

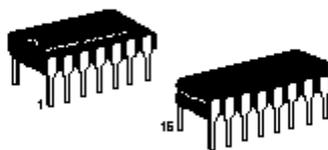
**ISTITUTO PROFESSIONALE DI STATO PER L'INDUSTRIA L'ARTIGIANATO**  
CON SEZIONI DI SCUOLA PER LE ATTIVITA' MARINARE  
**63039 SAN BENEDETTO DEL TRONTO (Ascoli Piceno)**  
**Distretto N.16**

Classe VA T.I.E.E.

Anno Scolastico 1995/96

**Docente: Prof. Franco Tufoni**

## **AMPLIFICATORI E DISPOSITIVI DI POTENZA**



## AMPLIFICATORI E DISPOSITIVI DI POTENZA

Un sistema amplificatore ha in generale la funzione di amplificare i segnali di modesta ampiezza, provenienti ad esempio:

- 1) dalla testina di lettura di un registratore;
- 2) da un' antenna ricevente;
- 3) da un trasduttore,

e renderli adatti a pilotare dispositivi che normalmente richiedono notevole potenza, quali:

- 1) altoparlanti,
- 2) gioghi di deflessione TV,
- 3) antenne trasmettenti,
- 4) servo-motori,
- 5) elettromagneti, ecc.

Generalmente un amplificatore e' costituito da un certo numero di stadi in cascata .

I primi stadi hanno il compito di amplificare in tensione e di condizionare ( filtrare , miscelare , ecc. ) il segnale.

Poiche' in questa fase i segnali presentano ancora piccola ampiezza, e' possibile utilizzare amplificatori per piccoli segnali.

Lo stadio finale, o stadio di potenza, deve invece fornire all' uscita la potenza richiesta; il segnale presenta pertanto un' ampia escursione sia in tensione che in corrente e viene ad interessare gran parte della retta di carico, con conseguenti problemi termici e di distorsione.

Un settore dell' elettronica di potenza in rapida evoluzione e' quello del controllo degli *Attuatori*, ovvero di quei dispositivi in grado di trasformare segnali elettrici in movimento, quali servo-motori, motori passo-passo, solenoidi, ecc.

In questo campo per motivi di dissipazione, il componente attivo opera molto spesso in commutazione; in particolare e' alquanto diffusa la tecnica di controllo basata sulla modulazione a larghezza di impulsi (PWM: *Pulse Width Modulation* ).

Nelle applicazioni di potenza, sia di tipo audio che industriale, accanto ai tradizionali transistori bipolari si stanno sempre piu' diffondendo i MOS di potenza ed i circuiti integrati, monolitici e ibridi.

Per quanto riguarda i circuiti integrati per applicazioni di tipo industriale, la tendenza emergente e' quella di realizzare sullo stesso chip sia la funzione di controllo e gestione dei segnali che quella di pilotaggio delle elevate potenze richieste. Si suole indicare questi nuovi prodotti col termine di dispositivi *smart power* o di *potenza intelligente*.

Anche nel controllo delle alte potenze (correnti di centinaia di ampere e tensioni superiori al kV ) si sta assistendo ad una nuova tendenza: la penetrazione sempre piu' massiccia dei BJT e dei MOS di potenza.

## L' AMPLIFICAZIONE DI GRANDI SEGNALI

Gli amplificatori, a seconda dell' angolo di circolazione della corrente nel circuito di uscita, possono funzionare in classe A, AB, B e C.

Si consideri il circuito di fig.1 ,

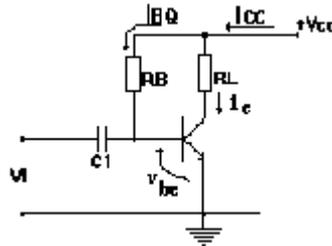


Fig.1

in cui RL costituisce la resistenza di carico.

La batteria Vcc e le resistenze RB e RL stabiliscono il punto di funzionamento a riposo ( $V_{BEQ}$  ,  $I_{BQ}$ ) e ( $V_{CEQ}$ ,  $I_{CQ}$ ); il segnale Vi tramite il condensatore di accoppiamento C1 sovrappone la sua tensione a quella continua di polarizzazione.

