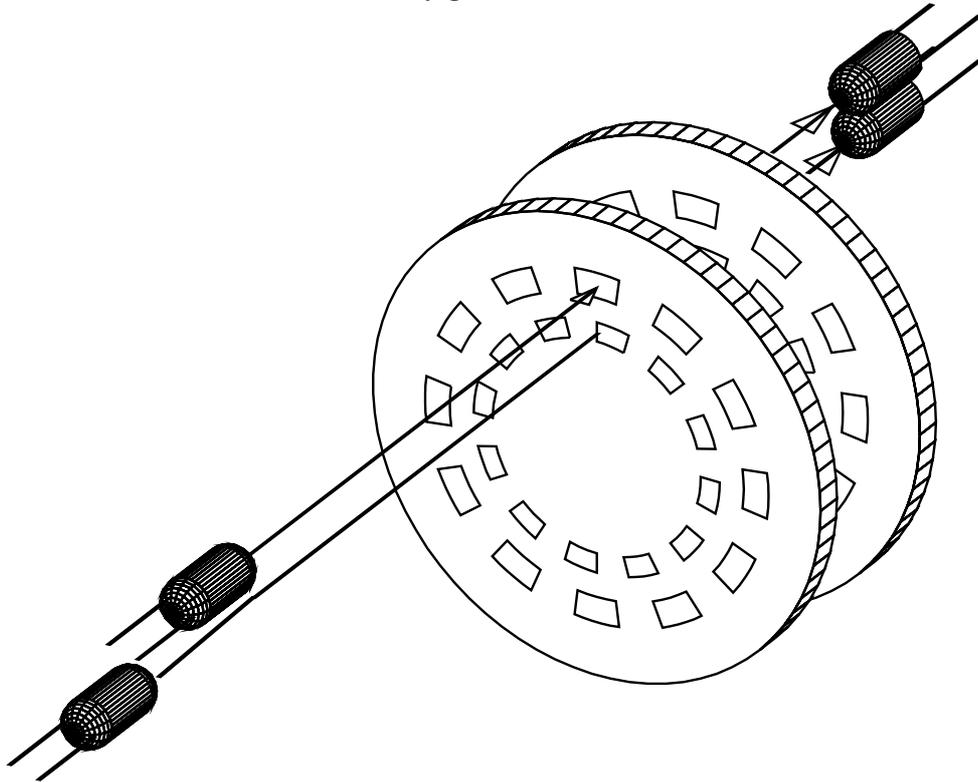
L'onda quadra di questa seconda fase risulta in anticipo di $1/4$ di passo se la rotazione del disco è in senso orario; mentre risulterà in ritardo di $1/4$ di passo se la rotazione è antioraria.

Le tensioni delle due fasi vengono inviate ad un circuito per il riconoscimento del senso di rotazione.

L'encoder descritto è schematico, in pratica il disco viene costruito in vetro ricoperto da cromo sul quale si effettuano le incisioni.

Negli encoder ad alta risoluzione viene aggiunto un disco statorico (*maschera*), avente le stesse incisioni del disco in rotazione, il quale agisce come otturatore, in modo da assicurare l'oscuramento della sorgente luminosa quando passano nel fascio luce le zone opache.

fig.4.20



In alcuni encoder è aggiunta una feritoia avente lo scopo di rappresentare la tacca di zero; ossia o l'indicazione di un giro oppure l'impulso di zero, che dà il riferimento della posizione zero.

L'encoder rotativo può essere adoperato anche per misurare traslazioni, per far ciò occorre collegare il disco con un sistema rochetto dentiera al sistema in movimento rettilineo.

Adoperando per la trasmissione del moto rettilineo viti a ricircolazione di sfere si possono ottenere dei controlli di posizione abbastanza precisi.

Si possono accoppiare, in un *Kit*, più encoder rotativi, collegati con rotismi in modo che quando il primo ha effettuato un giro, il secondo scatta di una feritoia quando questo effettua un giro il terzo scatta di una feritoia...

4.1.2.4.2 Righe ottiche

È un encoder lineare. Esso è composto da una barra mobile e una fissa. Le due barre hanno delle feritoie alternativamente opache e trasparenti come nell'encoder rotativo.

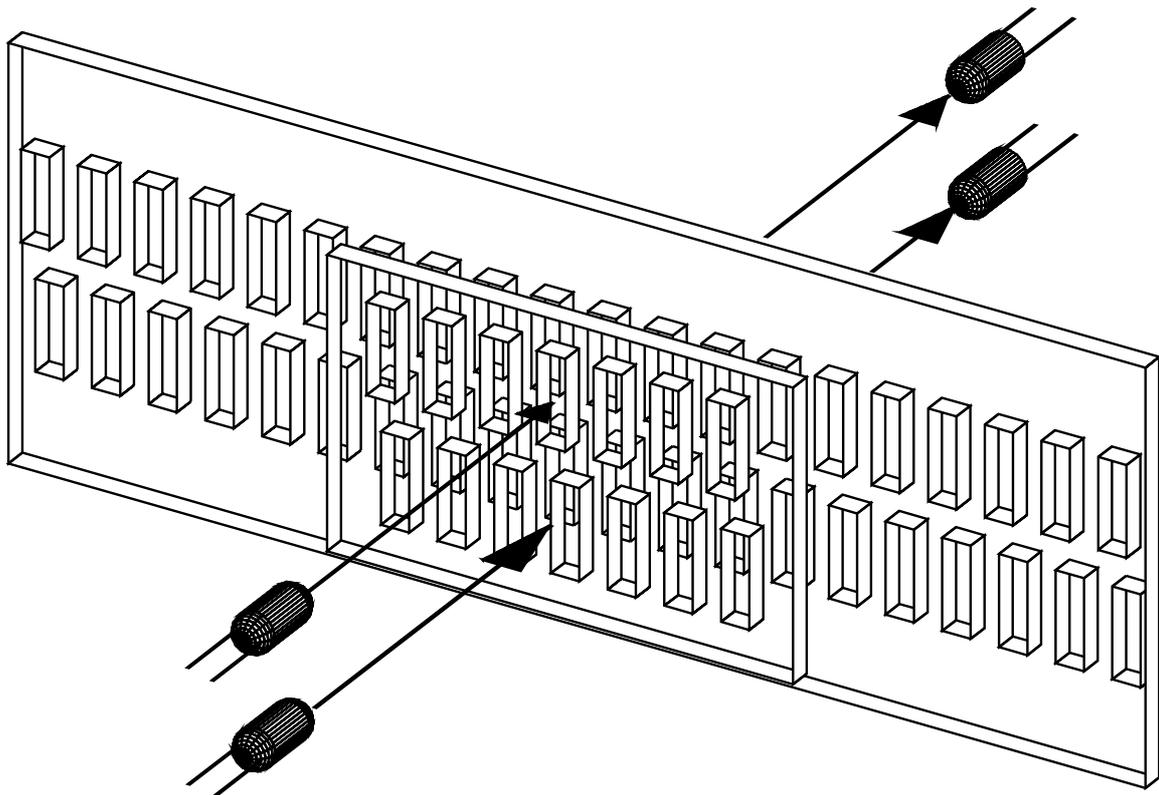
Per il riconoscimento del senso di rotazione su una stessa barra vi sono due serie di feritoie sfalsate di $1/4$ di passo.

La barra fissa è la riga ottica avente una lunghezza superiore allo spostamento massimo di traslazione della slitta o parte mobile della quale si vuole misurare la posizione.

Il cursore è costituito da un tratto di riga ottica del tutto identica alla barra fissa.

Da parti opposte alle due barre vi sono le sorgenti luminose e i fotodiodi.

fig.4.21



I segnali ottenuti dalla riga ottica sono identici, a quelli ottenuti dall'encoder rotativo; in questo caso però il segnale di zero, fino a quando non si toglie l'alimentazione, diviene assoluto per tutta la corsa possibile della parte mobile.

Occorre, evidentemente, ogni volta che si alimenta la macchina, effettuare lo zero, mediante il quale la riga ottica viene condotta nella posizione zero e viene emesso l'impulso di zero (*inizio conteggio*).

Con l'encoder incrementale a disco è possibile rilevare anche la velocità di un albero rotante. In questo caso si rileva la frequenza degli impulsi che risulta proporzionale alla velocità. Occorrerà, poi inviare il segnale ad un circuito elettronico che converte la frequenza in tensione.

4.1.2.4.3 Encoder assoluti

I trasduttori digitali assoluti debbono fornire un valore numerico dipendente biunivocamente dalla posizione della parte mobile.

I valori corrispondenti alle posizioni costituiscono un insieme discreto e non continuo.

Ad ogni posizione misurata si ha in uscita dell'encoder un segnale costituito da un insieme di bit (*parola*) che, in un determinato codice, rappresenta un valore numerico.

L'encoder assoluto è un codificatore di posizione; converte un segnale analogico di rotazione o di spostamento lineare in un segnale digitale, espresso con una parola in un certo codice.

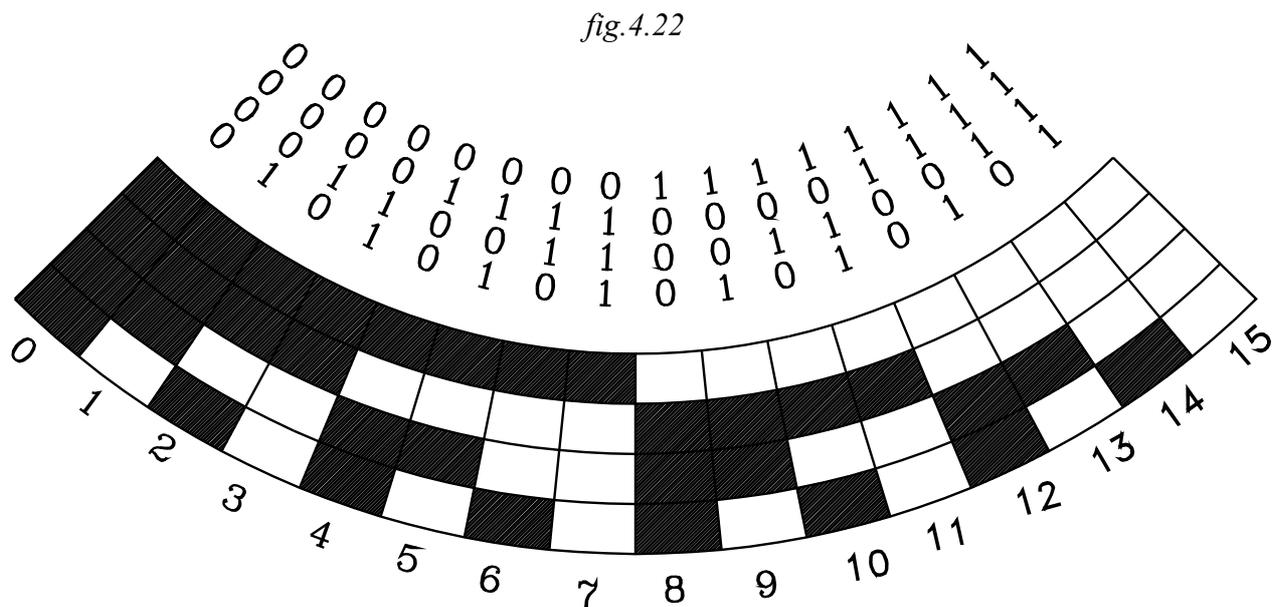
L'encoder assoluto può essere o rotativo o lineare.

Su un supporto a disco (*o lineare*) vengono affiancate una serie di piste concentriche (*o parallele*), composte da più tratti di materiale alternativamente opaco e trasparente.

In corrispondenza di ogni pista vi è, da una parte, una sorgente luminosa (*un led*) e, dalla parte opposta, un fotodiode.

Ogni pista corrisponde, nello spostamento di un passo, all'elaborazione di un *bit* e l'insieme dei *bit*, emessi da tutte le piste in un passo, forma una *parola*, rappresentante in un determinato codice un *valore numerico*.

In ogni passo vi deve essere almeno una variazione di *1 bit*: ciò corrisponde al fatto che almeno una pista passa dalla zona opaca alla trasparente o viceversa.



Ci si riferisca, per semplicità, ad una codifica in binario puro con una parola a 4 bit. Si hanno così 4 piste, con 4 led e 4 fotodiode.

Si hanno $2^4=16$ combinazioni corrispondenti a 16 passi.

Nell'encoder a disco la pista che fornisce la cifra significativa più bassa si pone sulla circonferenza esterna; questo perché, dovendo mutare di stato (*opaco - trasparente*) ad ogni passo è facilitata la suddivisione su un tratto di maggiore lunghezza rispetto alle circonferenze interne.

Così, riferendoci alla *fig.4.22*, si ha:

Posizione zero

Parola 0000 =====> *valore 0*

Ciò corrisponde ad avere tutte le quattro piste opache.

1° Passo

Parola 0001 =====> *valore 1*

Ciò corrisponde ad avere la prima pista trasparente e le altre tutte opache.

2° Passo

Parola 0010 =====> *valore 2*

Ciò corrisponde ad avere la prima pista opaca, la seconda trasparente e le altre tutte opache.

3° Passo

Parola 0011 =====> *valore 3*

Ciò corrisponde ad avere la prima pista trasparente, la seconda trasparente e le altre tutte opache.

4° Passo

Parola 0100 =====> *valore 4*

Ciò corrisponde ad avere la prima pista opaca, la seconda opaca, la terza trasparente e la quarta opaca.

E così via...

Ad ogni posizione (discreta) del disco corrisponde una parola, letta dai 4 lettori ottici, posti in prossimità di ogni pista. La corrispondenza tra posizione e parola è biunivoca.

Se in una posizione del disco, corrispondente ad una certa parola, si toglie l'alimentazione, quando questa viene ripristinata, i quattro lettori ottici leggono ancora la stessa parola e, quindi viene riconosciuta la posizione precedente.

Come si può notare nella composizione delle piste:

- *La prima pista è formata, alternativamente, da un passo opaco e un passo trasparente.*
- *La seconda pista è formata, alternativamente da due passi opache e due trasparenti.*
- *La terza pista è formata, alternativamente da quattro passi opache e quattro trasparenti.*
- *E così via...*

Nella figura sono state sviluppate, per semplicità in un arco 4 piste, le parole codificate in binario puro.

È evidente che dette piste sono tracciate su di un disco in un numero molto più elevato di 4, per ottenere una buona risoluzione.

Si può arrivare, negli encoder fotoelettrici, fino a 19 piste con suddivisioni in $2^{19}=524.288$ parti.

La codifica in binario puro presenta un serio inconveniente.

Consideriamo il passaggio di posizione da quella corrispondente al passo 7 a quella corrispondente al passo 8.

Il numero 7 è codificato con la parola *111* e quindi vi sarà un segnale di uscita sui fotodiodi delle prime tre piste.

Il numero 8 è codificato con la parola 100; quindi, contemporaneamente, in un passo, deve variare il segnale su due lettori. Ciò può portare ad una ambiguità di lettura se i sensori non sono perfettamente allineati.

Condizioni peggiori si hanno con numeri più grandi. Così dal numero 31 al numero 32 la parola cambia da 11111 a 10000.

Per togliere tale ambiguità si adopera un codice progressivo, nel quale da un passo al successivo si ha la variazione di un solo bit.

Un codice molto usato è il codice *Gray*

Si rammenta che: ogni parola di codifica di un numero decimale in codice Gray si ottiene dal corrispondente numero binario nel quale ogni cifra viene sommata con quella posta alla sua sinistra trascurando il riporto: in tal modo $1+1=0$ senza riporto.

Per chiarezza si codifichi il numero 6 nel codice Gray con parole a 4 bit:

$$6 \text{ — nel codice binario —} \rightarrow 0110$$

Si inizi dalla prima cifra di destra.

- 1° cifra in binario: 0 → Si sostituisce al posto della cifra 0 la somma di essa con 1 che si trova alla sua sinistra: $0+1=1$
- 2° cifra in binario: 1 → Si sostituisce al posto della cifra 1 la somma di essa con 1 che si trova alla sua sinistra: $1+1=0$
- 3° cifra in binario: 1 → Si sostituisce al posto della cifra 1 la somma di essa con la cifra 0 che si trova alla sua sinistra: $1+0=1$
- 4° cifra in binario: 0 → Resta la cifra 0 in quanto alla sua sinistra non vi sono più cifre

In codice Gray il numero 6 si tramuta: *binario* 0110 — *in codice Gray* → 0101

Numero Decimale	Binario Puro	Codice Gray
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010
13	1101	1011
14	1110	1001
15	1111	1000
...

Effettuando con 4 piste la codifica in codice *Gray*, sviluppata, per maggiore comprensione su di un arco, si ottiene l'alternarsi delle zone chiare a quelle scure come rappresentato schematicamente in figura.

Dalla figura si nota che le varie piste iniziano (*a sinistra*) con un certo numero di passi opachi, e poi si alternano passi trasparenti con opachi.

I primi passi opachi nella successione delle piste sono rispettivamente in numero di :

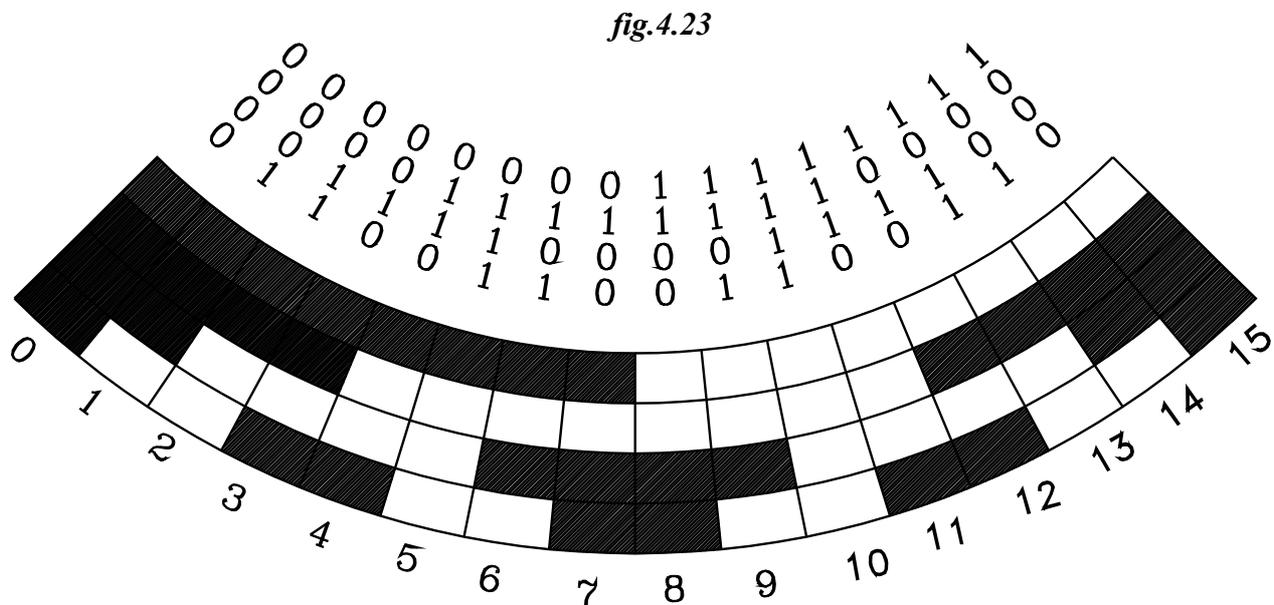
I pista *1 passo opaco.*

II pista *1x2=2 passi opachi.*

III pista *2x2=4 passi opachi.*

IV pista *4x2=8 passi opachi.*

... ..



Dopo i primi passi opachi anzidetti si alternano, poi, nelle piste, passi trasparenti a passi opachi, e precisamente:

- sulla prima pista 2 passi trasparenti si alternano a 2 passi opachi.

- sulla seconda pista 4 passi trasparenti si alternano a 4 passi opachi.

- sulla terza pista 8 passi trasparenti si alternano a 8 passi opachi.

E così via ...

Gli encoder assoluti sono più costosi di quelli incrementali. Hanno il vantaggio di non perdere l'informazione sulla posizione, anche quando viene a mancare l'alimentazione; ma hanno lo svantaggio del maggiore costo e di non rilevare la misura della velocità, come gli incrementali.

I più usati sono gli encoder incrementali.

4.1.3 TRASDUTTORI DI VELOCITÀ

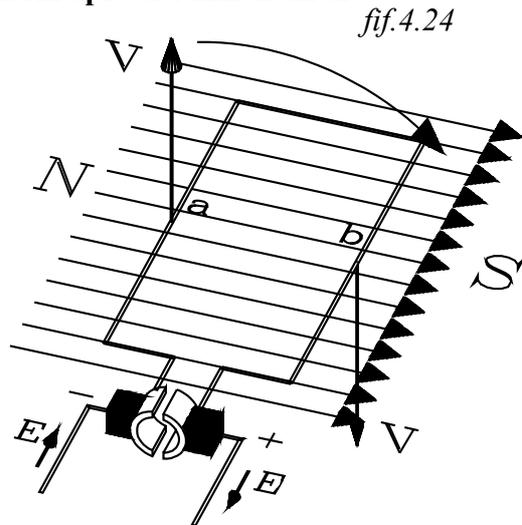
4.1.3.1 Trasduttori analogici

4.1.3.1.1 Dinamo tachimetrica

La dinamo tachimetrica è un trasduttore di velocità analogico. Fornisce in uscita un segnale di tensione proporzionale alla velocità dell'albero di rotazione, rappresentante il segnale di ingresso.

La dinamo tachimetrica è una piccola dinamo con eccitazione separata, il cui campo magnetico, costante, è ottenuto con magneti permanenti.

Principio di funzionamento



Consideriamo la spira di figura, immersa nel campo magnetico costante e ruotante con velocità angolare ω .

La spira è collegata agli estremi a due semianelli, costituenti le lamelle del collettore.

Sul collettore poggiano due contatti striscianti (le spazzole).

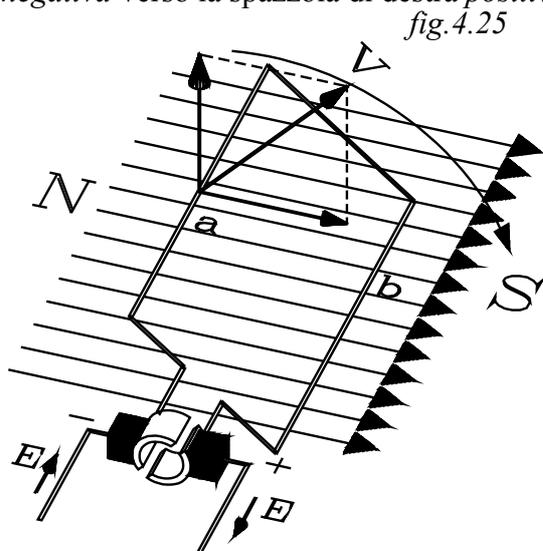
Nella rotazione, i conduttori a, b tagliano le linee di flusso e quindi, in esse, si inducono f.e.m. indotte.

Considerato il senso di rotazione di figura, la velocità del conduttore "b", sotto il SUD è verso il basso e perpendicolare sia al conduttore che all'induzione B ; mentre, il conduttore "a", sotto il NORD ha velocità diretta verso l'alto e

perpendicolare sia all'induzione B che al conduttore stesso.