In fig.2 sono inoltre riportate le caratteristiche idealizzate di ingresso e di uscita del componente attivo, con la retta di carico.

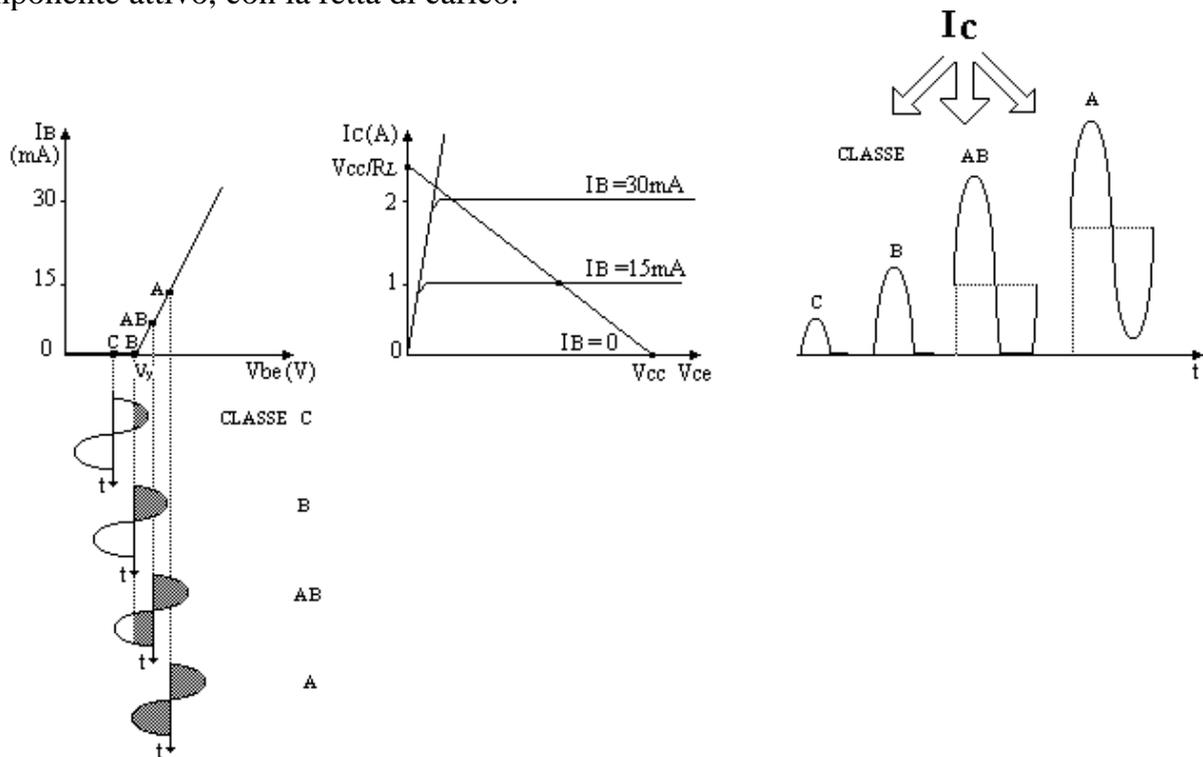


Fig.2

La classe di funzionamento dipende dal punto di riposo e dall' ampiezza del segnale.

**Classe A:** la tensione di riposo  $V_{BEQ}$  e il segnale sono tali che la corrente di collettore (corrente di uscita) scorre per tutto il periodo; L' angolo di circolazione  $\theta$  vale  $360^\circ$ . Il componente lavora nella zona attiva delle sue caratteristiche.

**Classe B:** la  $V_{BEQ}$  coincide con la tensione di soglia ( $V_\gamma$ ) del componente attivo, sicche'  $i_b$  e di conseguenza anche  $i_c$  scorrono solo per mezzo periodo. Si ha quindi  $\theta = 180^\circ$ .

**Classe AB:** e' la situazione intermedia fra le classi A e B, per cui l' angolo di circolazione risulta  $180^\circ < \theta < 360^\circ$ .

**Classe C:** la tensione  $V_{BEQ}$  e' inferiore alla tensione di soglia ( $V_\gamma$ ) e l' angolo di circolazione  $\theta$  risulta inferiore a  $180^\circ$ .

Gli amplificatori per i piccoli segnali trattati lavorano in classe A. In questa classe possono lavorare naturalmente anche gli amplificatori per grandi segnali, anche se questa tecnica non e' la piu' diffusa.

In classe B il segnale subisce il taglio della semionda negativa, per cui la distorsione diviene intollerabile. Si ricorre pertanto a configurazioni circuitali in grado di ricostruire l' onda intera, come si vedra' piu' avanti.

In questa classe lavora la maggior parte degli amplificatori audio di potenza.

In classe C il segnale d' ingresso produce un impulso di corrente piu' o meno ampio e breve. Per ricostruire l' onda sinusoidale viene normalmente utilizzato come carico un circuito risonante, questo tipo di funzionamento e' tipico degli amplificatori di potenza a radiofrequenza.

## CONVERSIONE DI POTENZA

Pilotato dal segnale d' ingresso, il punto di funzionamento compie ampie escursioni sulla retta di carico, fornendo in uscita elevati segnali di corrente e di tensione. Naturalmente la potenza  $P_L$  associata al segnale di uscita, o potenza utile, viene fornita dall' alimentazione; l'amplificatore in realta' provvede a controllare il trasferimento di questa potenza al carico.

Si definisce *rendimento di conversione* il rapporto fra la potenza utile  $P_L$  fornita al carico e la potenza  $P_{CC}$  erogata dall'alimentazione

$$\eta_c = \frac{P_L}{P_{CC}}$$

Questo parametro fornisce una misura della capacita' dell' amplificatore di *convertire* la potenza dell' alimentazione in potenza alternata sul carico.

Torna utile inoltre definire la figura ( o fattore ) di merito  $F$ , intesa come rapporto fra la massima potenza  $P_D$  dissipata (max) dall' elemento attivo dell' amplificatore ( BJT o MOS ) e la massima potenza utile (max)

$$F = \frac{P_D}{P_L}$$

## AMPLIFICATORI DI POTENZA IN CLASSE A

In fig. 3 è illustrato lo schema di principio di un amplificatore a BJT in classe A.

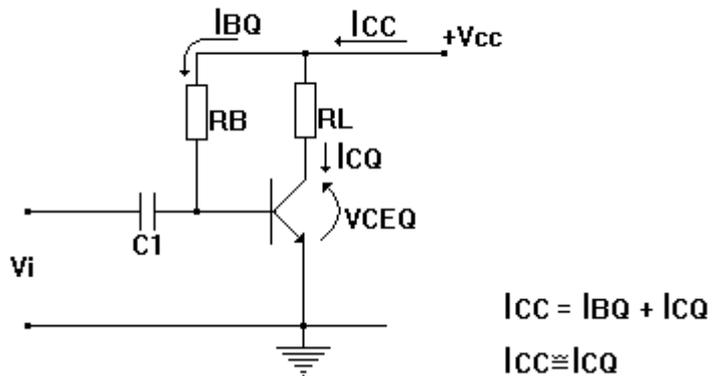


Fig. 3

In fig.4 le caratteristiche di uscita con la retta di carico.

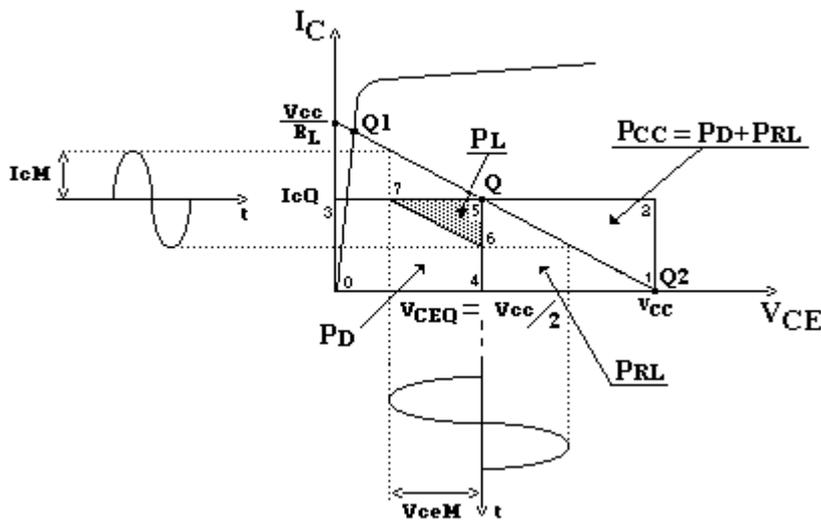


Fig. 4

Il carico  $RL$ , collegato direttamente al collettore, è percorso dalla corrente di riposo  $IcQ$  del transistor.