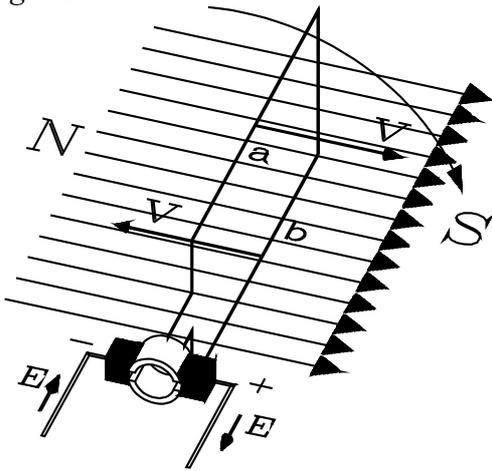
Considerati i sensi dell'induzione B e della velocità, ne viene che: sul conduttore "b" si induce una f.e.m. diretta verso l'osservatore (verso la spazzola di destra), nel conduttore "a" si induce una f.e.m. diretta verso l'interno (ancora verso la spazzola di destra)

Nella posizione di figura si induce una f.e.m. massima diretta dalla spazzola di sinistra negativa verso la spazzola di destra positiva.



Partendo dalla posizione della figura precedente e ruotando la spira, si nota che le velocità dei conduttori a, b non sono più perpendicolari alle linee di flusso; presentano una componente ortogonale V_1 sempre più piccola man mano che la spira si porta a 90° rispetto alla prima posizione considerata.

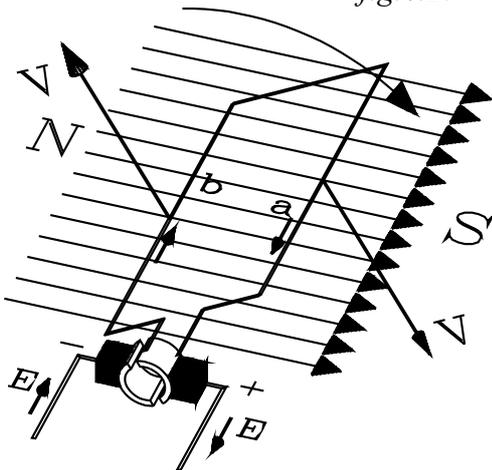
fig.4.26



Quando la spira ha ruotato di 90° rispetto alla posizione precedentemente assunta come riferimento le velocità dei conduttori risultano parallele alle linee di flusso e quindi le f.e.m. indotte in detti conduttori sono nulle. Le spazzole in tale posizione cortocircuitano le due lamelle del collettore

La f.e.m. passa dal valore massimo, quando la spira ha il piano parallelo alle linee di flusso, al valore nullo quando detto piano è ad esse normale.

fig.4.27



Quando la rotazione supera i 90° , il conduttore "b" si porta dal SUD al NORD; mentre il conduttore "a" si porta dal NORD al SUD. La lamella collegata all'estremità del conduttore "b" si porta a contatto con la spazzola di sinistra e quella collegata al conduttore a con la spazzola di destra.

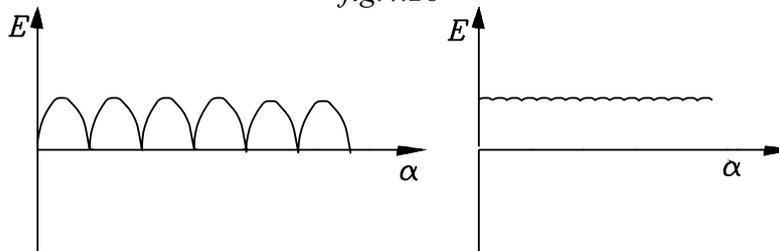
Ora sul conduttore "a" si induce una f.e.m. diretta verso l'osservatore (verso la spazzola destra), sul conduttore "b" si induce una f.e.m. verso l'interno e, quindi, ancora verso la spazzola destra.

Nella rotazione dai 90° ai 180° si produrrà ancora una f.e.m. diretta dalla spazzola a sinistra (negativa) verso la spazzola a destra (positiva) e che passa dal

valore nullo al valore massimo.

Nella rotazione della spira si produce tra le spazzole una f.e.m. E continua e pulsante.

fig.4.28



Avvolgendo sul rotore più spire, opportunamente collegate a più lamelle del collettore, si ottiene una f.e.m. pulsante avente una ondulazione meno accentuata. Con delle espansioni polari che generano un flusso in direzione radiale si ottengono delle f.e.m. pressoché costanti

La f.e.m. E media indotta all'estremità delle spazzole della dinamo risulta direttamente proporzionale al flusso Φ , direttamente proporzionale alla velocità angolare ω e dipende da una costante caratteristica della costruzione della macchina.

$$E = k \cdot \Phi \cdot \omega$$

Il flusso è costante per cui la f.e.m. E dipende solamente dalla velocità angolare. La dinamo si presenta quindi come un trasduttore di velocità: Trasforma la velocità angolare in segnale di tensione E .

La velocità angolare è proporzionale al n° di giri n , quindi la f.e.m. E risulta proporzionale al n° di giri:

$$E = k_f \cdot \Phi \cdot n \quad (4.1.33)$$

Si definisce costante tachimetrica il rapporto tra la tensione erogata dalla dinamo e il n° di giri n .

$$C_t = \frac{V}{n}$$

Occorre notare che la tensione di uscita V , sotto carico, è leggermente inferiore alla f.e.m. E , per effetto delle resistenze interne; però la corrente assorbita è molto piccola per cui la tensione V è circa uguale alla E .

La dinamo tachimetrica presenta il vantaggio di fornire una tensione di uscita che può essere direttamente utilizzata per il controllo di velocità: non ha bisogno di alcuna conversione. L'invio dell'informazione è diretta e quindi non vi sono ritardi.

Non presenta in pratica tensioni residue: quando la velocità è nulla, lo è anche tensione di uscita.

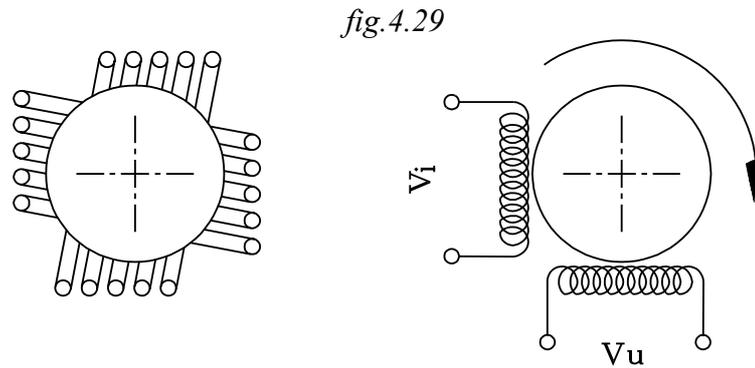
Presenta di contro i seguenti svantaggi.

- 1- Possiede dei contatti striscianti nel sistema collettore spazzole, che necessitano, nel tempo, di una appropriata manutenzione, limitando così l'affidabilità.
- 2- La tensione fornita in uscita presenta una ondulazione (*ripple*). Questa può essere limitata aumentando il numero di lamelle del collettore.
- 3- Presenta bassa linearità.
- 4- Presenta inerzia e attrito meccanico non trascurabili.
- 5- La velocità massima misurabile è limitata dalla diminuzione dell'affidabilità che presenta il sistema collettore spazzole all'aumentare del n° di giri.

4.1.3.1.2 Alternatore tachimetrico

L'alternatore tachimetrico è un trasduttore di velocità *analogico*. Esso fornisce in uscita una tensione alternata la cui ampiezza risulta proporzionale alla velocità (*sinusoide modulata in ampiezza*).

L'alternatore tachimetrico è costituito essenzialmente da due avvolgimenti statorici montati nello spazio a 90° l'uno rispetto all'altro, nell'interno dei quali è posto un rotore in *corto circuito*.



Nell'alternatore viene alimentato solamente un avvolgimento con una corrente sinusoidale:

$$v_i = V_0 \sin \omega t$$

Se il rotore è fermo il sistema si comporta come un trasformatore con il primario costituito dall'avvolgimento alimentato e il secondario in cortocircuito rappresentato dal rotore.

In queste condizioni, sull'avvolgimento di uscita non alimentato, si preleva una tensione nulla " $v_u = 0$ ", in quanto il flusso, generato sull'asse dell'avvolgimento alimentato dalla tensione v_i , risulta ortogonale all'asse del suddetto avvolgimento di uscita: la proiezione dell'induzione \vec{B} sul suo asse è nulla.

Quando il rotore si pone in rotazione, le correnti, che si inducono nel rotore, generano un flusso, che deflette quello generato dall'avvolgimento alimentato; cosicché si ha ora una componente di \vec{B} sull'asse dell'avvolgimento di uscita, con generazione ai capi di esso di una tensione v_u sinusoidale. Detta deflessione del flusso aumenta all'aumentare del numero di giri del rotore, provocando in uscita una tensione sinusoidale v_u , la cui ampiezza varia proporzionalmente alla velocità angolare ω_1 del rotore.

$$v_u = k\omega_1 \cdot V_0 \cdot \sin\left(\omega t \pm \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.1.34)$$

Notare che ω è la pulsazione della sinusoide, mentre ω_1 è la velocità angolare del rotore

L'alternatore tachimetrico fornisce in uscita una tensione sinusoidale la cui ampiezza è proporzionale alla velocità angolare del rotore.

Si ha così una modulazione di ampiezza della sinusoide di ingresso nell'alternatore: l'ampiezza è modulata proporzionalmente alla velocità angolare ω_1 del rotore.

Per poter utilizzare il segnale di uscita dall'alternatore tachimetrico occorre demodularlo: occorre, cioè, ricavare una tensione continua v_{cc} proporzionale all'ampiezza di oscillazione del segnale sinusoidale v_u

$$v_{cc} = k_c \cdot (k\omega_1 V_0)$$

L'alternatore tachimetrico, rispetto alla dinamo, presenta i seguenti vantaggi

- 1- Non possiede contatti striscianti che richiedano una appropriata manutenzione, offrendo, così, una alta affidabilità nel tempo.
- 2- Presenta una migliore linearità (0.5%) rispetto alla dinamo tachimetrica (2%)

Lo svantaggio maggiore è quello di non poter utilizzare direttamente il segnale di uscita, sul quale debbono essere effettuate delle ulteriori operazioni (*quali la demodulazione*) che introducono un *ritardo alla risposta* specialmente alle basse velocità.

4.1.3.2 Trasduttori digitali

Come trasduttori digitali di velocità vengono utilizzati gli *encoder incrementali* precedentemente descritti. Al variare della velocità della parte mobile varia proporzionalmente la frequenza degli impulsi emessi. Si ha quindi un segnale che è modulato in frequenza proporzionalmente alla velocità della parte mobile. Occorre quindi, nel conteggio degli impulsi estrarre l'informazione della frequenza con la quale essi vengono emessi dall'encoder; si ricava poi un segnale proporzionale a detta frequenza e quindi alla velocità.

Come tutti i trasduttori digitali, quello di velocità presenta i vantaggi di un'alta affidabilità e precisione, la possibilità di essere manipolato direttamente da microprocessori.

Lo svantaggio principale è il ritardo nella risposta dovuta alla trasformazione dell'informazione della frequenza degli impulsi in segnale di uscita proporzionale alla velocità.

4.1.4 TRASDUTTORI DI FORZA

Questi trasduttori trasformano una tensione meccanica in un segnale elettrico.

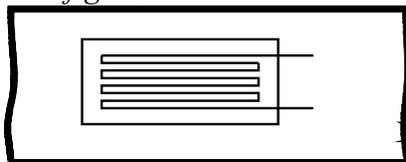
Possono essere di tipo: a filo conduttore - piezoelettrici - a variazione di induttanza

4.1.4.1 Estensimetri a filo conduttore (*strain gauges*)

Sono costituiti da un filo conduttore (*constantana, manganina..*), piegato più volte su se stesso a forma di griglia e disposto su un supporto sottile di resina epossidica.

L'insieme costituisce come un francobollo, che può essere incollato sulla parte nella quale si vuole rilevare la tensione da misurare e disposto con i lati paralleli alle linee di tensione.

fig.4.30



In una sollecitazione di trazione l'allungamento subito dalla parte sulla quale è incollato il francobollo viene a questi trasmesso.

Nell'applicazione della forza il francobollo subisce un allungamento.

Lo sviluppo del filo, costituente il trasduttore, in assenza di deformazione ha una resistenza R (dell'ordine di 60, 120, 150, 350, 600, 1200)

$$R = \rho \frac{L}{s}$$

Applicata la forza, il filo si deforma. In una trazione si ha un aumento di lunghezza e una diminuzione di sezione, per cui la resistenza varia al variare della tensione in corrispondenza del francobollo.

Si definisce fattore di taratura K il rapporto tra la variazione relativa di resistenza $\frac{\Delta R}{R}$ e l'allungamento (*accorciamento*) unitario $\epsilon = \frac{\Delta L}{L}$

$$K = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\varepsilon} \quad (4.1.35)$$

Da cui:

$$\varepsilon = \frac{I}{K} \cdot \frac{\Delta R}{R} \quad (4.1.36)$$

Per la legge di Hooke la tensione σ è data da:

$$\sigma = \varepsilon \cdot E \quad \text{sostituendo la (4.1.36)}$$

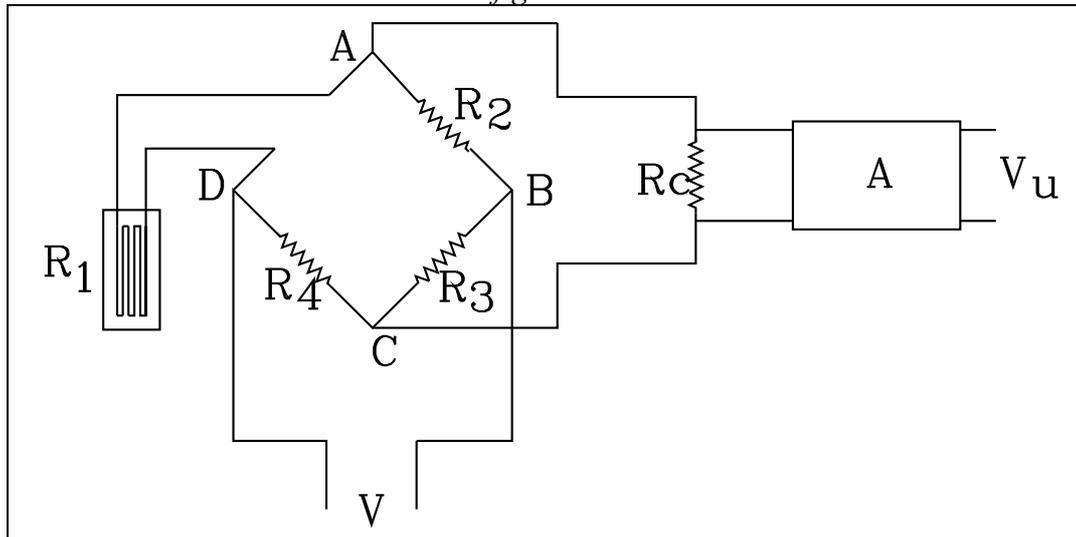
$$\sigma = \frac{E}{K \cdot R} \cdot \Delta R \quad (95)$$

La tensione meccanica σ risulta proporzionale alla variazione di resistenza ΔR . Facendo percorrere la resistenza da una corrente si avrà, ai suoi capi, una *d.d.p* V che varierà proporzionalmente al variare della resistenza ΔR , e, quindi, alla tensione meccanica σ .

La variazione di resistenza ΔR è molto piccola rispetto a R (*dell'ordine de 1/1000*), per cui la variazione della *d.d.p* V ai capi della resistenza non risulta misurabile direttamente.

Per risolvere il problema si pone il francobollo come resistenza R_1 di un ramo di un *Ponte di Wheatstone*.

fig.4.31



Il ponte è costituito dalla resistenza R_1 del *francobollo* e da altre tre resistenze R_2 , R_3 , R_4 (*in genere uguali a R_1*)

In assenza della tensione σ , e quindi della variazione di resistenza, il ponte è in equilibrio: ciò si ha quando i vertici A , C del ponte si trovano allo stesso potenziale e, quindi, sulla diagonale AC non passa corrente.

Se le 4 resistenze fossero perfettamente uguali la condizione di equilibrio sarebbe soddisfatta.

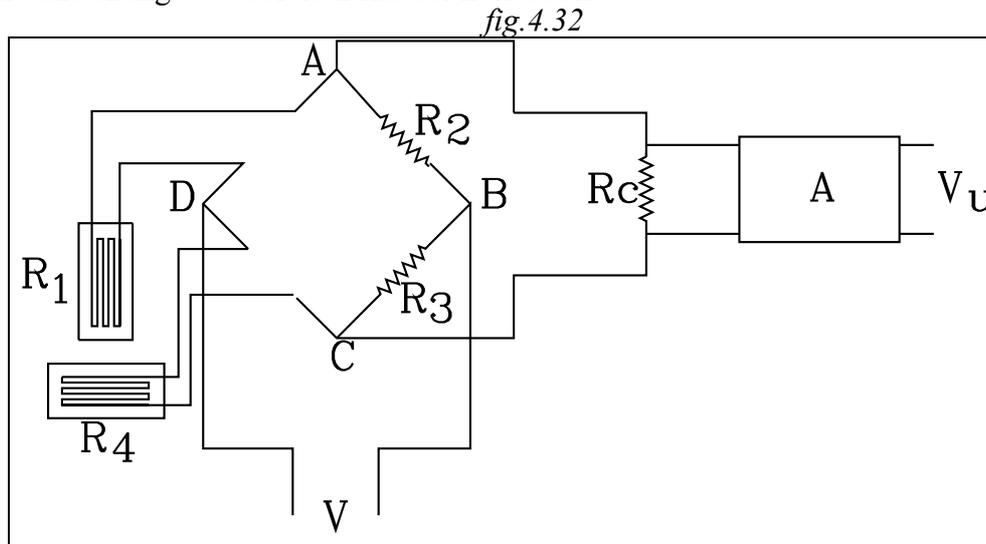
In generale, si dimostra che il ponte è in equilibrio quando :

$$R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4$$

Occorre che, in assenza di sollecitazione σ , il ponte sia in equilibrio. All'aumentare della sollecitazione il *francobollo* viene deformato, la resistenza R_1 varia, il ponte si squilibra e scorre una corrente sulla resistenza R_c , posta sulla diagonale AC .

Al variare della sollecitazione σ si ha una differenza di potenziale V_c variabile sulla diagonale AC del ponte. Tale *d.d.p.* viene amplificata e portata in un rilevatore.

Nelle rilevazioni statiche che si debbono protrarre per lungo tempo si fa risentire l'effetto della temperatura che allunga o accorcia il filo del francobollo.



Per compensare l'effetto della temperatura, si pone, su un lato del ponte adiacente al francobollo rilevatore, un altro francobollo identico; ma, questo viene incollato, sulla zona in misurazione, in senso ortogonale al primo.

Nella sollecitazione il secondo francobollo, posto in senso ortogonale alle linee di tensione, non subisce un allungamento dei fili conduttori: *i fili paralleli tendono solamente ad allontanarsi l'uno dall'altro.*

Ora se, con la temperatura, la resistenza R_1 del francobollo rilevatore varia, varierà anche della stessa entità R_4 , per cui il prodotto:

$$R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4$$

rimane costante.

4.1.4.2 Trasduttori di forza piezoelettrici

Tali trasduttori si basano sul fenomeno piezoelettrico. Alcuni cristalli, come il quarzo, opportunamente tagliati rispetto agli assi cristallografici, se vengono sollecitati da tensioni, di trazione o compressione, trasformano l'energia di deformazione in energia elettrica.

Con una trazione o compressione sul cristallo si produce un accumulo di cariche opposte all'estremità di due facce, con formazione di una *d.d.p.*

Tale differenza di potenziale è un segnale che può essere amplificato e portato ad un rilevatore.

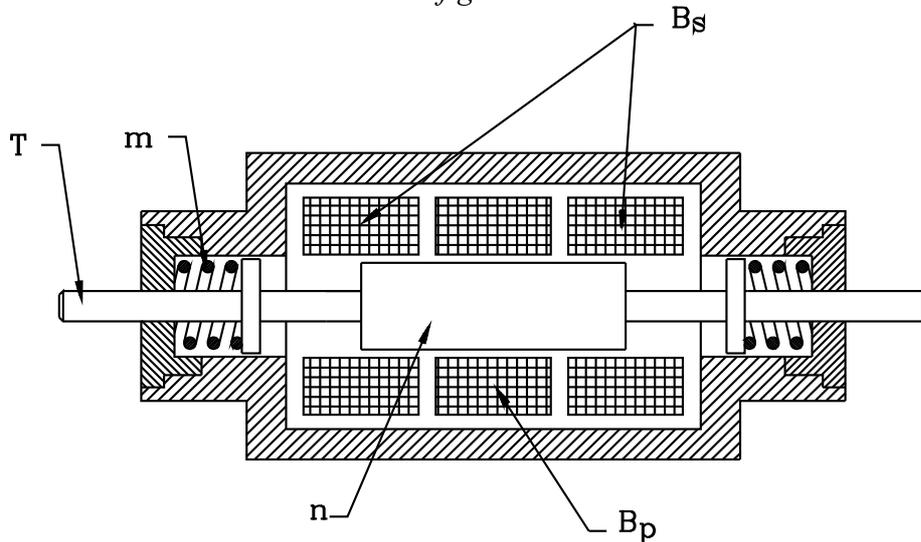
Si può, come per il trasduttore a filo, porre la piastrina di quarzo su un lato del ponte di Wheatstone.

4.1.4.3 Trasduttore induttivo

Si presta bene ad essere utilizzato come *trasduttore di forza* il trasformatore differenziale.

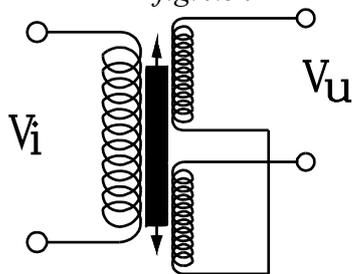
Esso è costituito da un nucleo di materiale ferromagnetico a bassa induzione residua, sul quale vengono avvolti un avvolgimento primario e uno secondario.

fig.4.33



La bobina B_p dell'avvolgimento primario viene posta in posizione centrale rispetto a due sezioni B_s dell'avvolgimento secondario, collegate in serie tra loro e avvolte sul nucleo in senso opposto.

fig.4.34



Il nucleo n è collegato ad un tastatore T . In condizioni di riposo, il nucleo, spinto alle estremità opposte dalle due molle m , assume una posizione centrale, in modo che risultino uguali i tratti di esso posti sull'asse delle due sezioni del secondario. In tali condizioni di riposo, quando è nulla la forza applicata sul tastatore, se si alimenta la bobina primaria con una tensione V_i alternata, sui due tratti del secondario si indurrà la stessa *f.e.m.*, ma essendo i due

avvolgimenti in opposizione, la risultante delle due *f.e.m.* indotte è nulla: sarà quindi nulla la tensione in uscita V_u .

Applicando una forza F sul tastatore, in un senso o nell'opposto, vengono deformate le molle, si ha uno spostamento del nucleo proporzionale alla forza applicata; cosicché esso si sposta dalla posizione centrale e penetra di più su una sezione del secondario abbandonando l'altra.