Il punto di funzionamento a riposo  $Q$  è posto circa a metà del segmento determinato sulla retta di carico dall'intersezione con gli assi ( $VceQ = Vcc/2$ ), in modo da consentire la massima escursione del segnale di uscita.

Nella semionda positiva del segnale di ingresso  $vi$ ,  $Q$  può spostarsi fino a  $Q1$ , cui corrisponde una  $Vce = Vce(sat)$ .

In prima approssimazione si può far coincidere la zona di saturazione con l'asse delle ordinate e quindi supporre  $Vce(sat)$  circa uguale a 0.

Nella semionda negativa  $Q$  può arrivare praticamente in zona di interdizione nel punto  $Q2$ .

A riposo, cioè in assenza del segnale  $vi$ , l'alimentazione eroga una corrente sostanzialmente coincidente con  $IcQ$  (trascurando la  $IBQ$ ), per cui la potenza  $Pcc$  fornita vale:

$P_{cc} = V_{cc} \cdot I_{cQ}$	$\implies$	area del rettangolo 0123
--------------------------------	------------	--------------------------

La potenza  $P_d$  dissipata dal transistor vale :

$P_D = V_{ceQ} \cdot I_{cQ}$	$\implies$	area del rettangolo 0453
------------------------------	------------	--------------------------

La differenza fra le due potenze rappresenta la potenza dissipata in continua sul carico .

$P_{RL} = P_{cc} - P_D = I_{cQ} ( V_{cc} - V_{ceQ} ) = R_L I_{cQ}^2 \implies$	area del rettangolo 4125
---	--------------------------

Evidentemente a questa potenza non è associata nessuna informazione relativa al segnale e pertanto è una potenza non utile.

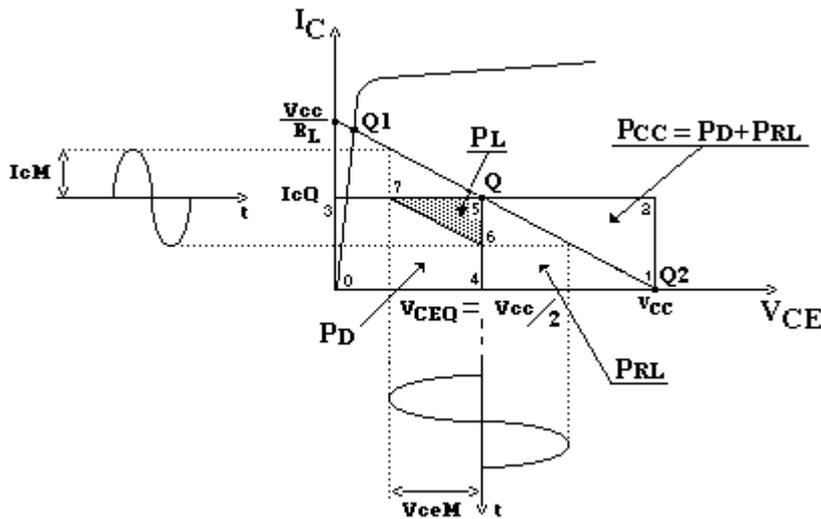


Fig.4

Allorchè viene fornito il segnale sinusoidale  $v_i$  , il punto Q si sposta generando forme d'onda sinusoidali di corrente e di tensione (fig.4) , di ampiezza  $I_{cM}$  e  $V_{ceM}$  , che si sovrappongono a  $I_{cQ}$  e  $V_{ceQ}$ .

Poichè la corrente complessiva  $I_c$  è data dalla componente continua  $I_{cQ}$  più la componente sinusoidale  $i_c$  il valore medio della potenza erogata dall'alimentazione non cambia rispetto a prima .

Infatti , tenendo presente che il valor medio di una sinusoide è nullo , si ha:

$P_{cc} = V_{cc} \cdot I_{cQ}$	$\implies$	area del rettangolo 0123
--------------------------------	------------	--------------------------

Viceversa sul carico viene ora dissipata , oltre alla potenza associata alla componente continua , pari evidentemente a quella dissipata a riposo , una potenza PL (Potenza efficace) associata al segnale sinusoidale e quindi utile , pari a:

$$P_L = \frac{V_{ceM}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cM}}{\sqrt{2}} \implies P_L = \frac{V_{ceM} I_{cM}}{2} \implies \text{area del rettangolo 657 di cateti } V_{ceM} \text{ e } I_{cM}$$

Per mantenere l'equilibrio energetico , il transistor dissiperà ora una potenza inferiore a quella di riposo esattamente della quantità PL fornita dal carico.

Alla stessa conclusione si può giungere osservando che il transistor è interessato , oltre che dalla componente continua , da componenti sinusoidali di corrente e di tensione in opposizione di fase fra di loro , che quindi forniscono un contributo negativo al totale della potenza dissipata.

### Rendimento di conversione :

Se si considerano ideali le caratteristiche del BJT e si trascura la zona di saturazione , dalla fig. 4 si vede che l'escursione massima possibile del segnale è

$$V_{ceM} = V_{ceQ} = V_{cc}/2 \qquad \text{e} \qquad I_{cM} = I_{cQ}$$

In fig.5 sono indicate graficamente le potenze riguardanti questo caso di massima escursione del segnale e quindi di massima potenza utile.

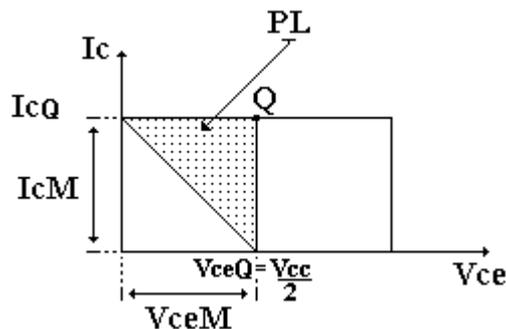


Fig. 5

Il rendimento di conversione, che aumenta all' aumentare di PL , raggiunge il suo valore massimo nel caso di massima potenza utile ; pertanto si ha:

$$\eta_c = \frac{P_L}{P_{cc}} = \frac{\frac{V_{ceM} I_{cM}}{2}}{V_{cc} I_{cQ}} = \frac{\frac{1}{2} \frac{V_{cc}}{2} I_{cQ}}{V_{cc} I_{cQ}} = \frac{1}{4} = 0,25 \implies 25\%$$

La potenza utile , nella migliore delle ipotesi , è quindi solo il 25% della potenza erogata dall'alimentazione.

**Figura di merito:**

Tenendo presente che la massima dissipazione di potenza nel BJT avviene in continua si ricava :

$$F = \frac{PD_{max}}{PL_{max}} = \frac{V_{CEQ} I_{cQ}}{\frac{V_{CEQ} I_{eQ}}{2}} = 2$$

Dovendo ad esempio fornire ad un altoparlante la potenza massima di 1W , occorre scegliere un BJT in grado di dissipare almeno 2W.

**Carico non percorso dalla corrente di riposo (Uscita su trasformatore):**

Per migliorare il rendimento di conversione occorre eliminare la potenza non utile dissipata sul carico e quindi impedire il passaggio attraverso il carico della componente continua di corrente.

Così facendo , nel caso piuttosto frequente di carico costituito da un dispositivo elettromagnetico , si evita anche il rischio di saturazione del nucleo del dispositivo da parte della corrente di riposo , con possibili fenomeni di distorsione.

Uno schema utilizzato è quello di fig. 6 , in cui l'accoppiamento del BJT al carico avviene attraverso un trasformatore di uscita .

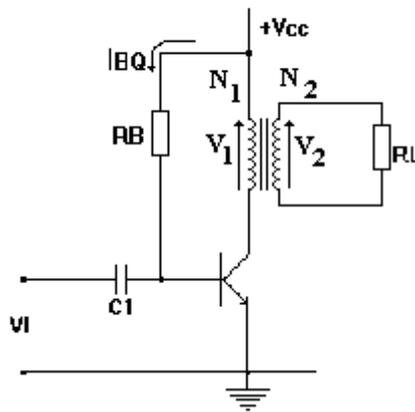


Fig 6

A riposo il carico del BJT è costituito unicamente dal primario del trasformatore , per cui , trascurando la resistenza dell'avvolgimento , la retta di carico statica è verticale e passa per Vcc , come illustrato in fig. 7 Pertanto si ha  $V_{ceQ} = V_{cc}$ .