In tal modo, sulla sezione del secondario nella quale penetra il nucleo si ha un maggiore accoppiamento rispetto alla precedente posizione centrale, con conseguente aumento della *f.e.m.* indotta, mentre questa diminuisce nell'altra sezione, abbandonata dal nucleo. Ora le due *f.e.m.* indotte in opposizione sulle due sezioni del secondario, non sono più uguali e si ha in uscita una tensione risultante V_u diversa da zero.

La tensione di uscita V_u è sinusoidale e la sua ampiezza dipende dallo spostamento del nucleo; i due sensi opposti dello spostamento determinano tensioni tra loro sfasate di 180° (*si inverte il segno*).

Da quanto detto il trasformatore differenziale può essere adoperato come trasduttore di posizione.

Tenendo conto inoltre che lo spostamento del nucleo è determinato dalla deformazione delle molle e queste sono proporzionali alla forza applicata al tastatore, ne deriva che la tensione di uscita V_u dipenderà dalla forza applicata sul tastatore.

Il trasformatore differenziale si presta ad essere adoperato come trasduttore di forza, fornendo in uscita una tensione alternata la cui ampiezza dipende dalla forza applicata e il segno dal senso di essa.

4.1.5 TRASDUTTORI DI TEMPERATURA

A seconda del principio fisico sul quale si basano, i trasduttori di temperatura si distinguono in:

- Termoresistenze
- Termistori
- Termocoppie

4.1.5.1 Termoresistenze RTD

Esse si basano sul principio fisico della variazione della resistività con la temperatura.

$$\rho = \rho_0 \cdot [1 + \alpha (t - t_0)]$$

$$R = \rho \cdot \frac{L}{S}$$

Se la resistenza viene percorsa da una corrente costante, allora ai capi di essa vi sarà una *d.d.p* lineare dipendente dalla temperatura. Il segnale di tensione sarà poi amplificato e portato ad un rivelatore.

La resistenza può essere posta in un lato del ponte di Wheatstone. Questo, equilibrato ad una temperatura di riferimento, si squilibra al variare della temperatura, per effetto della variazione della termoresistenza posta su un lato.

Le resistenze sono costituite da fili avvolti su un supporto isolante, resistente alle temperature di esercizio di forma cilindrica o piatta. Il materiale che costituisce la resistenza viene scelto a seconda il campo di misura della temperatura:

- Rame: per temperature $-50 \div 200 \text{ } ^\circ\text{C}$
- Nichel: per temperature $-200 \div 350 \text{ } ^\circ\text{C}$
- Platino: per temperature $-220 \div 600 \text{ } ^\circ\text{C}$

I termometri a resistenza presentano una buona precisione, tanto che il termometri al platino è usato come strumento campione. L'approssimazione può esser di $0.1 \text{ } ^\circ\text{C}$ per l'intervallo di misura: $0 \div 500$ e $0.02 \text{ } ^\circ\text{C}$ per l'intervallo: $-150 \div 100$

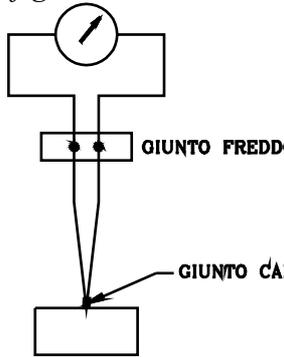
4.1.5.2 Termocoppie

Si basano sull'effetto *Seebeck*.

Con una coppia fili di metalli diversi vengono effettuati due giunti. Un giunto caldo viene adoperato per la misurazione della temperatura, l'altro giunto, detto giunto freddo, viene posto a temperatura di riferimento.

Ponendo i due giunti a temperatura diversa, nasce tra essi una *d.d.p.* Questa viene rilevata e costituisce il segnale che, amplificato è inviato ad un rilevatore.

fig.4.35



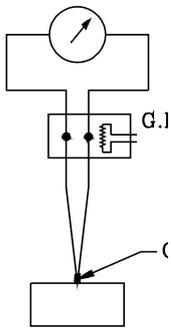
Costruttivamente la coppia è formata da due fili di materiale conduttore di natura diversa, saldati ad una estremità, costituente il giunto caldo, da porre nell'ambiente di cui si vuole misurare la temperatura.

Le estremità libere, poste ad una temperatura diversa dal giunto caldo (*temperatura ambiente o ad una di riferimento*), collegate ad un circuito esterno ad alta resistenza, costituiscono il giunto freddo.

La differenza di temperatura tra il giunto caldo e quello freddo determina una *d.d.p.* alle estremità libere che fa circolare nel circuito esterno una corrente I . Se sul giunto freddo è garantita una temperatura costante di riferimento, il segnale di corrente, che circola nel circuito esterno, dipende solamente dalla temperatura del

giunto caldo, posto nell'ambiente in cui si vuole effettuare la misurazione.

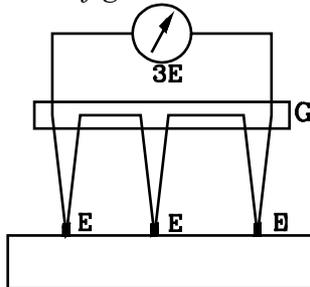
fig.4.36



la corrente dipendente dalla temperatura dell'ambiente in misurazione viene inviata ad un galvanometro o ad un millivoltmetro direttamente tarati in temperatura.

Affinché la misurazione effettuata dal giunto caldo sia precisa e affidabile, occorre assicurare che il giunto freddo sia a temperatura costante e di valore prestabilito nella taratura; ciò si può ottenere in un ambiente controllato, riscaldato da resistenze termostatate.

fig.4.37



Se la differenza di temperatura tra i giunti è molto bassa si ottiene una piccola *d.d.p.* agli estremi liberi. Per aumentare questa si possono adoperare più termocoppie collegate in serie.

La natura della coppia di metalli da utilizzare per la termocoppia dipende dal campo di misura della temperatura

Materiali componenti la termocoppia		Campo di misurazione in °C
platino - 10% rodio	platino	0 - 1450
platino - 13% rodio	platino	0 - 1450
platino - 300% rodio	platino 6% rodio	800 - 1700
ferro	rame-nichel	0 - 750
ferro	costantana	-200 - 750
rame	costantana	-200 - 350
rame	rame - nichel	0 - 350

4.1.5.3 Termistori

Si basano sulla variazione che subisce la resistenza di elementi semiconduttori con il variare della temperatura.

In genere sono a variazione o negativa della resistività in funzione della temperatura. Infatti all'aumentare di questa aumenta l'agitazione termica che libera coppie di elettroni e vacanze nel semiconduttore.

Il coefficiente di temperatura dei termistori è più elevato (*in valore assoluto*) delle termoresistenze. Ciò porta i termistori ad avere una maggiore sensibilità alla variazione di temperatura di quella posseduta dalle termoresistenze: si possono effettuare misurazioni dell'ordine di 0.05°C

La relazione che lega la resistenza alla temperatura non è lineare ma di tipo esponenziale. Occorre quindi effettuare una curva di taratura.

Il campo di applicazione dei termistori è ristretto: non possono sopportare elevate temperature che porterebbero ad una distruzione del semiconduttore; questo alle basse temperature diviene praticamente un isolante. Il campo d'impiego usuale è tra $-30\div 150^{\circ}\text{C}$.

2 ATTUATORI

In una catena di controllo il segnale di comando (*generalmente di natura elettrica*), opportunamente elaborato, viene inviato ad un dispositivo che lo trasforma nella grandezza fisica voluta: di rotazione - di spostamento - di temperatura ecc.

I dispositivi che effettuano la trasformazione del segnale di comando nella voluta grandezza fisica controllata vengono denominati *ATTUATORI*.

Gli attuatori si possono distinguere in pneumatici, oleoidraulici, elettrici.

ATTUATORI PNEUMATICI

Possono essere di moto rettilineo alternativo o rotatorio.

Gli attuatori pneumatici sono adoperati esclusivamente per attuare comandi ON/OFF non sono idonei a realizzare un controllo di posizione intermedio tra le posizioni estreme, limitate dai finecorsa; ciò per la compressibilità dell'aria.

ATTUATORI OLEOIDRAULICI

Possono essere di moto rettilineo alternativo o rotativo.

Sono adatti ad essere adoperati sia per comandi *ON/OFF* sia per comandi con controllo di posizione o di velocità.

Gli attuatori oleoidraulici sono contraddistinti dalla loro capacità di trasmettere elevate forze e coppie con dimensioni ridotte. Hanno bassa inerzia, e quindi permettono una rapida inversione del moto. Gli attuatori oleoidraulici possono essere comandati a distanza, impiegando elettrovalvole.

L'impianto oleoidraulico è autolubrificato.

Lo svantaggio è connesso all'impiego dell'olio, che comporta la necessità di una tenuta stagna e un circuito oneroso, con ritorno dell'olio nel serbatoio.

La trattazione degli attuatori oleoidraulici si rimanda ai capitoli di oleodinamica e oleodinamica proporzionale.

ATTUATORI ELETTRICI

Si distinguono:

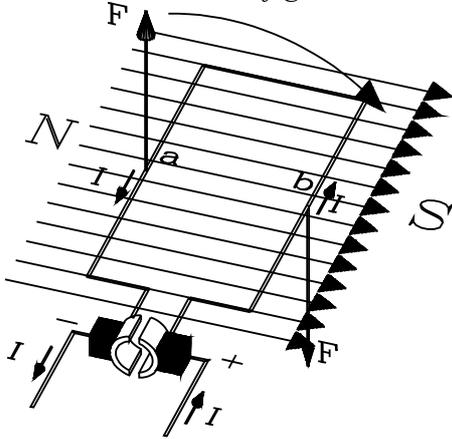
- Motori in corrente continua
- Motori passo passo
- Motori in corrente alternata

4.2.1 MOTORI IN CORRENTE CONTINUA

4.2.1.2 Principi di funzionamento

Consideriamo una spira, percorsa da corrente continua I , immersa in un campo magnetico e con i lati a, b perpendicolari alle linee di flusso.

fig.4.38



Le estremità di due rami della spira, sono saldate a due mezzi anelli, separati da uno strato isolante, costituenti le lamelle del *collettore*.

Sul collettore, in parti diametralmente opposte ad esso, appoggiano due contatti striscianti.

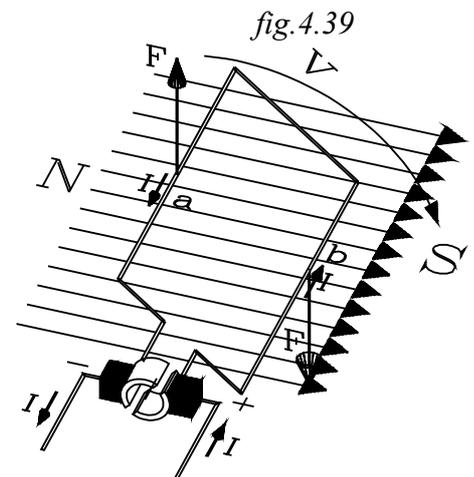
Si consideri la posizione di fig. nella quale il piano della spira è parallelo alle linee di flusso, il lato a si affaccia al *NORD* del campo magnetico, mentre il lato b si affaccia al *SUD*.

Il conduttore a viene percorso dalla corrente I diretta verso l'uscita ed è tagliato, in direzione perpendicolare, dall'induzione B , (nel senso di fig.4.38), da sinistra a destra.

Il conduttore a viene soggetto ad una forza F , perpendicolare ad esso, al vettore induzione B ed ha senso tale che la freccia di F vede la I ruotare in senso antiorario per ricongiungersi con B , spazzando l'angolo di 90° .

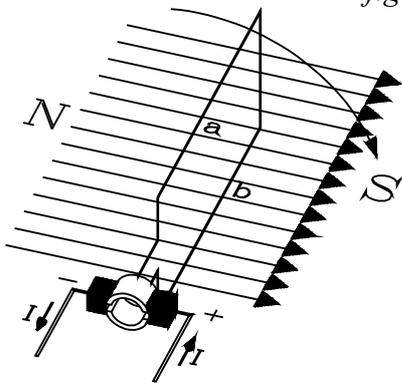
La forza è verso l'alto.

Applicando la stessa legge sul conduttore b , notando che la corrente I ha senso opposto di quello posseduto nel conduttore "a", si rileva che: il conduttore b è soggetto ad una forza F della stessa direzione, stessa intensità, ma verso opposto a quella applicata in "a".



Sulla spira di figura, immersa nel campo magnetico e percorsa dalla corrente I agisce una coppia che la fa ruotare in senso orario.

fig.4.40

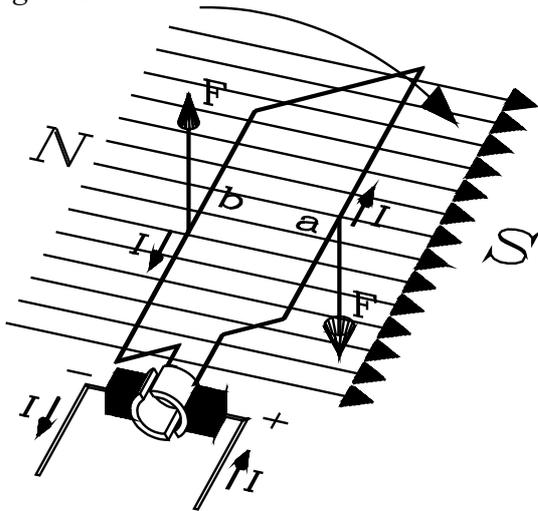


La spira ruota, fino a portarsi, a 90° con il suo piano in direzione perpendicolare alle linee di flusso. In tale posizione le lamelle del collettore risultano cortocircuitate dalle spazzole. la corrente sui conduttori è nulla ed è nulla la coppia.

Per inerzia la spira continua a ruotare e il conduttore a si porta dalla zona *NORD* alla zona *SUD*, mentre il conduttore b si porta dal *SUD* al *NORD*. Nei due conduttori si invertono le correnti, ma, si avrà sempre che, nel conduttore di sinistra (in questo caso b) agisce una forza verso l'alto e nel conduttore di destra (in questo caso a) agisce una forza verso il

basso.

fig.4.41



Superato il piano di inversione, sui due conduttori continua ad agire una coppia che fa ruotare la spira in senso orario.

La coppia ha un valore max quando il piano della spira è parallelo alle linee di flusso e nullo quando queste risultano perpendicolari a detto piano.

Nel piano di inversione ciascun contatto strisciante poggia sulle due metà delle lamelle del collettore, per cui la d.d.p ai capi della spira è nulla: essa non è attraversata da corrente.

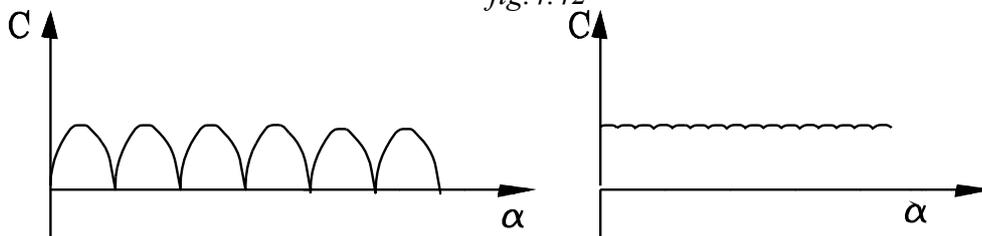
Si suppone che la resistenza di contatto tra lamella e spazzola sia inversamente proporzionale alla superficie del loro contatto.

Superato il piano di inversione, la lamella collegata al conduttore "a" aumenta la superficie di contatto con la spazzola di destra a potenziale positivo, mentre nella lamella collegata a "b" diminuisce la superficie di contatto con la spazzola di sinistra a potenziale negativo.

La spira viene soggetta ad una d.d.p, che va aumentando fino al valore max, che si ha quando la spazzola di destra è a contatto solamente con la lamella collegata al conduttore "a" e la spazzola di sinistra è solamente a contatto con "b". Conseguentemente aumenta la corrente che scorre nella spira

La coppia che si genera è continua (nello stesso senso) e pulsante.

fig.4.42



I rotori sono avvolti con più spire, ciascuna delle quali è opportunamente collegato ad una lamella del collettore (vedi elementi di elettrotecnica): la pulsazione in un giro è più frequente e si avvicina ad un andamento costante, tanto più quanto maggiori sono le lamelle del collettore e quindi le spire distribuite sulla circonferenza del rotore. Inoltre le espansioni polari hanno forma tale che il flusso risulta radiale, determinando così una coppia quasi costante.

I motori a corrente continua, utilizzati in una catena di controllo, debbono fornire sull'albero motore una rotazione dipendente dal segnale di ingresso, il quale deve comandare o un angolo di rotazione come posizione da raggiungere o imporre una determinata velocità di rotazione.

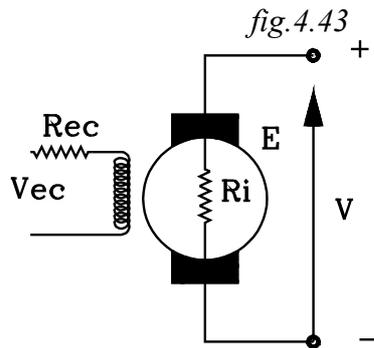
Il controllo può avvenire o sulla eccitazione o sulla alimentazione del motore.

Il circuito di eccitazione deve fornire o un flusso costante o variabile a seconda del segnale di comando.

Il flusso costante può essere ottenuto con magneti permanenti o con un avvolgimento alimentato da una corrente costante.

In ogni caso, sia che il flusso di eccitazione sia costante o debba variare in funzione del segnale di comando, il motore adoperato è ad eccitazione indipendente.

4.2.1.3 Forza contro elettromotrice f.c.e.m "E"



Le spire del rotore, ruotando entro il campo magnetico, tagliano le linee di flusso; per la legge di Lenz si induce in esse una *f.c.e.m* "E", in senso contrario alla tensione *V* di alimentazione.

La *E* risulta proporzionale al flusso induttore Φ e al numero di giri *n* (o alla velocità angolare ω).

$$E = K \cdot \Phi \cdot n \quad (4.2.1)$$

Equazioni di equilibrio

Nella figura è schematicamente rappresentato il motore con i circuiti di alimentazione e di eccitazione. Sono indicati con:

V	tensione di alimentazione.
Re	resistenza del circuito di eccitazione.
Φ	flusso di induzione.
Ri	resistenza interna del rotore.
E	forza contro elettromotrice <i>f.c.e.m.</i>
I	corrente di alimentazione.
Vec	tensione di eccitazione.
Iec	corrente di eccitazione.

Equilibrio della maglia del circuito di alimentazione

La tensione di alimentazione è equilibrata dalla f.c.e.m *E* e dalla caduta di tensione *Ri*·*I*:

$$V = E + R_i \cdot I \quad (4.2.2)$$

$$V = E + R_i \cdot I \quad (4.2.2)$$

Equilibrio energetico

Sul rotore agisce una coppia *C_m* dovuta al carico che assorbe una potenza meccanica:

$$P = C_m \cdot \omega$$

Tale potenza è equilibrata dalla potenza elettrica.

$$P = E \cdot I \quad (4.2.3)$$

Uguagliando le due espressioni della potenza si avrà:

$$C_m \cdot \omega = E \cdot I \quad \text{da cui}$$

$$C_m = \frac{E \cdot I}{\omega} \quad (4.2.4) \quad \text{ma}$$

$$E = K \cdot \Phi \cdot n \quad \omega = \frac{2\pi \cdot n}{60}$$

Sostituendo nella (4.2.4) si ha:

$$C_m = \frac{60 K \cdot \Phi \cdot n \cdot I}{2\pi \cdot n} \quad \text{ponendo} \quad K_c = \frac{60 K}{2\pi}$$

$$C_m = K_c \cdot \Phi \cdot I \quad (4.2.4)$$

4.2.1.4 Caratteristica meccanica del motore con eccitazione indipendente.

Si supponga di aver alimentato il motore con una tensione V costante e che il flusso di eccitazione Φ sia anch'esso costante.

In tali condizioni studiamo come varia la coppia C_m al variare del numero di giri n .

Per la (4.2.4)

$$C_m = K_c \cdot \Phi \cdot I \quad (4.2.4)$$

Per la (4.2.2)

$$V = E + R_i \cdot I \quad (4.2.2) \quad \text{da cui}$$

$$I = \frac{V - E}{R_i} \quad \text{sostituendo nella (4.2.4)}$$

$$C_m = K_c \Phi \cdot \frac{V - E}{R_i} \quad \text{con} \quad E = K \cdot \Phi \cdot n$$

$$C_m = \frac{K_c \Phi}{R_i} \cdot V - \frac{K_c K \Phi^2}{R_i} \cdot n$$

Si pone:

$$\frac{K_c \Phi}{R_i} = h \quad \frac{K_c K \Phi^2}{R_i} = f$$

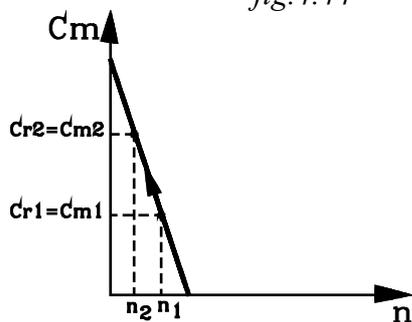
Si ottiene

$$C_m = h \cdot V - f \cdot n \quad (4.2.5)$$

Il motore ha una caratteristica discendente; la coppia C_m diminuisce all'aumentare del numero di giri.

La caratteristica discendente permette, nel campo di applicazione, sempre un punto di funzionamento, con l'equilibrio tra la coppia motrice e la resistente.

fig. 4.44



Infatti, supponiamo che con un certo n° di giri n_1 , la coppia resistente C_{r1} sia uguale alla coppia motrice C_{m1} :

$$C_{r1} = C_{m1}$$

Il motore ruota con un numero di giri n_1 costante.

Ora si supponga che aumenti il carico, e la coppia resistente passi da C_{r1} a $C_{r2} > C_{r1}$, allora il numero di giri diminuisce, risultando la coppia resistente maggiore della motrice.

Con la diminuzione del numero di giri, data l'andamento della caratteristica, la coppia motrice aumenta, fino a ch , al n° di giri n_2 , essa raggiunge il valore C_{m2} che uguaglia di nuovo la nuova coppia resistente C_{r2} aumentata.

$$C_{r2} = C_{m2}$$

Il motore ruoterà con n° di giri n_2 costante finché $C_{r2}=C_{m2}$. Quando la coppia resistente varia si avrà un nuovo punto di funzionamento.

4.2.2 REGOLAZIONE DEI MOTORI IN CORRENTE CONTINUA

La regolazione di motori in *C.C* può essere effettuata o variando la tensione di eccitazione V_{ec} (e quindi il flusso di eccitazione) oppure variando la tensione di alimentazione V .

4.2.2.1 Regolazione sulla eccitazione

In questo caso si mantiene costante la tensione V di alimentazione:

$$V = Cost$$

mentre viene variata la tensione di alimentazione V_{ec} .

Al variare della tensione di eccitazione V_{ec} varia la corrente di eccitazione e , quindi, il flusso Φ .

$$\Phi = h_{ec} \cdot V_{ec}$$

Si riscrivano per chiarezza di dimostrazione le equazioni (4.2.1), (4.2.2), (4.2.3), (4.2.4)

$$\begin{cases} E = K \cdot \Phi \cdot n & (4.2.1) \\ V = E + R_i \cdot I & (4.2.2) \\ C_m = K_c \cdot \Phi \cdot I & (4.2.4) \\ P = E \cdot I & (4.2.3) \end{cases}$$

Si consideri che la resistenza di indotto R_i in pratica è molto piccola e quindi, in prima approssimazione, risulta trascurabile $R_i \cdot I$ rispetto ad E . L'equazione di equilibrio della maglia (4.2.2) diviene:

$$V \cong E \quad (4.2.6)$$

La tensione V applicata sull'indotto, a meno della caduta di potenziale $R_i \cdot I$, dovrà essere equilibrata dalla *f.c.e.m* generata dalla rotazione dell'indotto stesso entro il campo magnetico. Così, sostituendo la (4.2.1) nella (4.2.6)

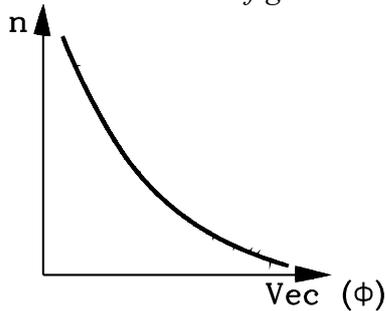
$$V \cong K \cdot n \cdot \Phi \quad (4.2.7)$$

Le equazioni di equilibrio si possono così riassumere:

$$\begin{cases} V \cong E & (4.2.6) \\ V \cong K \cdot n \cdot \Phi & (4.2.7) \\ C_m = K_c \cdot \Phi \cdot I & (4.2.4) \\ P = E \cdot I & (4.2.3) \end{cases}$$

Numero di giri in funzione di V_{ec}

fig.4.45



Dalla espressione (4.2.7) si ricava il numero di giri n :

$$n = \frac{V}{K \cdot \Phi} \quad (4.2.8)$$

Il flusso Φ è direttamente proporzionale alla tensione di eccitazione

$$\Phi = h_{ec} \cdot V_{ec}$$

Sostituendo nella (4.2.8) si ha:

$$n = \frac{V}{K \cdot h_{ec}} \cdot \frac{1}{V_{ec}} \quad (4.2.9)$$

Come si può osservare dalle espressioni scritte, all'aumentare della tensione di eccitazione V_{ec} aumenta il flusso Φ e, all'aumentare di questo (che è al denominatore) diminuisce il numero di giri.

L'espressione (4.2.9) indica che il numero di giri n diminuisce all'aumentare di V_{ec} (iperbole equilatera).

Nel diagramma di figura è rappresentato l'andamento del numero di giri in funzione di V_{ec} (oppure Φ)

Il fenomeno è spiegabile fisicamente.

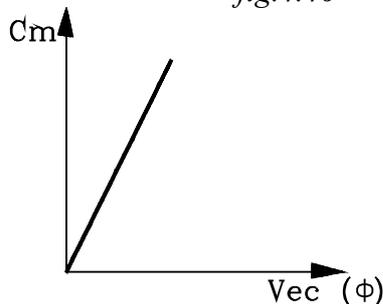
Infatti, come si è detto, nel funzionamento del motore, la tensione applicata sull'indotto, a meno della caduta ohmica, dovrà essere equilibrata dalla *f.c.e.m.* proporzionale al n° di giri e al flusso Φ .

$$V \cong E$$

Ma, all'aumentare della tensione di eccitazione V_{ec} , aumenta il flusso Φ e quindi aumenta la forza contro elettromotrice E , che verrebbe a risultare maggiore di V ; per l'equilibrio, si deve abbassare in numero di giri n in modo che esso determini una *f.c.e.m.* $E \cong V$

Coppia motrice in funzione di V_{ec}

fig.4.46



L'espressione della coppia è:

$$C_m = K_c \cdot \Phi \cdot I \quad (4.2.4)$$

con

$$\Phi = h_{ec} \cdot V_{ec}$$

e quindi

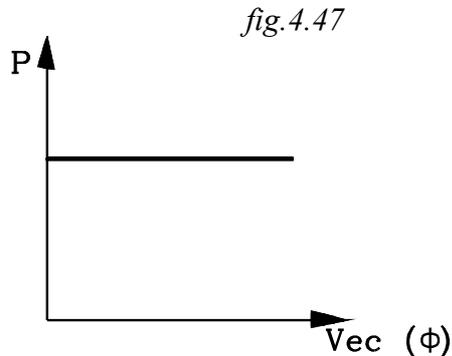
$$C_m = K_c h_{ec} I \cdot V_{ec}$$

All'aumentare della tensione di eccitazione V_{ec} aumenta il flusso. La corrente di alimentazione I assorbita si può ritenere costante, essendo $V=E=Cost.$

La coppia motrice C_m è proporzionale al flusso e, quindi alla tensione di alimentazione V_{ec} .

Nella figura è riportato l'andamento della coppia C_m in funzione della tensione di eccitazione V_{ec} (o del flusso Φ).

Potenza



La potenza generata è :

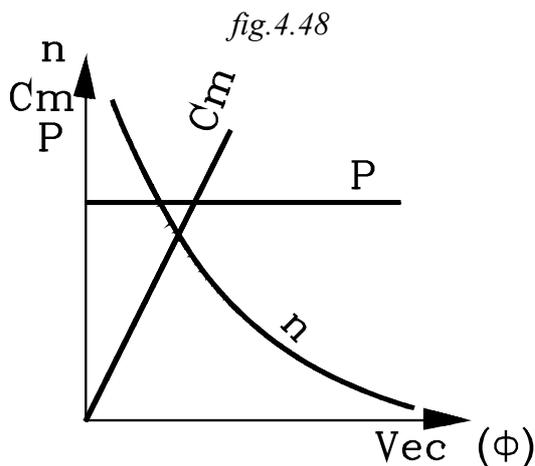
$$P = E \cdot I$$

$$E = V - R_i \cdot I \cong V$$

$$P = V \cdot I$$

Ora, essendo la V costante, per l'equilibrio è la $E \cong V = Cost$ e quindi sarà circa costante anche la I .

Si conclude che la potenza generata P è costante al variare della tensione di eccitazione V_{ec} (del flusso).



Nella fig. sono riportati gli andamenti del numero di giri n , della coppia motrice C_m e della potenza P in funzione della tensione di eccitazione V_{ec} (o del flusso Φ).

All'aumentare della tensione di eccitazione V_{ec} , essendo $V=cost$ e I circa costante, si può ritenere che la potenza P sia all'incirca costante.

Aumentando V_{ec} aumenta il flusso, per cui, affinché venga rispettato l'equilibrio $E \cong V = Cost$ il motore diminuisce il n° di giri n . Infatti è:

$$E = K \cdot \Phi \cdot n$$

Affinché risulti $E=cost$ occorre che all'aumentare di Φ diminuisca n .

Ora se, all'aumentare della tensione di eccitazione V_{ec} , il n° di giri n diminuisce, affinché la potenza P possa rimanere costante occorre che aumenti la coppia C_m ($P=\omega \cdot C_m$).

Nel controllo sulla eccitazione non si può applicare una tensione di eccitazione molto bassa e men che meno nulla; infatti il numero di giri aumenta al diminuire del flusso, e quindi di V_{ec} :

$$n = \frac{V}{K \cdot h_{ec}} \cdot \frac{I}{V_{ec}} \quad (4.2.9)$$

Ne viene che per $V_{ec} \rightarrow 0$ $n \rightarrow \infty$: Il motore va fuori giri.
Concludendo, si ribadisce che:

Il motore in corrente continua con regolazione sulla eccitazione, mantiene una potenza costante al variare della tensione di eccitazione.

4.2.2.2 Regolazione sulla alimentazione

In questo caso il flusso Φ è mantenuto costante mentre viene variata la tensione di alimentazione. Ciò si ottiene impiegando o magneti permanenti o alimentando in circuito di eccitazione con tensione costante ($V_{ec} = cost$).

$$\Phi = Cost$$

Per facilità di trattazione, si trascuri la caduta $R_i \cdot I$ e si consideri l'equilibrio:

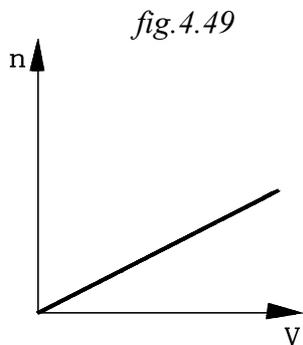
$$E = V - R_i \cdot I \cong V$$

Con queste ipotesi si analizzino le caratteristiche di regolazione.

Numero di giri in funzione di V

Il numero di giri si ricava dalla espressione della f.c.e.m E :

$$V \cong K \cdot \Phi \cdot n$$



Da cui:

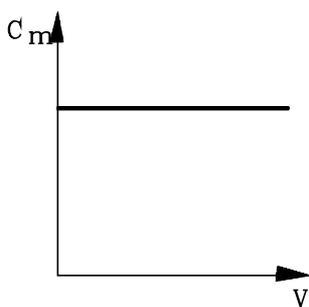
$$n = \frac{1}{K \cdot \Phi} \cdot V$$

Essendo l'eccitazione costante, $\Phi = Cost$, all'aumentare di V aumenta il n° di giri.

Infatti se si aumenta la tensione di alimentazione V e si lascia inalterato F , deve aumentare il numero di giri n affinché possa aumentare la f.c.e.m E fino a bilanciare la tensione V applicata sull'indotto: $E \cong V$.

Coppia motrice in funzione di V

fig.4.50



La coppia è data dalla

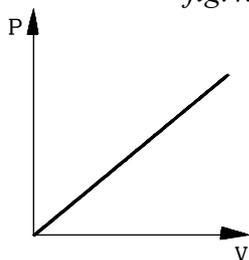
$$C_m = K_c \cdot \Phi \cdot I$$

La coppia motrice non dipende dalla tensione V ; essa rimane costante al variare della tensione di controllo sulla alimentazione.

Ad ogni tensione di controllo V si ha sempre l'equilibrio $V = E$ e, quindi la corrente I rimane all'incirca costante; essa dipende dalla coppia resistente che dovrà essere uguagliata dalla motrice.

Potenza in funzione di V

fig.4.51



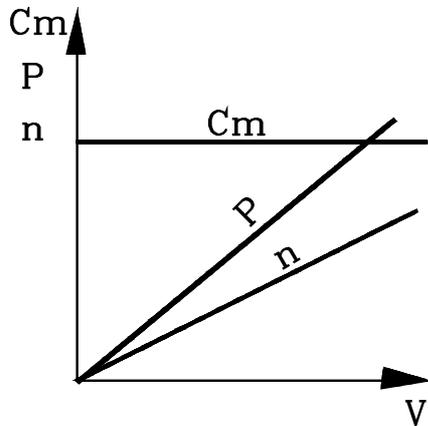
La potenza generata, considerando $V \cong E$, è data dalla:

$$P = V \cdot I$$

Tenendo conto che, come si è detto, I è circa costante, all'aumentare di V aumenta proporzionalmente la potenza P .

Nella fig. seguente vengono riportate le caratteristiche di regolazione sulla alimentazione.

fig.4.52



Si può concludere che, lasciando l'eccitazione Φ costante, all'aumentare della tensione di controllo sull'alimentazione V , deve corrispondentemente aumentare la f.c.e.m E in modo che possa bilanciare la V applicata sul rotore ($E=V$). Affinché la f.c.e.m E possa aumentare, occorre che aumenti il n° di giri n .

La corrente assorbita I non dipende dalla tensione V ma dalla coppia di carico.

la caratteristica è a coppia costante $C_m = Cost$, per cui all'aumentare di V aumenta il numero di giri n e, all'aumentare di questo, aumenta la potenza P .

Concludendo, si ribadisce che:

Il motore in corrente continua con regolazione sulla alimentazione, mantiene una coppia costante al variare della tensione di alimentazione.

4.2.2.3 Utilizzazione del controllo sull'alimentazione V e sulla eccitazione V_{ec}

Nelle applicazioni occorre distinguere due casi:

1. Il motore deve fornire il moto ad un mandrino.
2. Il motore deve fornire il moto ad una slitta.

4.2.2.3.1 Controllo di un motore per la rotazione di un mandrino

Se il motore fornisce la rotazione ad un mandrino, al quale è affidato il moto di taglio, occorre che, durante la lavorazione sia sempre rispettata l'uguaglianza:

$$Potenza\ Disponibile = Potenza\ di\ Taglio$$

Durante una lavorazione di sgrossatura occorre che il motore fornisca, al mandrino, una potenza costante, uguale a quella di taglio.

Per il massimo sfruttamento della macchina occorre che la potenza di taglio diviso il rendimento della M.U. uguagli la potenza di targa del motore (vedi corso di TECNOLOGIA MECCANICA).

Essendo la potenza P costante, il numero di giri si regolerà in modo che il prodotto della velocità angolare e della coppia sia costante.

$$\omega Cr = P = Cost$$

All'aumentare della coppia resistente Cr diminuisce ω e viceversa.

Su un motore che alimenta un mandrino la regolazione va fatta sulla eccitazione. Lasciando invariato la potenza si può variare il n° di giri "Flussando" o "Deflussando", ossia aumentando o diminuendo la tensione di eccitazione V_{ec} che aumenta o diminuisce Φ .

Al diminuire di V_{ec} , Deflussando, aumenta il n° di giri e diminuisce la coppia C_m .

4.2.2.4 Controllo di un motore per il movimento di una slitta

Se il motore deve fornire il moto ad una slitta (*moto di alimentazione*), nella regolazione della sua velocità e quindi del n° di giri della madre vite, la coppia deve rimanere costante, in quanto la slitta dovrà vincere degli sforzi (*attrito, componenti dello sforzo di taglio nella direzione del movimento*) che rimangono costanti durante la regolazione.

È evidente che se si vuole aumentare la velocità della slitta e, quindi il n° di giri della madre vite, dovendo il motore fornire la stessa coppia motrice, dovrà aumentare la potenza fornita.

Su un motore che alimenta una slitta la regolazione va fatta sull'alimentazione. Lasciando invariato la coppia, si può variare il n° di giri aumentando o diminuendo la tensione di alimentazione V che aumenterà la potenza necessaria affinché la slitta si muova con maggiore velocità, lasciando invariata la coppia.

4.2.2.5 Regolazione mista di un mandrino

In pratica, per una corretta regolazione di un mandrino occorre adoperare un sistema misto.

Infatti nella regolazione sulla eccitazione occorre garantire che il flusso Φ non sia nullo, altrimenti il n° di giri

$$n = \frac{V}{K \cdot \Phi} \quad (4.2.8)$$

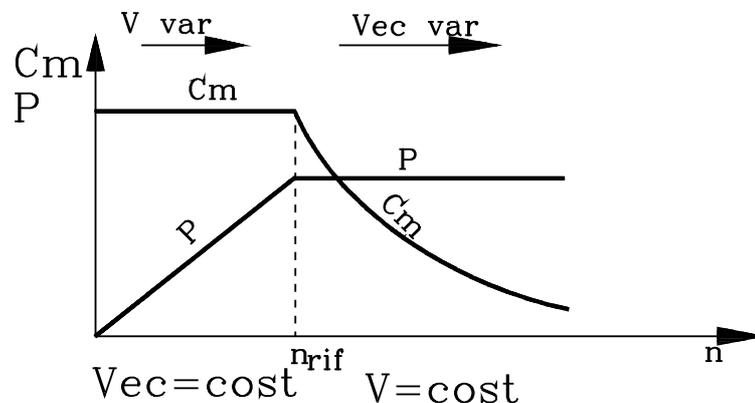
Per $\Phi \rightarrow 0$ $n \rightarrow \infty$ il motore va fuori giri

Occorre che, in una prima fase di spunto, con un controllo sulla alimentazione, venga impostata una tensione di eccitazione V_{ec} , che generi un flusso Φ tale da fornire una coppia motrice

$$C_m = K_c \cdot \Phi \cdot I$$

che bilanci la coppia resistente

fig.4.53



Con la coppia C_m costante viene aumentata la tensione di alimentazione V .

All'aumentare di V aumenta il n° di giri n , in modo che la *f.c.e.m* E bilanci la tensione di alimentazione ($E=V$).

Il bilancio $E=V$ determina una corrente I all'incirca costante (*dipendente dalla coppia resistente*), quindi all'aumentare di V aumenterà la potenza P .

Il n° di giri verrà aumentato (*aumentando V e con $V_{ec}=cost$*), fino a ch  si arriva ad una velocit  di riferimento, oltre la quale si passa dal regime con regolazione sulla alimentazione a quello con regolazione sulla eccitazione.

Oltre il n° di giri di riferimento, lasciando costante la tensione di alimentazione V , "deflussando", diminuendo cio  Φ e quindi la tensione di eccitazione V_{ec} , aumenta il numero di giri, diminuisce la coppia C_m e la potenza P rimane costante, come viene richiesto nel controllo di un mandrino.

Nel diagramma di figura sono riportati i due regimi.

Nella prima fase, fino al n° di giri di riferimento n_r , si ha il regime a $V_{ec}=cost$ e controllo sulla alimentazione, con aumento di n , aumento di P , mentre C_m rimane costante.

Oltre il n° di giri di riferimento, per aumentare ulteriormente n , occorre diminuire V_{ec} ; allora la potenza rimane costante, mentre la coppia C_m diminuisce.

4.2.3 ALIMENTAZIONE DEI MOTORI IN CORRENTE CONTINUA

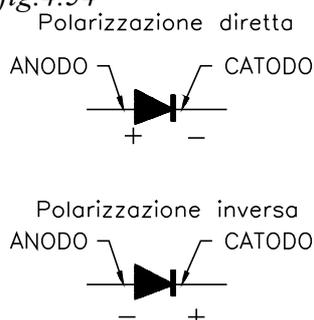
La rete di distribuzione dell'energia elettrica   in corrente alternata. Per utilizzare la rete e poter con essa alimentare i motori in corrente continua occorre raddrizzare la corrente.

Diodo ideale

Il diodo ideale   un componente che presenta una resistenza nulla nel passaggio della corrente in un senso, mentre presenta una resistenza infinita nel passaggio della corrente in senso opposto.

Il diodo ha due terminali: anodo e catodo. Esso conduce quando   polarizzato in senso diretto: con l'anodo a potenziale positivo rispetto al catodo, non conduce quando   polarizzato in senso inverso: negativo sull'anodo, positivo sul catodo.

fig.4.54

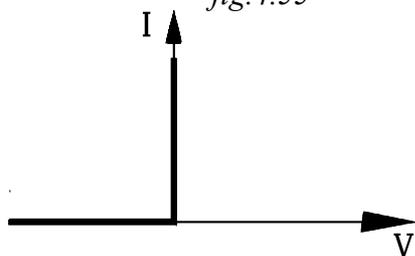


Nella rappresentazione l'anodo   a monte della freccia, il catodo a valle, dalla parte della sbarretta

Si presenta come un conduttore perfetto se viene polarizzato *nel senso diretto* (*quello della freccia di fig.*), mentre   un isolante perfetto se polarizzato *in senso inverso*

In un diodo ideale la corrente pu  passare senza resistenza in un senso e ne   impedito il passaggio nel senso opposto.

fig.4.55



La curva caratteristica (*tensione, corrente*)   quella di figura: qualunque tensione di polarizzazione negativa d  una corrente nulla; nella polarizzazione positiva, la *d.d.p* V ai capi del diodo   nulla qualunque sia la corrente I .

In effetti i diodi reali presentano una piccola resistenza al passaggio della corrente in senso diretto e resistenza molto alta nel passaggio di essa in senso inverso.

4.2.3.1 Raddrizzatore ad una semionda

È composto dalla serie di un diodo con una resistenza R . La serie è alimentata in ingresso dalla tensione alternata da raddrizzare, mentre l'uscita è sulla resistenza R .

All'ingresso è inviata una tensione alternata v_i sinusoidale.

Quando la tensione di ingresso presenta la semionda positiva, che polarizza il diodo in senso diretto, allora questo conduce e sulla resistenza viene inviata una corrente $i=v_i/R$.

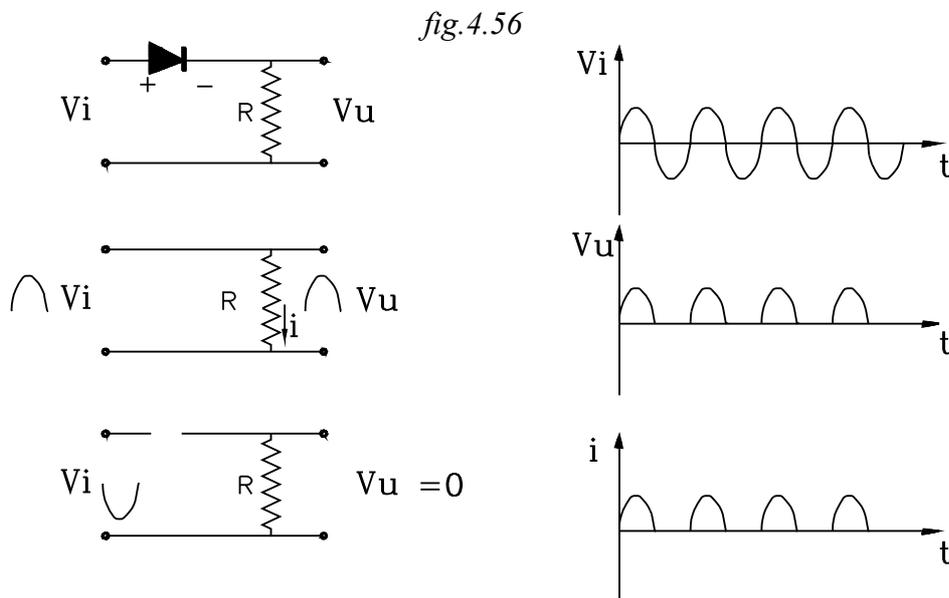
Trascurando la resistenza diretta del diodo, la tensione v_i si porta, tutta sulla resistenza R e la tensione di uscita v_u risulterà uguale a quella di ingresso v_i .

Quando la tensione di ingresso presenta la semionda negativa di polarizzazione in senso inverso, allora il diodo non conduce e si comporta come un circuito aperto; sulla resistenza non passa corrente e la *d.d.p* v_u sarà nulla.

Il segnale v_u della tensione di uscita è pulsante (vedi fig.4.56) e costituito dalle sole semionde positive: *sono tagliate quelle negative*.