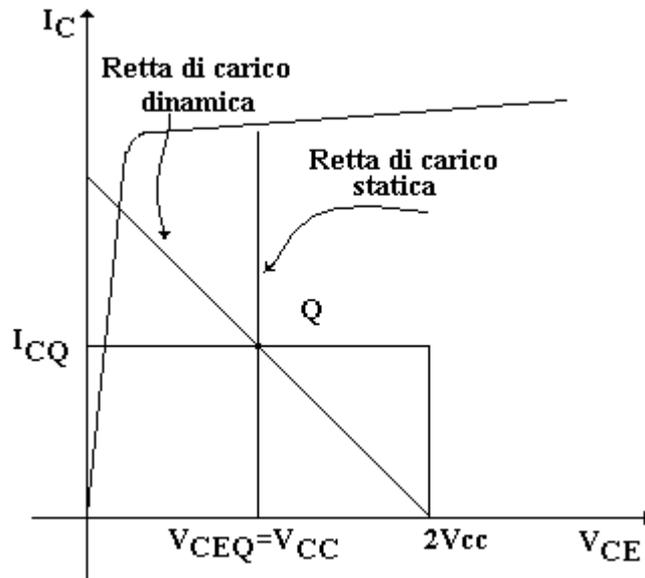
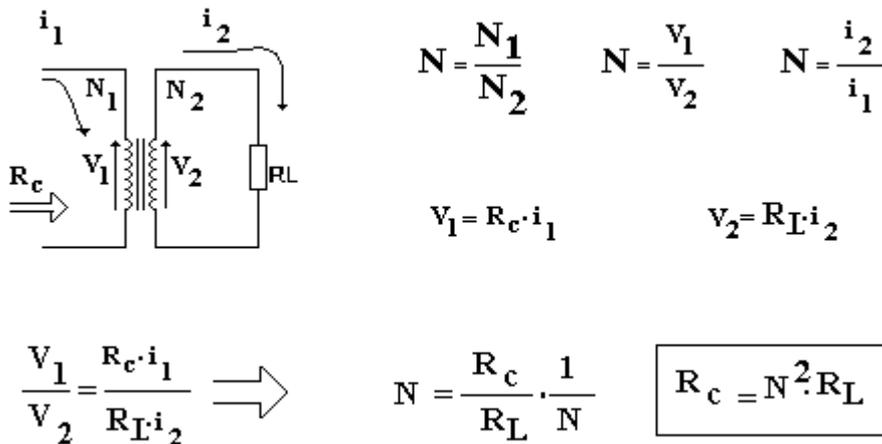


Fig. 7

Dinamicamente invece la resistenza di carico  $R_c$  è quella vista dal primario del trasformatore, avente un rapporto spire  $N = N_1/N_2$ , e vale quindi  $R_c = N^2 R_L$ .



Per consentire la massima escursione del segnale la retta di carico dinamica deve intersecare l'asse delle ascisse nel punto  $V_{ce} = 2V_{cc}$

L'uscita su trasformatore viene spesso utilizzata, soprattutto negli amplificatori di potenza per frequenze audio ( $f < 20$  KHz), in quanto consente di adattare circuiti d'impedenza molto diversa allo scopo di consentire il massimo trasferimento di potenza tra di essi, in genere il carico  $R_L$  è costituito da un altoparlante d'impedenza 4-8  $\Omega$ , mentre la resistenza d'uscita dell'amplificatore è dell'ordine dei K $\Omega$ .

Amplificatori e dispositivi di potenza

**Rendimento di conversione :**

Per questa configurazione la potenza fornita dall'alimentazione vale ancora

$$P_{cc} = V_{cc} \cdot I_{cQ}$$

mentre in corrispondenza della massima escursione del segnale risulta

$$V_{ceM} = V_{ceQ} = V_{cc} \quad \text{e} \quad I_{cM} = I_{cQ}$$

In fig 8 sono rappresentate graficamente le potenze relative alla massima escursione del segnale .