La funzione che descrive la tensione di uscita v_u in funzione di $\alpha=\omega t$ in un angolo di 360° , corrispondente ad un periodo è :

$$v_u = \begin{cases} V_{max} \cdot \text{sen}(\alpha) & \text{per } 0 < \alpha < \pi \\ 0 & \text{per } \pi < \alpha < 2\pi \end{cases}$$



Il valore medio della tensione pulsante in un periodo, corrispondente ad un angolo $\alpha=2\pi$ è data da:

$$V_m = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi V_{max} \cdot \text{sen}\alpha \cdot d\alpha = \frac{1}{2\pi} \cdot V_{max} \cdot [-\cos\alpha]_0^\pi = \frac{1}{2\pi} \cdot V_{max} \cdot 2$$

$$V_m = \frac{V_{mx}}{\pi}$$

Se V è il valore efficace della tensione alternata, si ha che:

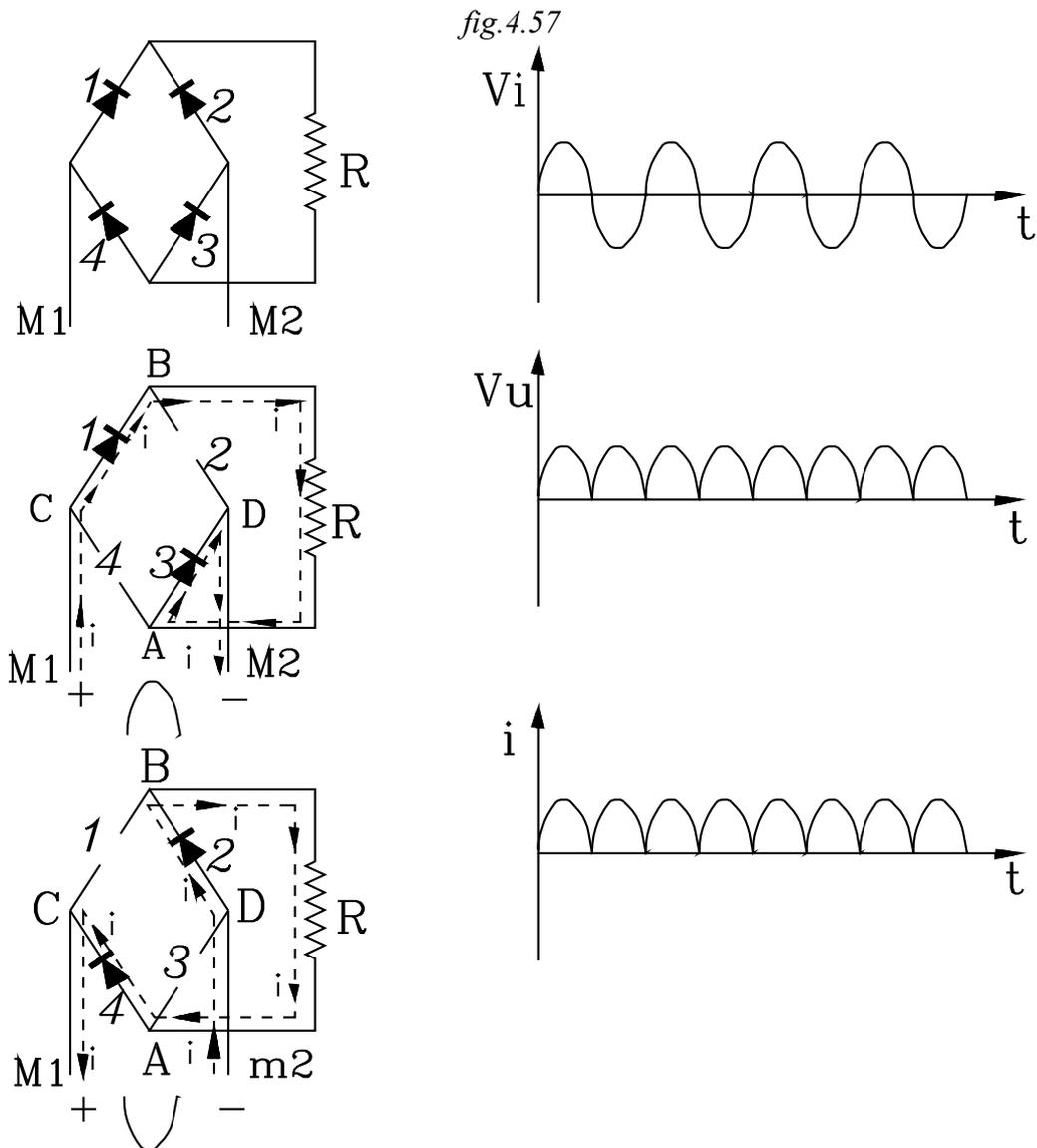
$$V_{max} = V \cdot \sqrt{2}$$

per cui il valore medio della tensione pulsante è:

$$V_m = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V \quad (4.2.10)$$

4.2.3.2 Raddrizzatore a doppia semionda

Il più utilizzato è quello a ponte di Graetz.



Quattro diodi vengono posti ai lati di un quadrilatero e disposti come in figura *fig.4.57*, con il senso di conduzione dal vertice *A* al vertice *B*.

La corrente, partendo dal morsetto *M1*, arriva al vertice *C*, passa sul diodo *1* che conduce, arriva nel vertice *B*, non può passare sul diodo *2* che non conduce e, quindi, va sulla resistenza di carico *R*.

La corrente, percorsa la *R*, arriva nel vertice *A*, trova il diodo *4* in interdizione e il diodo *3* che conduce; percorrendo questo, la corrente arriva nel vertice *D* e passa nel morsetto di uscita *M2*.

*In questa semionda la corrente percorre la resistenza *R* da *B* verso *A*.*

Si consideri ora la semionda negativa. Questa farà divenire negativo il vertice C e positivo il vertice D .

La corrente, partendo dal morsetto M_2 , arriva nel vertice D , passa sul diodo 2 che conduce, arriva nel vertice B ; non può passare sul diodo 1 che non conduce e quindi passa sulla resistenza di carico R .

La corrente, percorsa la R , arriva nel vertice A , trova il diodo 3 in interdizione e il diodo 4 che conduce, percorrendo questo, arriva nel vertice C e passa nel morsetto di uscita MI .

In questa semionda la corrente percorre la resistenza R ancora nel senso che va da B verso A

Per tutte le semionde della tensione di ingresso si ha in uscita, sul carico R , una corrente sempre nel senso che va da B verso A .

La tensione media di uscita nel raddrizzatore a doppia semionda sarà il doppio di quella ad una semionda.

La funzione che descrive la doppia semionda in uscita v_u in un periodo corrispondente ad un angolo $\alpha=2\pi$ è:

$$v_u = \begin{cases} V_{max} \cdot \text{sen}(\alpha) & \text{per } 0 < \alpha < \pi \\ -V_{max} \cdot \text{sen}(\alpha) & \text{per } \pi < \alpha < 2\pi \end{cases}$$

$$V_m = 2 \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi V_{max} \cdot \text{sen}\alpha \cdot d\alpha = \frac{2}{\pi} \cdot V_{max}$$

$$V_m = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V \quad (4.2.11)$$

La tensione di uscita dal raddrizzatore è continua e pulsante. L'ondulazione può diminuire adoperando una corrente trifase.

Occorre tener conto che il motore presenta in ingresso non solo una resistenza interna R_i ma anche una induttanza L .

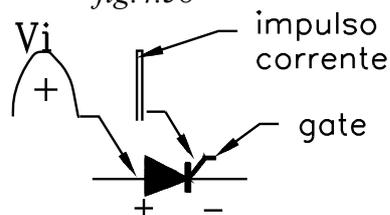
La serie R_i, L si presenta come un filtro che rettifica maggiormente la corrente pulsante che viene adoperata per alimentare un motore in corrente continua.

4.2.3.3 Regolazione di un motore in C.C. mediante diodi S.C.R

Con i raddrizzatori a diodi analizzati si ottiene un segnale continuo il cui valore medio è costante nel tempo.

Per regolare un motore in C.C. occorre disporre di una tensione continua il cui valore medio possa essere variato nel tempo. Tale segnale si può ottenere dalla tensione di rete con l'impiego dei diodi controllati S.C.R (*Silicon Controller Rectifier*).

fig.4.58



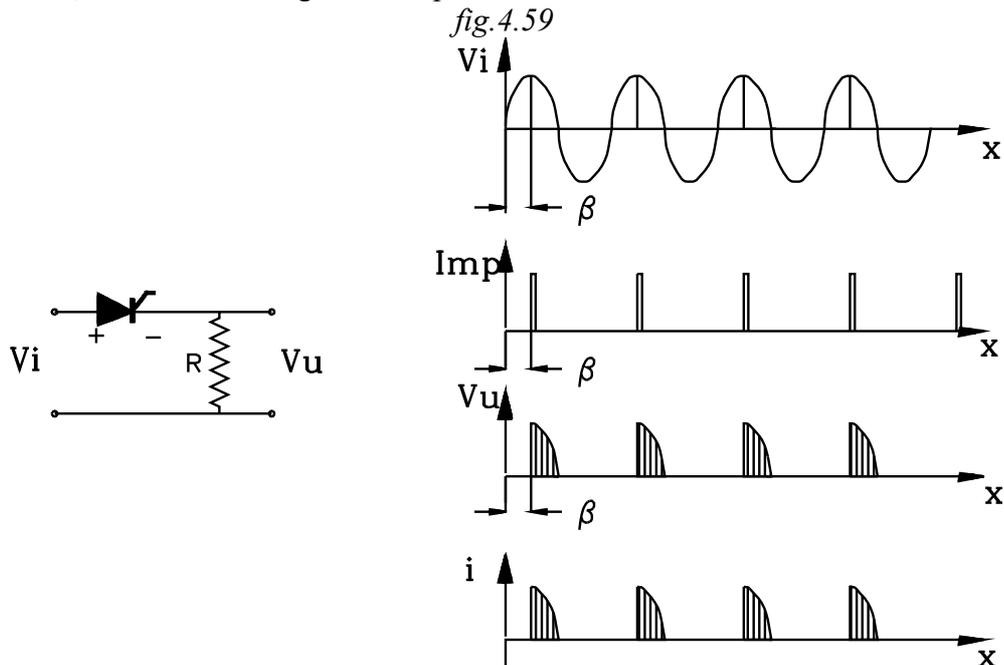
Il diodo controllato S.C.R. possiede un terzo terminale chiamato gate, sul quale può essere inviato un impulso di corrente.

Il diodo S.C.R. risponde alle seguenti proprietà:

- 1- Quando è polarizzato in senso inverso o la tensione tra anodo e catodo è zero, non conduce, anche se si invia un impulso al gate.

- 2- Quando è polarizzato in senso diretto, non conduce se non si invia sul gate un impulso di corrente.
- 3- Il diodo S.C.R. inizia la conduzione quando, polarizzato in senso diretto, si invia sul gate un impulso di corrente. La conduzione continua fino a che tra anodo e catodo vi è una d.d.p. positiva. La conduzione termina quando la d.d.p. tra anodo e catodo è zero o negativa.

Il diodo, una volta interdetto, potrà ancora condurre solamente quando, polarizzato di nuovo in senso diretto, viene inviato al gate un impulso di corrente.



Nel raddrizzatore ad una semionda sostuiamo il diodo con un S.C.R.

Il segnale di ingresso V_i è sinusoidale. In assenza di un impulso di corrente nel gate non si ha conduzione né nella semionda positiva né in quella negativa.

Sul gate si inviino impulsi della stessa frequenza della tensione alternata d'ingresso e ritardati di un angolo β rispetto all'inizio della semionda positiva.

Il diodo S.C.R., nella semionda positiva, pur essendo polarizzato in senso diretto, non condurrà fino a che non perviene al gate l'impulso di corrente. Dopo l'impulso, il diodo controllato continuerà a condurre per tutta la semionda positiva e termina la conduzione quando la tensione di ingresso passa per zero.

Durante la semionda negativa il diodo S.C.R. non conduce; ritornerà a condurre nella successiva semionda positiva, quando perverrà al gate l'impulso di corrente.

Si ottiene in uscita un segnale pulsante. La durata degli impulsi dipende dal ritardo β dell'impulso di corrente di innesco rispetto all'inizio della semionda positiva.

Il valore medio del segnale di uscita dipende dall'angolo ritardo β .

La funzione che descrive la tensione di uscita v_u è:

$$v_u = \begin{cases} 0 & \text{per } 0 < \alpha < \beta \\ V_{max} \cdot \text{sen}(\alpha) & \text{per } \beta < \alpha < \pi \\ 0 & \text{per } \pi < \alpha < 2\pi \end{cases}$$

Il valore medio è dato da:

$$V_m = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\beta}^{\pi} V_{max} \text{sen} \alpha \cdot d\alpha = \frac{1}{2\pi} \cdot [-\cos \alpha]_{\beta}^{\pi}$$

$$V_m = \frac{V_m}{2\pi} \cdot (1 + \cos \beta)$$

Rispetto al valore efficace:

$$V_m = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \cdot V \cdot (1 + \cos \beta) \quad (4.2.12)$$

Così, per $\beta=0$ si ha:

$$V_m = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \cdot V \cdot (1 + 1) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V$$

come nei raddrizzatori ad una semionda.

Per $\beta=180^\circ$

$$V_m = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \cdot V \cdot (1 - 1) = 0$$

Il valore medio può variare da 0 a $\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V$

4.2.3.4 Ponte di Graetz con diodi controllati

Sostituendo nel ponte di Graetz i diodi con gli S.C.R., si può ottenere un sistema di controllo della tensione continua a doppia semionda.

Occorre inviare sul gate dei diodi controllati gli impulsi in modo da porre in conduzione i diodi 1,3, in un ritardo di β dall'inizio delle semionde positive; mentre, nelle semionde negative, con lo stesso ritardo β dal loro inizio, si invieranno gli impulsi sul gate dei diodi 2,4

Nella semionda positiva della tensione di ingresso sono polarizzati positivamente i diodi 1,3; ma questi non conducono fino a che non si invia, dopo l'angolo β , l'impulso di corrente sul gate.

I diodi 2,4, durante la semionda positiva sono polarizzati in senso inverso e, quindi, corrispondono ad un circuito aperto.

Così, nella semionda positiva, i diodi 1,3 conducono e portano la corrente sulla R nel senso che va da B verso A, fino a che la tensione non passa per zero.

Nel passaggio della tensione di ingresso per lo zero si inverte la polarizzazione dei diodi: i diodi 1,3 sono polarizzati in senso inverso e i diodi 2,4 in senso diretto.

I diodi 2,4, pur essendo polarizzati in senso diretto, non conducono fino a che, dopo l'angolo β dall'inizio della semionda negativa, viene inviato sul loro gate l'impulso di corrente (*il ritardo dell'impulso dall'origine è $180+\beta$*)

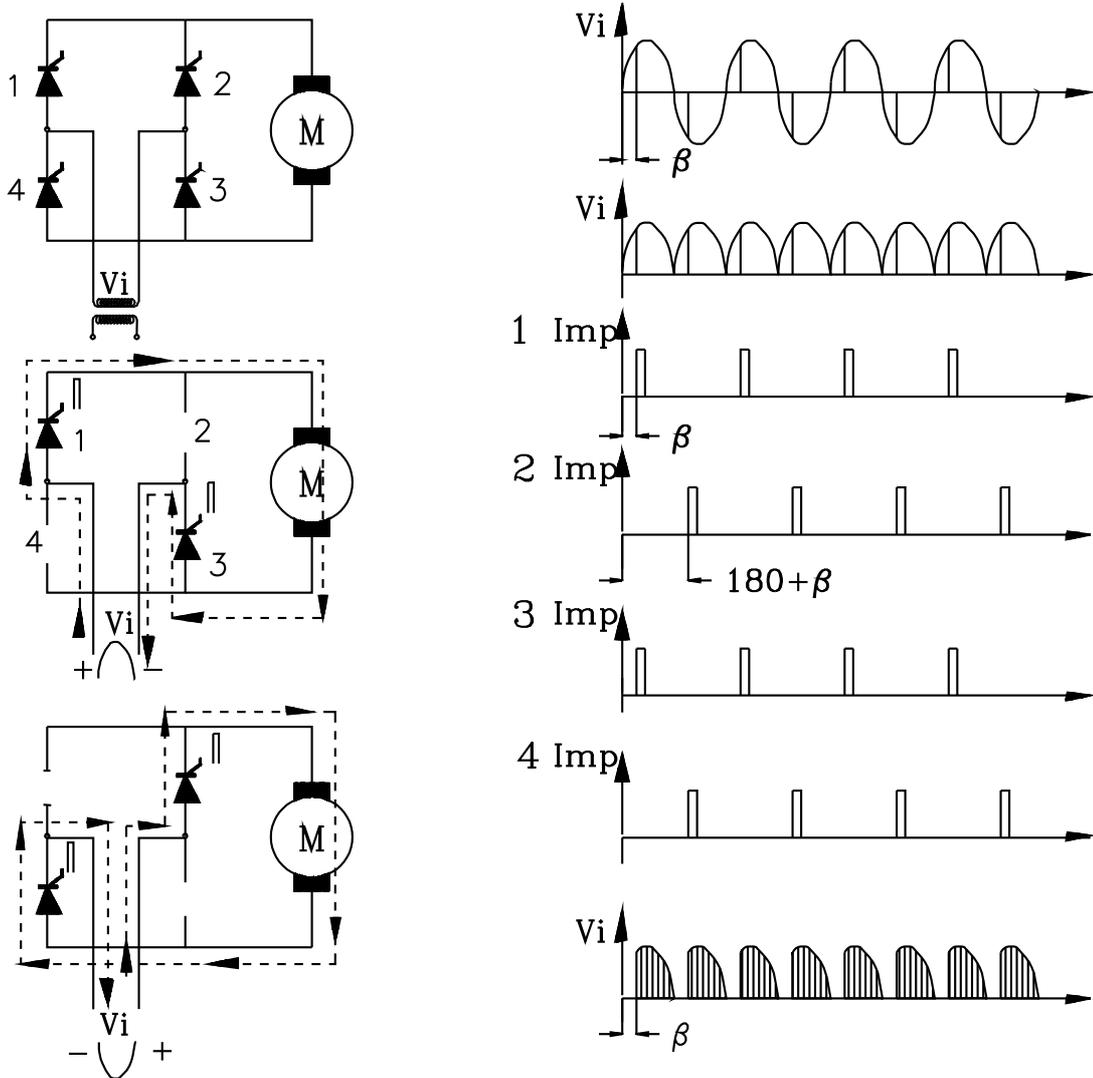
Dopo l'impulso i diodi 2,4 conducono fino a che la tensione di ingresso non passa di nuovo per zero, riversando la corrente sulla R, ancora nel senso che va da B verso A.

La tensione di uscita V_u è un segnale continuo pulsante a doppia semionda.

L'ampiezza delle semionde del segnale di uscita può essere variata variando β . Aumentando β diminuisce il tempo di conduzione, si restringe l'ampiezza delle semionde di V_u , e, quindi, *diminuisce il valore medio della tensione di uscita*.

Nel ponte si possono impiegare solamente due diodi SCR posti su due lati adiacenti come 1,2 mentre negli altri due lati si pongono diodi normali.

fig.4.60



Il valore medio della tensione di uscita sulla R dipenderà ancora dal ritardo β e sarà il doppio di quella ottenuta per il circuito ad una sola semionda

$$V_m = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot V \cdot (1 + \cos \beta) \quad (4.2.13)$$

4.2.4 MOTORI ASINCRONI

4.2.4.1 Generalità

I motori asincroni rispetto ai motori in continua offrono il vantaggio di una semplicità di costruzione che comporta un minor costo, inoltre la maggiore robustezza strutturale determina un minor onere di manutenzione.

In questi ultimi anni si è quindi cercato di ottenere dei sistemi per poter controllare il motore asincrono in modo da poter ottenere una variazione graduale del numero di giri con coppia costante o con potenza costante come nei motori in continua.

La variazione graduale del numero di giri n_2 del rotore si può ottenere variando la frequenza della tensione di alimentazione dello statore.

Si indicano con:

n_1 Il numero di giri di sincronismo del campo magnetico rotante statorico

n_2 Il numero di giri del rotore

s Lo scorrimento relativo del campo magnetico rotante rispetto al rotore: $s = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$

f_1 La frequenza della tensione di alimentazione dello statore

p Numero di coppie polari

Il numero di giri del rotore è espresso da:

$$\begin{aligned} n_2 &= n_1 \cdot (1 - s) \\ \text{dove: } n_1 &= \frac{60 \cdot f_1}{p} \quad \text{quindi} \\ n_2 &= \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot (1 - s) \quad (4.2.4.1) \end{aligned}$$

Variando la frequenza f_1 della tensione il numero di giri varia proporzionalmente ad essa (restando costante lo scorrimento s).

Il controllo sul motore asincrono si può ottenere variando l'ampiezza e la frequenza della tensione di alimentazione dello statore. A seconda della modalità di variazione di questi due parametri si ottengono tipi diversi di controllo.

Per poter comprendere le modalità del controllo conviene prima, rammentare alcune relazioni che legano le grandezze caratteristiche del motore asincrono.

✱

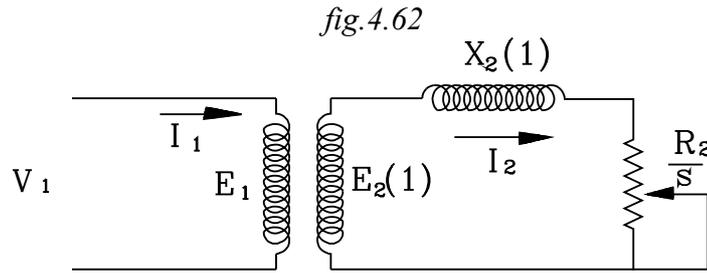
Nota sul motore asincrono

Il circuito equivalente semplificato del motore asincrono, riferito al funzionamento a regime è quello riportato in figura *fig.4.62*

Trascurando le perdite sul circuito dello statore, si assume la *f.e.m.* E_1 indotta nell'avvolgimento statorico uguale e opposta alla tensione di alimentazione V_1

L'equilibrio del circuito statorico è espresso da:

$$E_1 = -V_1 \quad (4.2.4.2)$$



Nel circuito equivalente del secondario l'effetto dello scorrimento si pone sulla variazione della resistenza rotorica, che diminuisce all'aumentare dello scorrimento, con conseguente aumento della corrente rotorica; mentre si considera costante la *f.e.m* $E_2(I)$, pari a quella che si ha a scorrimento unitario ($s=1$). (In effetti sono le *f.e.m* e la reattanza di dispersione $X_2(s)$ che variano con lo scorrimento, mentre R_2 rimane costante).

Il circuito equivalente si presenta come quello di un trasformatore statico con resistenza variabile $\frac{R_2}{s}$.

Il rapporto di trasformazione si indichi con m

$$\frac{E_1}{E_2} \cong \frac{V_1}{E_2} = m \quad \text{da cui}$$

$$E_2 = \frac{V_1}{m} \quad (4.2.4.3)$$

Espressione di $E_2(I)$

La *f.e.m* $E_2(I)$ si considera generata dal flusso Φ del campo magnetico rotante che ruota con velocità di sincronismo n_1 rispetto al rotore considerato fisso ($s=1$)

Risulta la *f.e.m* $E_2(I)$ proporzionale al flusso e alla frequenza f_1

$$E_2(I) = k_e \cdot f_1 \cdot \Phi \quad (4.2.4.4)$$

La *f.e.m* $E_2(I)$ è proporzionale al flusso e alla frequenza f_1

Equilibrio dell'avvolgimento rotorico

Dal circuito equivalente del rotore si ha che la *f.e.m* $E_2(I)$ viene equilibrata dalla reattanza di dispersione $X_1(I)$ e dalla resistenza equivalente $\frac{R_2}{s}$.

Dall'equilibrio della maglia del circuito equivalente rotorico si ricava:

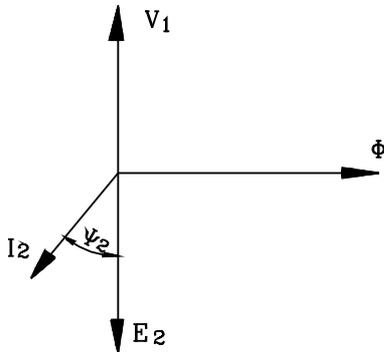
$$I_2 = \frac{E_2(I)}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + X_2^2(I)}}$$

Sostituendo la (4.2.4.3)

$$I_2 = \frac{V_1}{m \cdot \sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + X_2^2(I)}} \quad (4.2.4.5)$$

Equilibrio energetico - Espressione della coppia motrice

fig.4.63



Le f.e.m. E_1, E_2 sono a 90° in ritardo rispetto al flusso Φ preso come riferimento. Mentre la tensione di alimentazione V_1 , pari e contraria alla E_1 risulta 90° in anticipo rispetto a Φ .