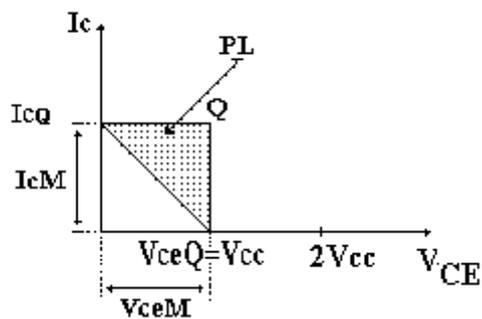


Fig.8

In questo caso il rendimento di conversione raggiunge il suo valore massimo che vale :

$$\eta_c = \frac{P_L}{P_{cc}} = \frac{\frac{V_{ceM} I_{cM}}{2}}{V_{cc} I_{cQ}} = \frac{\frac{1}{2} \cancel{V_{cc}} \cancel{I_{cQ}}}{\cancel{V_{cc}} \cancel{I_{cQ}}} = \frac{1}{2} = 0,5 \Rightarrow 50\%$$

Il massimo rendimento ottenibile è quindi raddoppiato rispetto al caso precedente .

**Figura di merito :**

La figura di merito (F) dell' amplificatore in classe A con uscita su trasformatore rimane invariata:

$$F = \frac{PD_{max}}{PL_{max}} = \frac{\cancel{V_{ceQ}} \cancel{I_{cQ}}}{\frac{\cancel{V_{ceQ}} \cancel{I_{cQ}}}{2}} = 2$$

## Conclusioni :

Gli amplificatori in classe A , se da un lato presentano il vantaggio di una distorsione limitata , dall'altro forniscono in entrambe le configurazioni esaminate un rendimento di conversione piuttosto basso.

I valori visti in precedenza sono inoltre puramente teorici .

Non si è tenuto conto ad esempio della zona di saturazione (ampia circa 1V ) , che limita l'escursione del segnale e quindi la potenza utile , nè delle perdite dovute alla RE , al trasformatore , alla rete di polarizzazione,ecc.

In pratica il rendimento scende rispettivamente al di sotto del 20% e 40%.

## AMPLIFICATORE IN CLASSE B IN CONTROFASE (Push - Pull) :

La configurazione Push-Pull in classe B di gran lunga più usata è quella a simmetria complementare , il cui schema di principio è illustrato in fig. 9 .

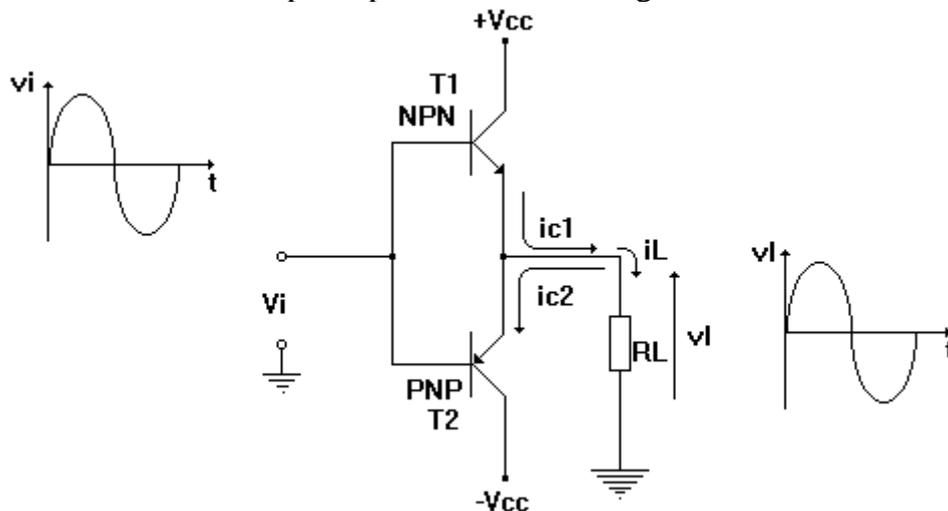


Fig.9

Poichè in classe B il componente attivo conduce per soli 180° , l'onda intera viene ricostruita in uscita impiegando una coppia di transistori complementari , alternativamente in conduzione ciascuno in un semiperiodo.