La corrente I_2 , essendo il circuito ohmico induttivo, risulta sfasata in ritardo di un angolo Ψ_2 rispetto alla f.e.m. $E_2(I)$.

La potenza trasmessa dal campo magnetico rotante al rotore sarà data dal prodotto della coppia C_m per la velocità angolare di sincronismo Ω_1 .

$$P_t = \Omega_1 \cdot C_m$$

Dove la velocità angolare è:

$$\Omega_1 = \frac{2\pi n_1}{60} \quad \text{con} \quad n_1 = \frac{60 f_1}{p} \quad \text{per cui sarà:}$$

$$P_t = \frac{2\pi}{60} \cdot \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot C_m \quad \text{riunendo tutte le costanti}$$

$$P_t = K_t \cdot f_1 \cdot C_m \quad (4.2.4.6)$$

La potenza attiva ricevuta dal rotore sarà uguale a quella trasmessa dal campo magnetico rotante statorico. Considerando il diagramma vettoriale della tensione e corrente rotorica di fig.4.63, la potenza assorbita dal rotore è data da:

$$P_{rot} = E_2(I) \cdot I_2 \cdot \cos \Psi_2 \quad (4.2.4.7)$$

Per l'equilibrio energetico dovrà essere:

$$P_t = P_{rot}$$

Confrontando le (4.2.4.6) e (4.2.4.7) si ottiene:

$$k_t \cdot f_1 \cdot C_m = E_2(I) \cdot I_2 \cdot \cos \Psi_2$$

Sostituendo alla E_2 la (4.2.4.4) si ottiene:

$$k_t \cdot f_1 \cdot C_m = k_e \cdot f_1 \cdot \Phi \cdot I_2 \cdot \cos \Psi_2$$

La frequenza f_1 si semplifica, risulta quindi:

$$C_m = \frac{k_e}{k_t} \cdot \cos \Psi_2 \cdot \Phi \cdot I_2$$

Riunendo tutte le costanti si ha

$$C_m = k_m \cdot \Phi \cdot I_2 \quad (4.2.4.8)$$

L'espressione della coppia (4.2.4.8) è analoga a quella ottenuta nei motori in C.C.: la coppia motrice risulta proporzionale al flusso e alla corrente rotorica.

Espressione della coppia rispetto ai parametri elettrici

Si consideri ancora il bilancio energetico, con l'uguaglianza tra l'espressione della potenza trasmessa dal campo magnetico rotante statorico e quella ricevuta dal rotore.

Nel circuito equivalente rotorico tale potenza attiva è quella che assorbe la resistenza equivalente $\frac{R_2}{s}$:

$$P_{rot} = 3 \cdot \frac{R_2}{s} \cdot I_2^2 \quad (4.2.4.9)$$

Per l'equilibrio energetico dovrà essere:

$$P_t = P_{rot}$$

Sostituendo la (2.4.2.6) e la (4.2.4.9)

$$k_t \cdot f_1 \cdot C_m = 3 \cdot \frac{R_2}{s} \cdot I_2^2$$

$$C_m = 3 \cdot \frac{R_2}{k_t \cdot f_1 \cdot s} \cdot I_2^2$$

Sostituendo l'espressione della corrente I_2 (4.2.4.5)

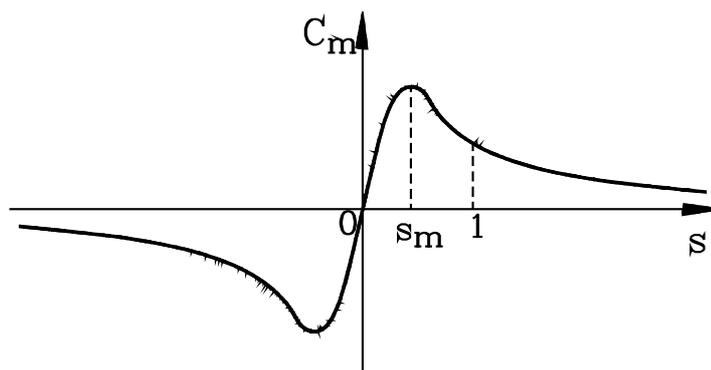
$$C_m = 3 \cdot \frac{R_2}{k_t \cdot f_1 \cdot s} \cdot \frac{V_1^2}{m^2 \cdot \left(\frac{R^2}{s^2} + X_2^2(I) \right)} \quad \text{da cui}$$

$$C_m = 3 \cdot \frac{V_1^2}{k_t \cdot f_1 \cdot m^2} \cdot \frac{R_2 \cdot s}{R_2^2 + X_2^2(I) \cdot s^2} \quad (4.2.4.10)$$

La espressione (4.2.4.10) determina la caratteristica meccanica del motore asincrono, con la quale si ottengono i valori della coppia motrice in funzione dello scorrimento.

Dall'analisi della funzione (4.2.4.10) si ottiene la curva di figura *fig.4.64*

fig.4.64



- Per $s \rightarrow \infty$ la coppia motrice tende a zero per valori positivi $C_m \rightarrow 0(+)$
- Per $s \rightarrow -\infty$ la coppia motrice tende a zero per valori negativi $C_m \rightarrow 0(-)$
- Dall'analisi delle derivate si ricava che la curva presenta un massimo relativo per:

$$s_{max} = \frac{R_2}{X_2(I)} \quad (4.2.4.11)$$

e un minimo relativo in

$$s_{min} = - \frac{R_2}{X_2(1)}$$

La coppia massima si ottiene per il valore dello scorrimento che soddisfa la (2.4.2.11). Da questa espressione si ricava:

$$s_{max} \cdot X_2(1) = R_2$$

La coppia massima si ha per quel valore dello scorrimento per il quale la reattanza induttiva del rotore risulta uguale alla sua resistenza.

Sostituendo nella (4.2.4.10) si ottiene l'espressione della coppia massima.

$$C_m = 3 \cdot \frac{V_1^2}{k_t \cdot f_1 \cdot m^2} \cdot \frac{s_{max} \cdot X_{2(1)} \cdot s_{max}}{s_{max}^2 \cdot X_2^2(1) + X_2^2(1) \cdot s_{max}^2}$$

$$C_m = 3 \cdot \frac{V_1^2}{k_t \cdot f_1 \cdot m^2} \cdot \frac{X_{2(1)} \cdot s_{max}^2}{2 \cdot X_2^2(1) \cdot s_{max}^2}$$

$$C_m = 3 \cdot \frac{V_1^2}{k_t \cdot f_1 \cdot m^2} \cdot \frac{1}{2 \cdot X_2(1)}$$

ma $X_2(1) = \omega_1 \cdot L_2 = 2\pi f_1 \cdot L_2$ quindi

$$C_m = 3 \cdot \frac{V_1^2}{k_t \cdot f_1 \cdot m^2} \cdot \frac{1}{2 \cdot 2\pi \cdot f_1 \cdot L_2}$$

Riunendo tutte le costanti in una sola e lasciando come variabili la tensione di alimentazione V_1 e la sua frequenza f_1 , la coppia massima ha l'espressione del tipo:

$$C_m = k_{ml} \cdot \left(\frac{V_1}{f_1} \right)^2 \quad (4.2.4.12)$$

Nelle applicazioni pratiche la curva catechistica meccanica conviene che sia riportata in funzione del numero di giri del rotore n_2 anziché rispetto allo scorrimento s .

Occorre effettuare una sostituzione di variabili ricordando che il numero di giri n_2 del rotore è espresso rispetto allo scorrimento dalla relazione:

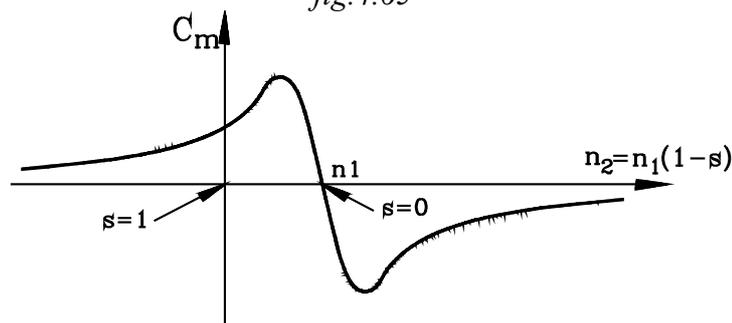
$$n_2 = n_1 \cdot (1 - s)$$

dove n_1 è il numero di giri di sincronismo del campo, magnetico rotante statorico.

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p}$$

$$n_2 = \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot (1 - s) \quad (4.2.4.13)$$

fig.4.65



La coppia di spunto si ha quando il rotore è fermo: $n_2 = 0$ e $s=1$

Si ottiene il sincronismo quando $s=0$ e il numero di giri del rotore è uguale a quello del campo magnetico rotante statorico $n_2 = n_1$

Dalle note si possono riassumere le seguenti espressioni

1. Il numero di giri del rotore è direttamente proporzionale alla frequenza della tensione di alimentazione

$$n_2 = \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot (1 - s) \quad (4.2.4.1)$$

2. Si ritiene la forza elettromotrice E_1 uguale alla tensione di alimentazione V_1

$$E_1 = -V_1 \quad (4.2.4.2)$$

4. La *f.e.m.* $E_2(I)$ è uguale alla tensione di alimentazione V_1 diviso il rapporto di trasformazione m

$$E_2(I) = \frac{V_1}{m} \quad (4.2.4.3)$$

5. La *f.e.m.* $E_2(I)$ è proporzionale al flusso ed alla frequenza f_1 della tensione di alimentazione

$$E_2(I) = k_e \cdot f_1 \cdot \Phi \quad (4.2.4.4)$$

6. La coppia motrice è proporzionale al flusso Φ e alla corrente rotorica I_2

$$C_m = k_m \cdot \Phi \cdot I_2 \quad (4.2.4.8)$$

7. La coppia massima è proporzionale al quadrato del rapporto tra la tensione di alimentazione V_1 e la frequenza f_1 .

$$C_m = k_{m1} \cdot \left(\frac{V_1}{f_1} \right)^2 \quad (4.2.4.12)$$

4.2.4.2 Regolazione del motore asincrono a coppia costante

Dalla espressione (4.2.4.1) si rileva che il numero di giri del rotore, a parità di scorrimento, varia proporzionalmente alla frequenza della tensione di alimentazione V_1 .

$$n_2 = \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot (1 - s) \quad (4.2.4.1)$$

La coppia motrice della macchina è direttamente proporzionale al flusso e alla corrente assorbita da carico.

$$C_m = k_m \cdot \Phi \cdot I_2 \quad (4.2.4.8)$$

Dalla espressione (4.2.4.8) si constata che affinché la coppia C_m rimanga costante al variare della frequenza f_1 (e quindi del numero di giri n_2), occorre che, a parità della corrente assorbita dal carico I_2 , si riesca a mantenere costante il flusso Φ , il quale dipende dalla frequenza f_1 .

Infatti il flusso si può ricavare dalla (4.2.4.4)

$$E_2(1) = k_e \cdot f_1 \cdot \Phi \quad (4.2.4.4)$$

da cui:

$$\Phi = \frac{E_2(I)}{k_e \cdot f_1} \quad \text{ma} \quad E_2 = \frac{V_1}{m}$$

$$\Phi = \frac{I}{k_e \cdot m} \cdot \frac{V_1}{f_1} \quad (4.2.4.14)$$

Dalla espressione si rileva che il flusso dipende dal rapporto tra la tensione di alimentazione e la sua frequenza.

Il flusso del campo magnetico rotante rimane costante se, variando la frequenza della tensione di alimentazione, si varia anche proporzionalmente l'ampiezza di quest'ultima..

Per ottenere una regolazione del motore con coppia costante, occorre alimentarlo con una tensione alternata V_1 con frequenza variabile, in modo da poter variare il numero di giri del rotore, e contemporaneamente variare proporzionalmente l'ampiezza di detta tensione, in modo che la coppia rimanga costante, risultando costante il rapporto tra la tensione V_1 e la sua frequenza f_1 .

All'aumentare della frequenza e, corrispondentemente, del numero di giri del rotore n_2 , la curva caratteristica meccanica del motore si sposta verso gli alti numeri di giri, rimanendo parallela a se stessa.

Si pensi infatti che il punto di incontro della caratteristica con l'asse delle n_2 corrisponde al numero di giri di sincronismo n_1 . E questo si sposterà verso più alti valori all'aumentare di f_1 :

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p}$$

Avendo effettuato una variazione della tensione di alimentazione proporzionale alla frequenza, la coppia motrice massima sviluppata rimane costante. Ciò si deduce dalla espressione della coppia massima.

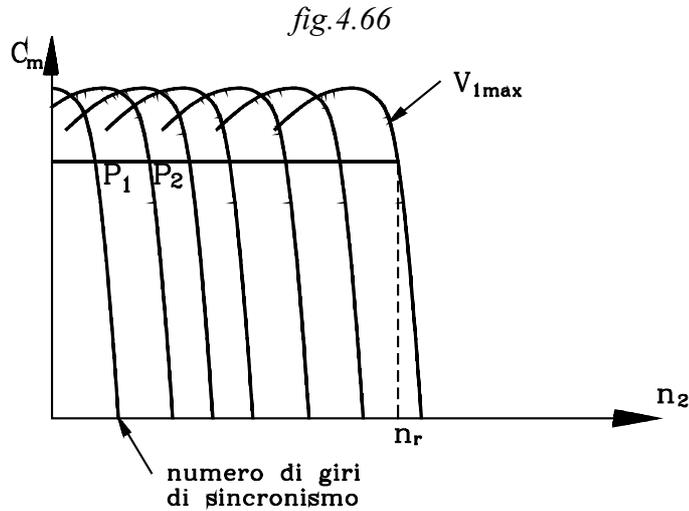
$$C_m = k_{m1} \cdot \left(\frac{V_1}{f_1} \right)^2 \quad (4.2.4.12)$$

Se è costante il rapporto tra la tensione V_1 e la frequenza f_1 , lo sarà pure la coppia C_m .

In tal modo si può ottenere, nell'aumentare il numero di giri del rotore, una regolazione a coppia costante fino al numero di giri di regime n_r .

Così, partendo da bassi regimi di rotazione del rotore, dove la coppia motrice ha equilibrato la resistente esterna, (ottenendo un punto di lavoro P_1), aumentando la frequenza e proporzionalmente l'ampiezza della tensione di alimentazione, aumenta il numero di giri, con

spostamento della curva caratteristica meccanica verso numeri di giri più alti. Il punto di lavoro si sposterà sulla nuova caratteristica in P_2 , ove la coppia motrice è la stessa che si aveva nel punto precedente.



Si può procedere così fino ad ottenere, sempre a coppia costante, il numero di giri di regime di riferimento n_r , con una frequenza a cui corrisponde il valore massimo dell'ampiezza della tensione di alimentazione V_{1max} .

A partire da questo numero di giri, si può aumentare la velocità del motore con regime a potenza costante e diminuzione della coppia.

4.2.4.3 Regolazione del motore asincrono a potenza costante

Raggiunto il numero di giri di regime, si continui ad aumentare la frequenza, lasciando invariata l'ampiezza della tensione di alimentazione V_1

All'aumentare della frequenza della tensione di alimentazione, e lasciando costante l'ampiezza di questa, il flusso del campo magnetico rotante statorico diminuisce. Ciò si deduce dalla espressione (4.2.4.14)

$$\Phi = \frac{I}{k_e \cdot m} \cdot \frac{V_1}{f_1} \quad (4.2.4.14)$$

La diminuzione del flusso all'aumentare della frequenza si spiega pensando che la *f.e.m.* E_1 che bilancia la tensione V_1 costante, è proporzionale sia al flusso che alla frequenza f_1 . Quindi all'aumentare di questa deve diminuire il flusso, affinché E_1 rimanga costantemente uguale a V_1 .

Al diminuire del flusso Φ , e a parità di carico I_2 , la coppia motrice diminuisce:

$$C_m = k_m \cdot \Phi \cdot I_2 \quad (4.2.4.8)$$

Ne viene quindi che all'aumentare della frequenza, lasciando costante V_1 , diminuisce la coppia motrice C_m .

Sostituendo infatti la (4.2.4.14) nella (4.2.4.8) si ha:

$$C_m = \frac{k_m \cdot V_1 \cdot I_2}{k_e \cdot m} \cdot \frac{1}{f_1}$$

Riunendo tutte le costanti in una sola.

$$C_m = \frac{Cost}{f_1} \quad (4.2.4.15)$$

La potenza trasmessa è data dal prodotto della velocità angolare del campo magnetico rotante statorico per la coppia motrice:

$$P_t = \Omega_1 \cdot C_m \quad (4.2.4.16)$$

All'aumentare della frequenza, con ampiezza V_1 invariata, la potenza rimane costante, in quanto, in queste condizioni, diminuisce proporzionalmente la coppia motrice mentre aumenta nella stessa proporzione la velocità angolare.

Infatti, sostituendo nella (4.2.4.16) le espressioni della velocità angolare e della coppia motrice (4.2.4.15), si ottiene:

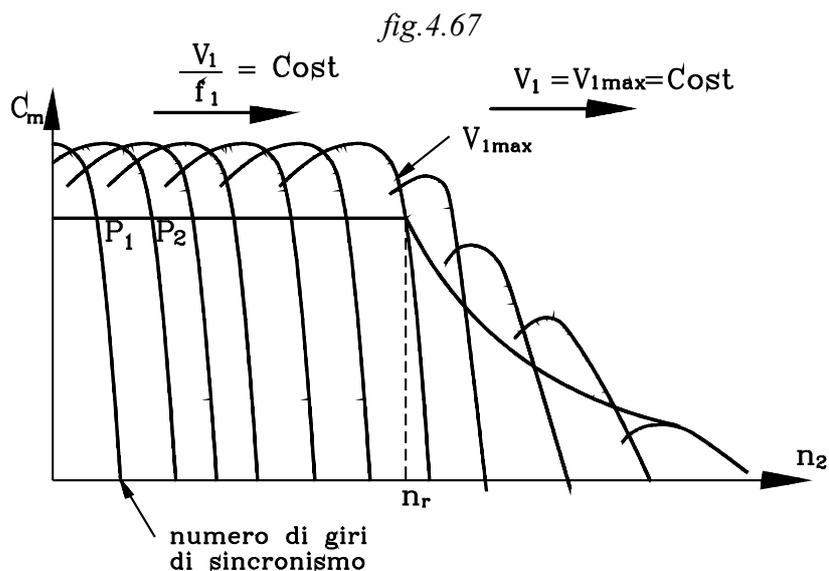
$$P_t = 2\pi n_1 \cdot \frac{Cost}{f_1} \quad \text{dove } n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p} \quad \text{quindi sostituendo}$$

$$P_t = 2\pi \frac{60 \cdot f_1}{p} \cdot \frac{Cost}{f_1} = 2\pi \frac{60}{p} \cdot Cost = Costante$$

In conclusione, lasciando invariata l'ampiezza della tensione di alimentazione V_1 , pari al valore massimo raggiunto nella fase precedente, e aumentando la frequenza f_1 aumenta il numero di giri si ha una diminuzione del flusso (*si deflussa*), mentre la potenza trasmessa al rotore rimane costante.

All'aumentare della frequenza con l'ampiezza della tensione di alimentazione costante, aumenta il numero di giri del rotore; la curva caratteristica meccaniche continua a postarsi verso gli alti numeri di giri. In questo caso però la coppia massima non rimane costante: essa diminuisce con il quadrato della frequenza.

$$C_m = k_{m1} \cdot \left(\frac{V_1}{f_1} \right)^2 \quad (4.2.4.12)$$



La famiglia di curve che si ottengono al variare della frequenza con ampiezza della tensione di alimentazione costante, non solo presentano coppie massime decrescenti, ma anche una diversa inclinazione.

Il punto di funzionamento a potenza costante, all'aumentare della frequenza, si sposta sulle successive caratteristiche come rappresentato in figura e man mano le risale fino a raggiungere il valore massimo di una curva caratteristica.

4.2.5 Convertitori c.c - c.a per la regolazione dei motori asincroni

La regolazione della velocità dei motori asincroni si può ottenere, come si detto, alimentando il circuito statorico con una tensione che abbia la possibilità di essere variata in ampiezza e frequenza.

La regolazione di una tensione alternata in ampiezza e frequenza può essere effettuata con dispositivi statici detti, *convertitori*.

I convertitori (*inverter*) trasformano una tensione continua in alternata con ampiezza e frequenza che può essere variata con diverse modalità.

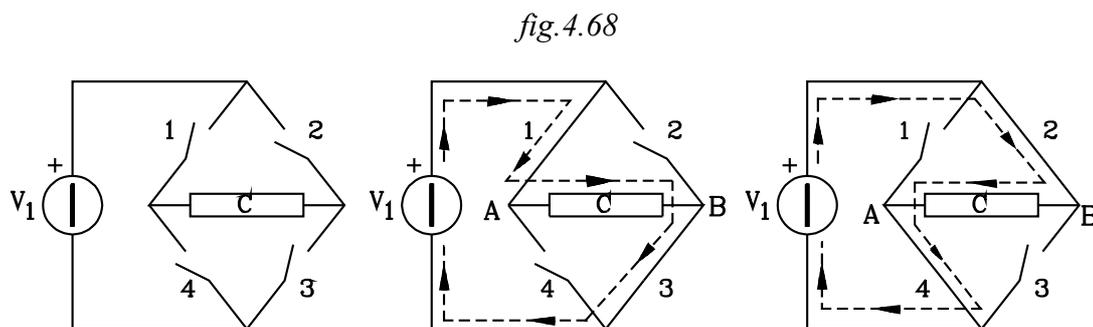
La trasformazione si ottiene con un apposito circuito statico, che, alimentato da un generatore in continua, attraverso l'apertura e chiusura di interruttori, fa passare sul carico la corrente continua, alternativamente, prima in un senso e poi in quello opposto.

Il carico, così, viene attraversato da una corrente alternata, dovuta all'alternarsi di aperture e chiusure degli interruttori che inviano la corrente continua, prima ad una estremità del carico e poi all'altra opposta.

Il generatore di tensione in continua, in pratica è ottenuto dalla trasformazione della corrente di alimentazione di rete dall'alternata in continua attraverso raddrizzatori e un filtro usualmente costituito da un condensatore, posto in parallelo.

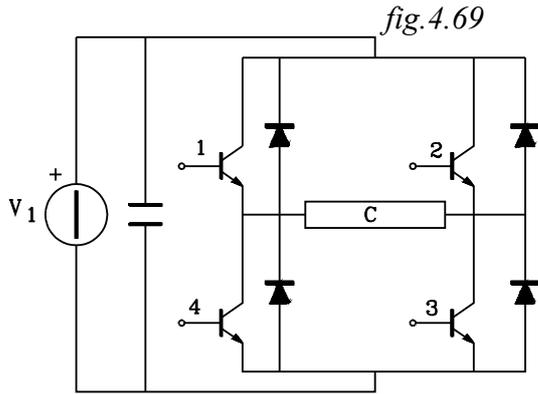
4.2.5.1 Convertitore c.c - c.a monofase a ponte

Si consideri il semplice circuito di figura *fig.4.68*; nel quale quattro interruttori "1,2,3,4" sono montati, ciascuno, su un lato di un ponte; il generatore in continua alimenta una diagonale di questo e sull'altra diagonale è posto il carico.



Si effettuino in sequenza le seguenti operazioni di chiusura e apertura degli interruttori.

- Si chiudano gli interruttori 1,3 e si lascino aperti 2,4.
In questo caso la corrente continua passa sul carico dall'estremità A verso la B
 - Si chiudano gli interruttori 2,4 e si aprano 1,3.
In questo caso si ha il passaggio della corrente continua dall'estremità B all'estremità A.
- Si ha così, con la sequenza descritta di apertura e chiusura degli interruttori, il passaggio sul carico di una corrente alternata nei due sensi di percorrenza. Si ottiene la trasformazione della corrente continua erogata dal generatore in una alternata fornita al carico.



In pratica, al posto degli interruttori a contatti sono montati dei transistori di potenza, che passano dallo stato di interdizione a quello di conduzione mediante una tensione inviata alla base.

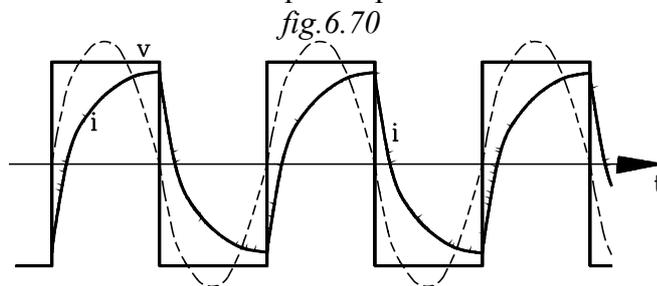
Occorre porre in antiparallelo ai transistori i diodi che hanno lo scopo di fornire una via di passaggio alle correnti del carico quando i transistori sono in interdizione.

I capi del carico C , vengono alternativamente sottoposti a due tensioni in senso inverso che determina lo scorrimento di una corrente alternata.

Se il carico fosse puramente resistivo e gli interruttori ideali, allora la forma del segnale di corrente sarebbe di tipo rettangolare.

Il carico ohmico induttivo, come è quello costituito dai motori, determina sui fronti di salita e di discesa della corrente un andamento esponenziale, con ritardi dovuti alle *f.c.e.m di autoinduzione*.

Un segnale periodico può essere sempre decomposto in più segnali sinusoidali, dei quali, quello di ampiezza massima, ha la stessa frequenza del segnale originale e viene denominato *segnale di prima armonica*. Gli altri segnali sinusoidali, che compongono quello periodico originale hanno frequenza multipla di questo e ampiezze molto più piccole della prima armonica, che vanno decrescendo nelle armoniche di frequenza più alta.



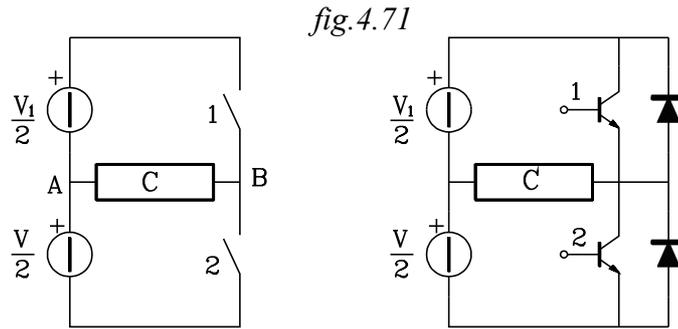
In prima approssimazione quindi il segnale rettangolare si può far coincidere con il segnale sinusoidale di prima armonica, questo specialmente se si pone un filtro che taglia le armoniche di frequenza più alta.

Con il convertitore a ponte descritto, si può ottenere sul carico una tensione alternata la cui frequenza può essere modificata variando il numero di commutazioni degli interruttori nell'unità di tempo.

La variazione dell'ampiezza della tensione alternata si può ottenere solamente variando quella della alimentazione del generatore in continua.

4.2.5.2 Convertitore c.c - c.a monofase a semiponte

In questo caso il circuito è costituito solamente da due lati, contenenti ciascuno un interruttore e da due generatori di uguale tensione, posti sui due lati opposti delle due maglie adiacenti sul lato contenente il carico C .



Si effettuino in sequenza le seguenti operazioni di chiusura e apertura degli interruttori.

- Si chiuda l'interruttore 1 e si lasci aperti il 2
In questo caso la corrente continua passa sul carico dall'estremità B verso la A
- Si chiuda l'interruttore 2 e si apra l'interruttore 1
In questo caso si ha il passaggio della corrente continua dall'estremità A all'estremità B.

Si ottiene un segnale di tensione analogo a quello ottenuto nel circuito precedente.

4.2.53 Convertitore c.c - c.a trifase (a sei gradini)

Per comprendere il funzionamento si consideri lo schema di principio (I) di figura *fig.6.72*

Il carico trifase è collegato a stella, ed ogni fase fa parte di un semiponte con due interruttori come il circuito descritto nel punto precedente.

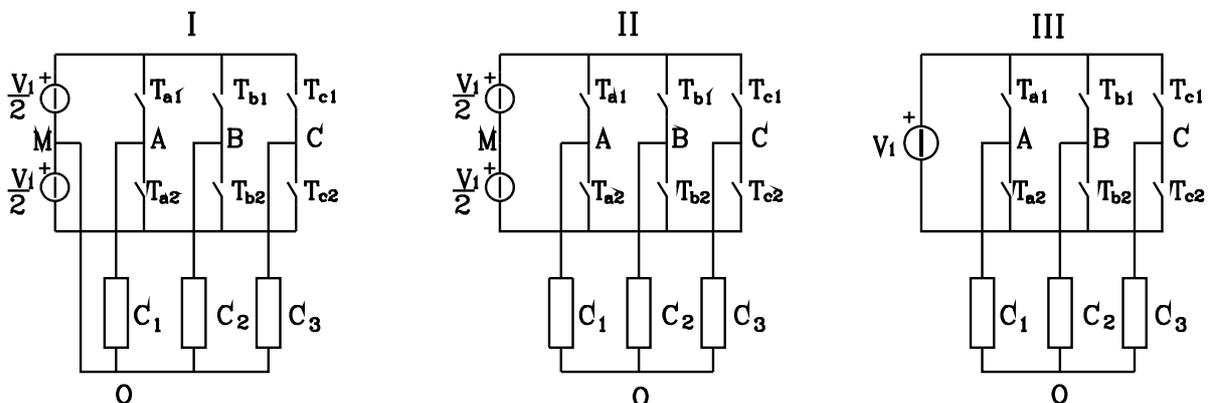
Così il carico C_1 è il lato adiacente delle due maglie del semiponte contenete i tasti T_{a1}, T_{a2} su due lati e i due generatori di tensione uguali sui due lati opposti.

La sequenza della chiusura ed apertura dei tasti per ogni fase è sempre la stessa.

Così per la fase C_1 :

- Chiudendo il tasto T_{a1} e lasciando aperto T_{a2} , la corrente scorre sul carico C_1 dall'estremità A verso O
- Successivamente, aprendo il tasto T_{a1} e chiudendo T_{a2} la corrente scorre sul carico in senso inverso al precedente: dall'estremità O alla A

fig.4.72



Si indichi con T il tempo impiegato per effettuare un ciclo completo di apertura e chiusura dei due tasti di un semiponte.

I cicli di chiusura e apertura dei tasti nella seconda fase avviene con un ritardo di $T/3$ rispetto alla prima e nella terza fase con ritardo di $T/3$ rispetto alla seconda.

In tal modo i tre carichi sono sottoposti a *tensioni alternate periodiche*, sfasate di $\frac{T}{3}$ l'una rispetto all'altra.

Ogni segnale di tensione periodica è scomponibile, come si è detto in più segnali sinusoidali, dei quali la fondamentale, (la prima armonica), di ampiezza prevalente rispetto alle altre, ha la stessa frequenza del segnale originale.

Consideriamo così il segnale di tensione coincidente con la prima armonica.

Il sistema trifase sia costituito da tre carichi uguali. In tal caso si è in presenza di un sistema trifase simmetrico ed equilibrato. Le correnti sulle tre fasi sono di ampiezza uguali e sfasate di 120° l'una rispetto all'altra e la loro somma dà una risultante nulla:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

Il conduttore comune MO è percorso da una corrente nulla, quindi si può togliere senza alterare i risultati descritti. Si ottiene così lo schema II di fig.4.72.

I due generatori in serie con tensione $V/2$ possono essere sostituiti da un unico generatore con tensione V , ottenendo lo schema equivalente III di fig.4.72.

In ogni fase, come si è detto si stabilisce una tensione alternata periodica di periodo T . Determiniamo ora la forma di tale tensione a cui sono sottoposte le fasi del carico.

Consideriamo la forma del segnale di tensione sulla prima fase: le altre saranno sfasate rispetto a questa di $T/3$.

Consideriamo sempre per semplicità che le fasi siano percorse da correnti sinusoidali corrispondenti alla prima armonica (lo stesso ragionamento si può fare per le altre armoniche).

Consideriamo la differenza di potenziale che si stabilisce su ogni fase, misurata rispetto al punto M (sarà fittizio nel caso dello schema III).

$$\begin{aligned} V_{AO} &= V_{AM} - V_{OM} = Z \cdot I_1 \\ V_{BO} &= V_{BM} - V_{OM} = Z \cdot I_2 \\ V_{CO} &= V_{CM} - V_{OM} = Z \cdot I_3 \end{aligned}$$

Sommando membro a membro si ottiene:

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} - 3 \cdot V_{OM} = Z \cdot (I_1 + I_2 + I_3)$$

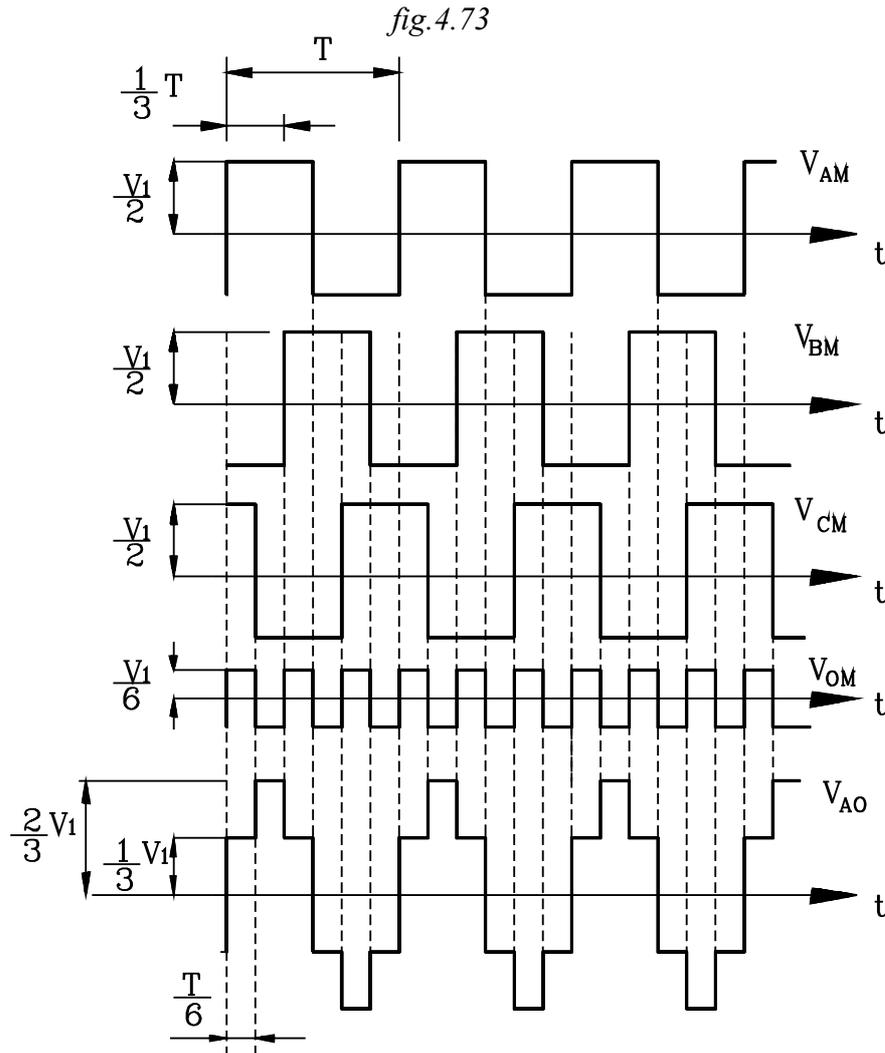
ma:

$$\begin{aligned} I_1 + I_2 + I_3 &= 0 \\ V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} - 3 \cdot V_{OM} &= 0 \end{aligned}$$

Da cui si ottiene la tensione del centro stella:

$$V_{OM} = \frac{V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}}{3}$$

Dove le tensioni sulle fasi sono di tipo rettangolare, sfasate una rispetto all'altra di $\frac{T}{3}$ come rappresentato in figura fig.4.73.



Le ampiezze delle tensioni rettangolari alle estremità delle fasi sono tutte uguali e pari alla metà della tensione del generatore di alimentazione in continua

$$V_{AM} = V_{BM} = V_{CM} = \frac{V_1}{2}$$

Ora conoscendo il valore della tensione del centro stella rispetto a M e quella delle estremità delle fasi rispetto allo stesso punto M, si possono ricavare le *d.d.p.* sui carichi, posti nelle fasi.

Consideriamo così la prima fase.

La differenza di potenziale V_{AO} è data dalla differenza:

$$V_{AO} = V_{AM} - V_{OM}$$

Si effettui tale differenza nei successivi tratti di tempo corrispondenti ad $1/6$ del periodo:

$$\text{Primo tratto} \quad V_{AM} = \frac{V_1}{2} \quad - \quad V_{BM} = -\frac{V_1}{2} \quad - \quad V_{CM} = \frac{V_1}{2}$$

Risulta quindi :

$$V_{OM} = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{V_1}{2} - \frac{V_1}{2} + \frac{V_1}{2} \right) = \frac{V_1}{6}$$

Per cui la differenza di potenziale V_{AO} ai capi della fase 1 risulta:

$$V_{AO} = V_{AM} - V_{OM} = \frac{V_1}{2} - \frac{V_1}{6} = \frac{V_1}{3}$$

$$\text{Secondo tratto} \quad V_{AM} = \frac{V_1}{2} \quad - \quad V_{BM} = -\frac{V_1}{2} \quad - \quad V_{CM} = -\frac{V_1}{2}$$

Risulta quindi :

$$V_{OM} = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{V_1}{2} - \frac{V_1}{2} - \frac{V_1}{2} \right) = -\frac{V_1}{6}$$

Per cui la differenza di potenziale V_{AO} ai capi della fase 1 risulta:

$$V_{AO} = V_{AM} - V_{OM} = \frac{V_1}{2} + \frac{V_1}{6} = \frac{2}{3} \cdot V_1$$

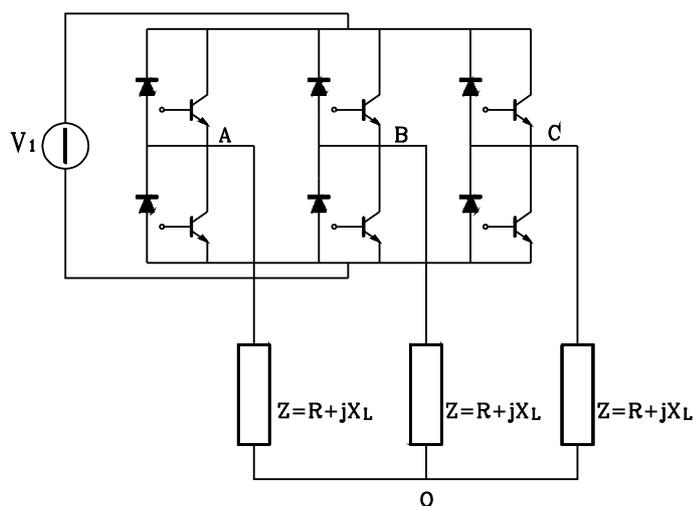
Si procede alla stessa maniera per gli altri tratti, ottenendo il segnale della tensione della fase 1, dalla forma caratteristica a sei gradini.

I segnali di tensione delle altre due fasi hanno la stessa forma e sono sfasate in ritardo rispettivamente di $\frac{1}{3}T$ e $\frac{2}{3}T$

Nella pratica il circuito del convertitore a sei gradini si ottiene con un semiponte trifase che alimenta le tre fasi del motore *fig.4.74*.

Occorre sempre porre in antiparallelo ai transistori diodi per permettere la richiusura della circolazione della corrente del carico quando i transistori sono in interdizione

fig.4.74



Il generatore di tensione indicato con V_1 nello schema in pratica è ottenuto dalla trasformazione della corrente alternata in continua tramite un ponte di raddrizzatori trifasi con filtro per la continua, che può essere costituito da un condensatore

4.2.54 Convertitore c.c - c.a a modulazione di larghezza degli impulsi PWM

Nei convertitori finora considerati la variazione dell'ampiezza del segnale di uscita è affidata alla modificazione del valore della tensione del generatore in continua, mentre la variazione della frequenza di oscillazione è ottenuta variando il periodo di commutazione degli interruttori.

Per variare la frequenza si varia il numero di commutazioni nell'unità di tempo e il tempo che intercorre tra una commutazione e l'altra è costante.

Si consideri ancora un convertitore trifase con schemi di principio del funzionamento riportati nelle figure *fig.4.74* e *fig.4.72* e utilizzati per il convertitore a sei gradini.

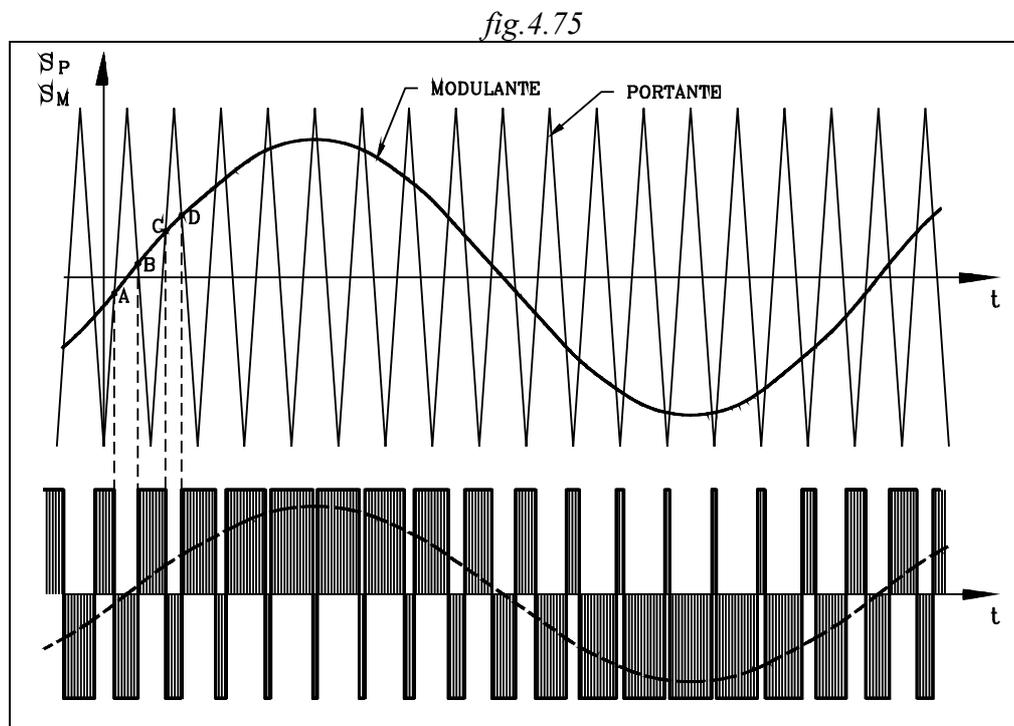
La variazione dell'ampiezza della tensione di uscita dal convertitore e dalla frequenza viene affidata ad una particolare tecnica di apertura e chiusura degli interruttori che non avvengono più negli stessi intervalli di tempo, ma secondo una particolare modulazione.

Si variano le ampiezze degli intervalli di commutazione degli interruttori, introducendo durante l'intervallo che dava la semionda positiva quadra nell'invertitore a sei gradini, delle brevi commutazioni negative e viceversa, durante l'intervallo che produceva la semionda negativa si introducono dei brevi intervalli di commutazione positiva.

Il segnale di uscita si ricostruisce mediante integrazione, ottenendo così una prima armonica di ampiezza e frequenza voluta, dipendente solamente dalla sequenza con la quale si effettuano le aperture e chiusure degli interruttori. Con opportuna modulazione si possono ottenere armoniche di ordine più alto con piccole ampiezze.

Il sistema di conversione, basandosi sulla modulazione delle ampiezze di commutazione, viene indicato con la sigla *PWM* dalla espressione di lingua inglese (*Pulse Width Modulation*).

Nei convertitori *PWM* non occorre variare la tensione del generatore di alimentazione in continua per ottenere la regolazione dell'ampiezza della tensione di uscita: questa avviene variando la modulazione delle commutazioni di apertura e chiusura degli interruttori che si ripercuote nella integrazione della prima armonica.



Vi sono vari sistemi di modulare la commutazione degli interruttori. Viene qui descritto il più usuale.

Si assume un segnale sinusoidale S_M di frequenza uguale a quella della tensione che si vuole avere in uscita dal convertitore. Detto segnale viene denominato *modulante* ed è quello che determina, a seconda del suo valore, la regolazione della frequenza della tensione prodotta dal convertitore.

Si sceglie un segnale periodico di frequenza molto più alta della modulante e avente di solito la forma triangolare. A questo segnale viene dato il nome di portante.

Il segnale portante viene messo a confronto con il modulante, e a seconda del livello del primo rispetto al secondo vengono commutati gli interruttori del convertitore.

La figura *fig.4.74* si riferisce alla commutazione che avviene in una sola fase.

Per la comprensione si faccia riferimento allo schema di principio di figura *fig.4.72* considerato per il convertitore a sei gradini.

Nel confronto tra il segnale modulante e portante, quando il modulante ha livello maggiore di quello portante, allora si chiudono gli interruttori superiori del semiponte: come T_{a1} e sono aperti gli inferiori: come T_{a2} .

Quando, invece il livello del modulante è inferiore al portante, allora si chiudono gli interruttori inferiori: come T_{a2} , e si aprono i superiori: come T_{a1} :

In tal modo:

Quando il livello della modulante è maggiore della portante, allora si ha in uscita un tratto di tensione rettangolare positiva. Nel caso opposto si ha in uscita un tratto di tensione rettangolare negativa.

Così, considerando la figura *fig.4.75*, nel tratto AB il segnale portante ha livello superiore del modulante e quindi si chiude l'interruttore inferiore della fase T_{a2} , che determina il tratto di tensione rettangolare negativo.

Nel tratto BC il livello del modulante è superiore del portante e quindi si chiude l'interruttore superiore della fase, producendo un tratto di tensione rettangolare positivo.

E così via...

Dalla sequenza delle tensioni rettangolari positive e negative si ricava per integrazione la tensione risultante.

Si nota che effettuando la media tra gli impulsi rettangolari che si succedono nel tempo si ottiene un valore medio della tensione che alternativamente ha valori positivi e negativi con frequenza uguale alla modulante. (*si noti dalla figura fig.4.75 che le aree positive rettangolari si infittiscono per poi diradarsi e divenire più fitte per valori negativi...*).

Per una frequenza della portante molto più grande della modulante la tensione di uscita ha una forma sinusoidale coincidente con il segnale modulante, mentre risultano di ordine molto alto le armoniche con ampiezze trascurabili.

Quando si effettua nel tempo la media degli impulsi rettangolari si ottiene una tensione sinusoidale di prima armonica, la cui ampiezza (e quindi il valore efficace) dipende dalle aree negative introdotte nelle semionde quadre positive e viceversa. Queste aree di segno

opposto dipendono dalla ampiezza della portante: aumentano all'aumentare di questa. Ne viene che l'ampiezza e il valore efficace della tensione di uscita diminuisce all'aumentare della ampiezza della portante.

Si dimostra che per frequenze di portanti elevate rispetto al segnale modulante $f_p \gg f_m$ il valore efficace del segnale d'uscita dal convertitore è dato dalla espressione:

$$V_{1eff} = \frac{I}{2 \cdot \sqrt{2}} \frac{S_m}{S_p} \cdot V_1$$

Dove S_m è l'ampiezza della modulante e S_p l'ampiezza della portante

Il rapporto :

$$\frac{S_m}{S_p} = i_m$$

viene denominato indice di modulazione

$$V_{1eff} = \frac{I}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot i_m \cdot V_1$$

Variando l'indice di modulazione varia il valore efficace della tensione di uscita dal convertitore.

Con l'inverter PWM si può ottenere una tensione di uscita regolabile in frequenza variando quella del segnale modulante. La regolazione dell'ampiezza si ottiene variando l'indice di modulazione, dato dal rapporto tra l'ampiezza del segnale modulante e del portante.

4.2.6 Motori Brushless

I motori a corrente continua presentano lo svantaggio di dover impiegare per il funzionamento il sistema collettore spazzole che comporta sia inconvenienti funzionali che la necessità di una appropriata manutenzione.

I motori in corrente continua tradizionale basano il loro funzionamento sulla azione del campo magnetico induttore dello statore sui conduttori percorsi da corrente, posti sul rotore.

Ricordiamo che su un conduttore percorso da corrente e attraversato normalmente da linee di flusso agisce una forza normale sia alle linee di flusso che al conduttore stesso.

Sui conduttori del rotore posti sotto una polarità dello statore agisce una forza e su quelli sotto l'altra polarità una forza opposta, ottenendo così una coppia che determina la rotazione del rotore. Come noto nel passaggio da una polarità a quella opposta, occorre effettuare la commutazione del verso delle correnti entro i conduttori del rotore, in modo che la coppia agisca sempre nello stesso verso.

Nei motori *brushless* vengono invertite le posizioni dell'indotto e dell'induttore: l'induttore, costituito da un magnete permanente, viene posto come rotore; mentre l'indotto, costituito da conduttori percorsi da corrente, viene posto sullo statore.

Saranno ora le correnti dell'avvolgimento statorico che, interagendo con il campo magnetico del magnete permanente costituente il rotore, lo faranno ruotare.

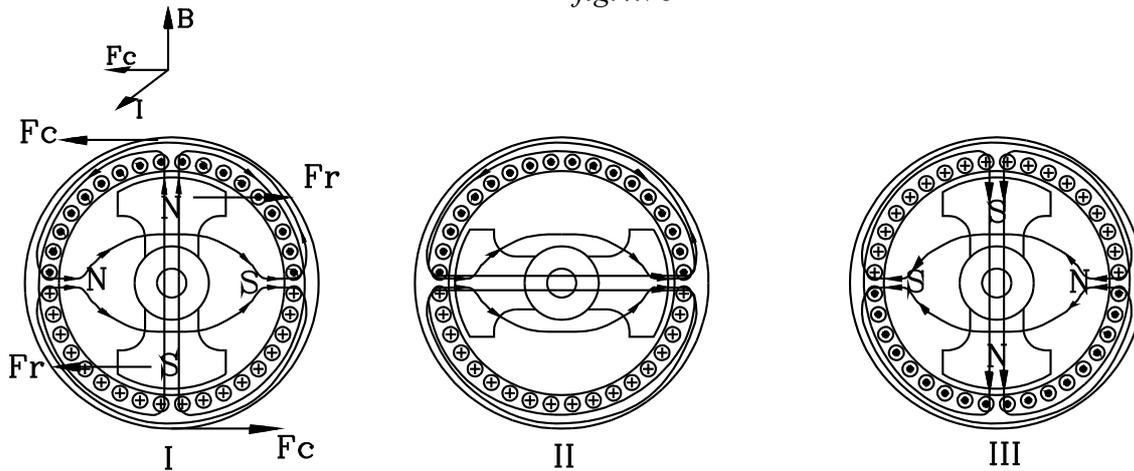
La commutazione avviene per via statica, invertendo i sensi delle correnti che percorrono i conduttori dell'avvolgimento statorico, senza la necessità di elementi rotanti e spazzole.

La commutazione dei sensi delle correnti nelle fasi dell'avvolgimento statorico deve avvenire in posizioni ben precise del rotore rispetto allo statore. Occorre quindi porre sul rotore dei trasduttori di posizione, che emettano il segnale di comando di commutazione nella posizione in cui necessita

L'avvolgimento dell'indotto posto sullo statore è un polifase aperto, simile a quello dei motori asincroni: generalmente è trifase.

Per capire il principio di funzionamento consideriamo un motore a due sole fasi: *fig.4.76*.

fig.4.76



Nella posizione *I* di figura *fig.4.76* il rotore ha il polo Nord sotto i conduttori dello statore, percorsi da corrente uscente e il polo Sud sotto i conduttori percorsi da correnti entranti.

I conduttori dello statore, sopra il polo Nord, percorsi dalla corrente uscente e attraversati dal flusso rivolto verso l'alto, sono soggetti a forze dirette da destra verso sinistra. Nella parte opposta i conduttori percorsi da corrente entrante sono soggetti a forze dirette da sinistra verso destra.

Lo statore così è soggetto ad una coppia in senso antiorario. Ma esso non si può muovere. Ne viene che, per il principio di azione e reazione, sarà il rotore che ruoterà in senso orario. Se, infatti, il rotore esercita sullo statore, attraverso il suo campo, una azione di rotazione in senso antiorario, di contro, lo statore eserciterà una reazione sul rotore uguale e contraria in senso orario.

Un altro modo di spiegare la rotazione del rotore, si ottiene considerando il campo magnetico generato dalle correnti che scorrono sui conduttori dello statore.

I conduttori superiori, percorsi da correnti uscenti si contornano di un flusso trasverso a quello del rotore che, per la regola del cavaturaccioli ha senso antiorario; mentre, per la stessa regola, i conduttori inferiori, percorsi da correnti entranti, si contornano di un flusso avente senso orario.

Ne viene che, nel senso orario, davanti al polo Nord del rotore si genera un polo Sud e davanti al Sud un polo Nord.

La polarità Nord del rotore viene così attratta dal polo Sud generato dal campo trasverso delle correnti statoriche.

Il rotore quindi ruota in senso orario.

Effettuata la rotazione di 90° il magnete permanente del rotore si trova in una zona ove l'azione della coppia è nulla. Per inerzia il rotore continua la sua rotazione oraria.

Se non si commutassero i sensi delle correnti statoriche, il rotore sarebbe ora soggetto ad una coppia in senso inverso alla precedente (essendo ora il Nord sotto le correnti entranti ed il Sud sotto le correnti uscenti).

Occorre quindi, commutare il senso delle correnti, quando il rotore è nella posizione *II* di figura *fig.4.76*. In tal modo, anche quando il polo Nord del rotore si trova nella parte inferiore dello statore ha davanti a sé conduttori con correnti uscenti e il polo Sud conduttori con correnti entranti. In detta posizione il trasduttore di posizione posto sul rotore emette il segnale di comando per la commutazione delle correnti statoriche

Sul rotore così, dopo la commutazione, continua ad agire una coppia in senso orario.

La commutazione negli avvolgimenti statorici può avvenire mediante un *inverter*, nel quale vengono commutati gli interruttori costituiti da transistori o tiristori comandati dai segnali emessi dai trasduttori di posizione.

4.2.7 MOTORI PASSO PASSO

Il motore passo - passo è un dispositivo nel quale impulsi elettrici, che si succedono con una determinata frequenza, vengono tradotti in rotazioni angolari di ampiezza ben definita, comunicate ad un rotore.

Il motore passo-passo è costituito da avvolgimenti nei quali vengono inviati gli impulsi elettrici in modo da produrre, tra il rotore e lo statore, un flusso ruotante a scatti: ad ogni impulso corrisponde la rotazione del flusso di un passo angolare.

Il flusso, poi, costringe il rotore a seguirlo nella sua rotazione a scatti: passo-passo

Gli impulsi elettrici vengono inviati agli avvolgimenti da dispositivi elettronici di potenza. Possono essere adoperati dei transistor funzionanti come interruttori *ON-OFF*. I diodi posti in parallelo servono per preservare i transistori da sovraccarichi.

Si distinguono due tipi fondamentali di motori passo-passo:

- 1- **Motori a magnete permanente**
- 2- **Motori a riluttanza variabile**

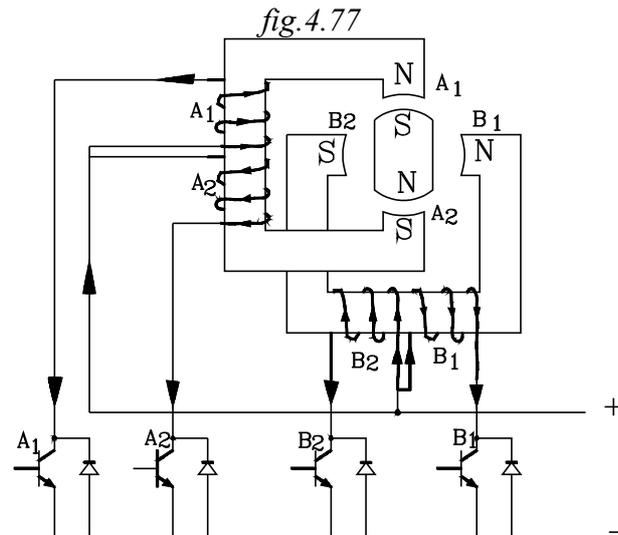
4.2.7.1 Motori a magnete permanente.

Nella figura *fig.4.77* è riportato lo schema di principio del motore.

Il rotore è costituito da un magnete permanente, per semplicità di trattazione, costituito da due polarità N-S.

Lo statore è formato da due circuiti magnetici distinti.

Sul nucleo di ciascun circuito è montato un avvolgimento con presa centrale, che lo divide in due parti, in modo tale che, quando la corrente scorre su una metà, si forma un campo magnetico in un senso, quando scorre sull'altra metà, il campo magnetico che si genera ha senso opposto. Cosicché, all'estremità di un circuito magnetico statorico (come A_1, A_2), le polarità N-S vengono invertite quando la corrente da un mezzo avvolgimento (per esempio A_1) passa all'altro (per esempio A_2) montato sullo stesso nucleo.



Si possono distinguere tre modi diversi di funzionamento, a seconda della sequenza degli impulsi inviati ai transistor.

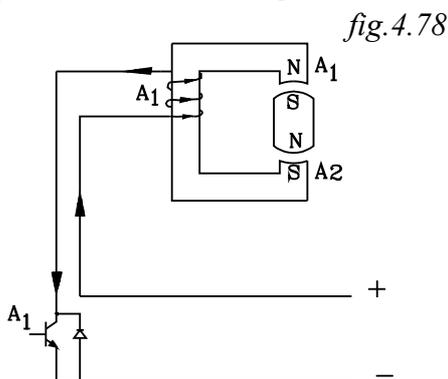
Il primo modo è detto a *passo intero* (*wave drive mode*)

4.7.1.1 Wave drive mode

Gli impulsi che portano in conduzione i transistor vengono inviati a questi nell'ordine $A_1 B_1 A_2 B_2$.

Consideriamoli in dettaglio.

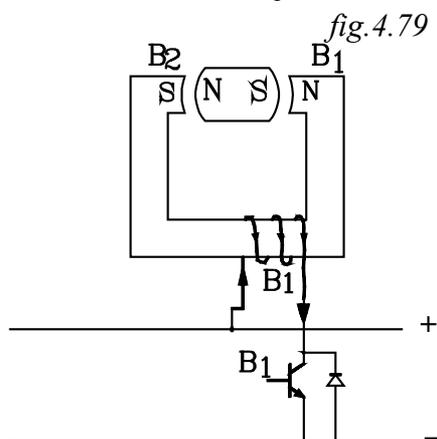
Impulso sul transistor A_1



Viene posto in conduzione solamente il transistor A_1 , mentre gli altri sono in interdizione.

La corrente viene inviata sul mezzo avvolgimento A_1 , e, considerato il senso di percorrenza (*regola della mano destra*) si forma una polarità N nell'estremità A_1 del nucleo e una polarità S nell'estremità A_2 . Il rotore porterà la polarità S sotto il N dello statore e la polarità N sotto il S.

Impulso sul transistor B_1



Viene posto in conduzione solamente il transistor B_1 , mentre gli altri sono in interdizione.

La corrente viene inviata sul mezzo avvolgimento B_1 , e, considerato il senso di percorrenza (*regola della mano destra*) si forma una polarità N nell'estremità B_1 del nucleo statorico e una polarità S nell'estremità B_2 . Il rotore porterà la polarità S sotto il N dello statore e la polarità N sotto il S.

Rispetto alla posizione precedente il rotore ha ruotato di un passo angolare pari a 90° in senso orario

Impulso sul transistor A_2

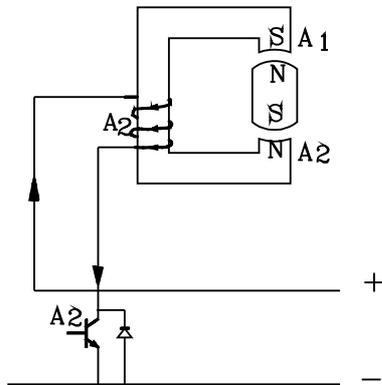


fig.4.80

Viene posto in conduzione solamente il transistor A_2 , mentre gli altri sono in interdizione.

La corrente viene inviata sul mezzo avvolgimento A_2 , e, considerato il senso di percorrenza (*regola della mano destra*) si forma una polarità N nell'estremità A_2 del nucleo e una polarità S nell'estremità A_1 . Il rotore porterà la polarità S sotto il N dello statore e la polarità N sotto il S .

Rispetto alla posizione precedente il rotore ha ruotato di un passo angolare pari a 90° in senso orario

Impulso sul transistor B_2

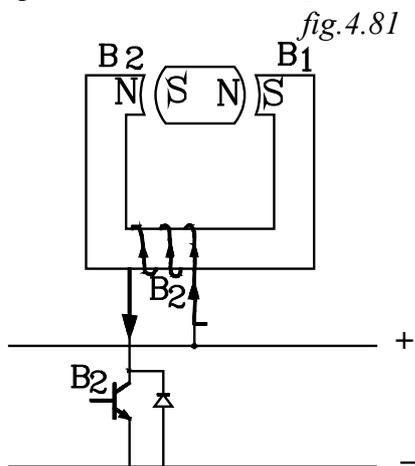


fig.4.81

Viene posto in conduzione solamente il transistor B_2 , mentre gli altri sono in interdizione.

La corrente viene inviata sul mezzo avvolgimento B_2 , e, considerato il senso di percorrenza (*regola della mano destra*) si forma una polarità N nell'estremità B_2 del nucleo e una polarità S nell'estremità B_1 . Il rotore porterà la polarità S sotto il N dello statore e la polarità N sotto il S .

Rispetto alla posizione precedente il rotore ha ruotato di un passo angolare pari a 90° in senso orario.

Un altro modo di funzionamento si ottiene, mandando successivamente in conduzione una coppia di transistor, in modo da ottenere, in ogni passo, sullo statore, due polarità adiacenti dello stesso segno, in modo tale da determinare un campo magnetico risultante, ruotante a scatti, di frequenza pari a quella degli impulsi inviati ai transistor.

4.7.1.2 Normal drive mode

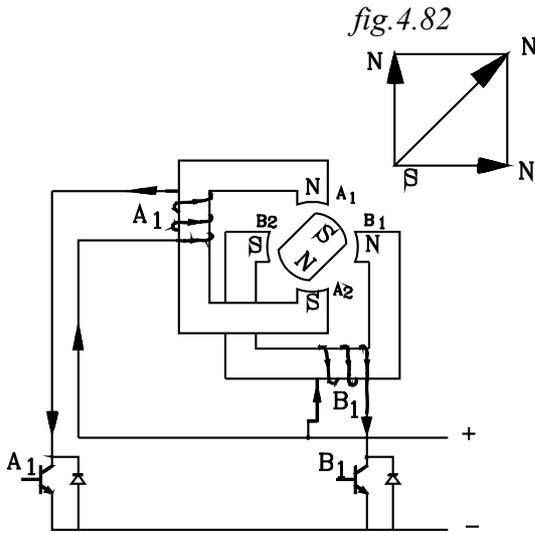
In questo modo, con riferimento sempre al precedente schema di funzionamento, per ottenere una rotazione a scatti in senso orario del campo statorico, vengono posti in conduzione, in successione, le seguenti coppie di transistori:

$$A_1 B_1 \quad B_1 A_2 \quad A_2 B_2 \quad B_2 A_1$$

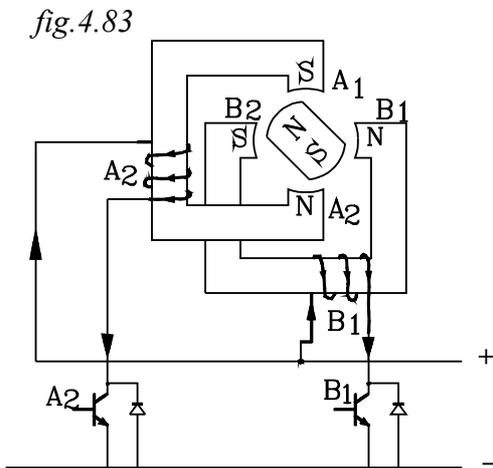
Le due polarità adiacenti dello stesso segno dello statore producono nell'intraferro un campo magnetico risultante.

Supposto, per semplicità di trattazione, che ci si trovi nella zona di proporzionalità della curva di magnetizzazione, in modo che valga la sovrapposizione degli effetti, il campo magnetico risultante è dato dalla somma vettoriale dei due campi generati dai due poli adiacenti.

I campi magnetici generati dai poli dello statore e quello risultante si rappresentino con vettori la cui freccia indichi il N



Si consideri così la conduzione contemporanea dei due transistor $A_1 B_1$. Dall'esame del senso delle correnti che scorrono nei due avvolgimenti, si rileva che si ottengono polarità N sui poli A_1 e B_1 dello statore. Il campo magnetico risultante, dato dalla somma vettoriale, risulta inclinato di 45° in senso orario rispetto all'asse del nucleo statorico $A_1 - A_2$. Si genera così una polarità risultante N sulla mezzeria tra i poli A_1, B_1 , sotto la quale si porterà la polarità S del rotore.



Portando successivamente in conduzione la coppia di transistor $B_1 A_2$, si genera una polarità risultante N tra le due espansioni polari statoriche $B_1 A_2$, sotto la quale si porterà la polarità S del rotore.

Nella seguente tabella, schematicamente, vengono riportate, nei successivi passi, al variare della conduzione delle coppie dei transistor, le polarità assunte dalle espansioni polari statoriche e la relativa posizione del rotore.

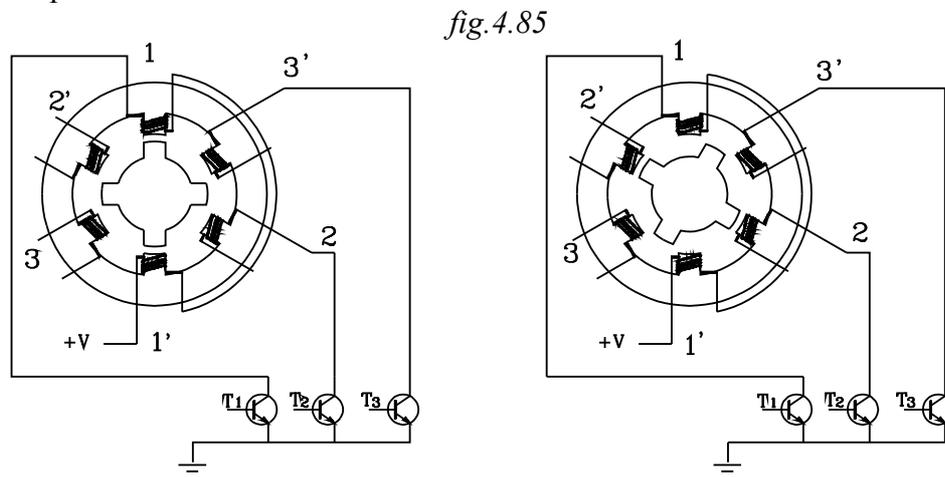
fig.4.84

TRANSISTOR ATTIVATI	A1 B1	B1 A2	A2 B2	B2 A1
POLARITA' STATORE E POSIZIONE ASSUNTA DAL ROTORE				

Si possono sfruttare entrambi le combinazioni suddette, ottenendo il funzionamento a *metà passo*, con n° di combinazioni e quindi di posizioni doppie di quelle viste nei due casi precedenti

4.2.7.1 Motori a riluttanza variabile

Il funzionamento di questi motori si basano sulla proprietà del campo magnetico ad indirizzare le linee del flusso sul percorso di minima riluttanza. Per cui se si effettua una variazione del campo magnetico, le linee di flusso tendono a disporsi sempre nel percorso di minima riluttanza ed agiscono su gli elementi ferromagnetici posti nel campo, con azioni che mirano a far rispettare detta tendenza.



Il motore a riluttanza è costituito da uno statore, avente un numero di poli multiplo del numero di fasi del sistema di alimentazione e un rotore con numero di poli diverso da quello dello statore.

Il rapporto tra il numero di poli N_s dello statore e quello N_r del rotore deve dare, dopo la semplificazione, due numeri primi tra loro e che differiscono di una unità.

Così per semplicità il sistema di alimentazione dello statore sia trifase costituito da 6 poli e il rotore abbia 4 poli. Il rapporto tra i due numeri di poli risulta:

$$\frac{N_s}{N_r} = \frac{6}{4} = \frac{3}{2}$$

I poli delle tre fasi sono ugualmente distribuite angularmente entro lo statore.

In ogni fase viene ciclicamente inviata corrente, quando si porta nello stato di conduzione il transistor che è posto in serie al suo circuito di alimentazione.

Nella figura è sviluppato solamente il circuito della prima fase, il quale si svolge tra il cavo a potenziale positivo $+V$, le due polarità opposte, il transistor T_1 e la massa di chiusura del circuito.

Si supponga che nelle condizioni di figura il transistor T_1 sia in conduzione; allora il flusso si svolge tra i due poli della fase "1".

Il flusso tende a porsi in una configurazione con percorso di minima riluttanza. Ciò può avvenire quando il rotore si porta nella posizione di figura.

Commutando la conduzione dal transistor 1 della fase 1 al transistor "2" della fase "2", il flusso si svolgerà tra i due poli di detta fase, il rotore ruoterà in modo da minimizzare ancora il percorso del flusso in modo da avere la minima riluttanza.



[Clic qui per proseguire](#)

Avanti...



[clic qui per precedente](#)

Indietro...

[Clic qui](#)



[per la pagina iniziale](#)

Indietro...