Si suppongano per semplicità i due BJT ideali , perfettamente complementari e con tensione di soglia trascurabile.

A riposo ,essendo nulla la tensione sulle basi , i due BJT sono entrambi interdetti .

Il punto di funzionamento Q viene a trovarsi allora sull'asse delle ascisse , con  $V_{ceQ} = V_{cc}$  ,come è indicato in fig 10 per T1 .

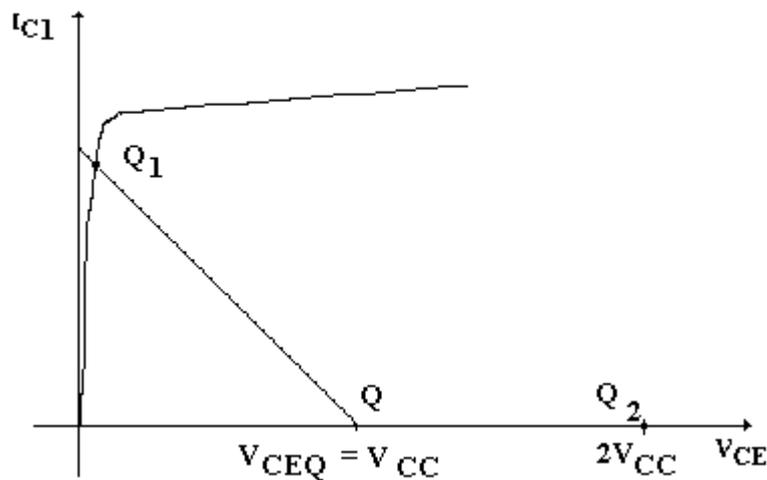


Fig.10

Nella semionda positiva del segnale di ingresso  $v_i$  T1 conduce e T2 è interdetto, sicchè lo stadio assume la configurazione tipica dell'inseguitore di emettitore ; la tensione sul carico VL viene così a riprodurre  $V_i$ .

Nella semionda negativa i due BJT si scambiano i ruoli ma la configurazione non cambia. L'uscita VL in definitiva risulta teoricamente identica all'ingresso  $v_i$ .

In fig. 11 sono illustrati gli andamenti delle correnti di collettore dei due BJT e quello della corrente nel carico  $i_L$ , costituita nel primo semiperiodo da  $i_{c1}$  e nel secondo da  $i_{c2}$ .

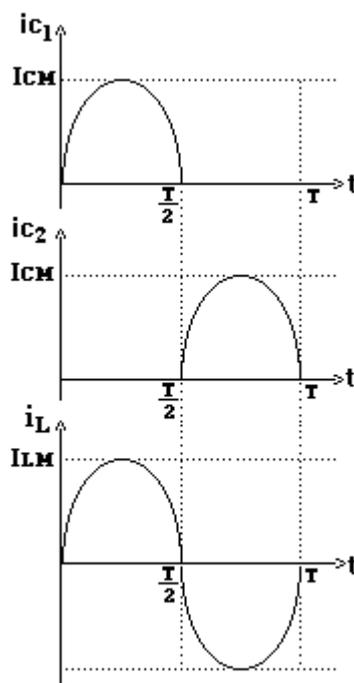


Fig.11

Il punto di funzionamento , quando T1 conduce , si sposta sulla retta di carico e può arrivare al massimo in  $Q_1$  , con una escursione della tensione pari a  $V_{CC}$  , se si trascura la tensione  $V_{ce}$  ( sat ) .

Viceversa quando T2 conduce e quindi T1 è interdetto , Q si sposta sull'asse delle ascisse .

La tensione  $V_{ce1}$  può arrivare al massimo , quando T2 è in saturazione e quindi  $V_L = -V_{CC}$  , al valore

## Amplificatori e dispositivi di potenza

$$V_{ce1} = V_{cc} - ( - V_{cc} ) = 2 V_{cc}$$

sempre trascurando  $V_{ce}(\text{sat})$ .

A sua volta il segnale d'uscita  $V_L$  presenta un'escursione massima da circa  $V_{cc}$ , quando T1 è in saturazione, a circa  $-V_{cc}$ , quando T2 è in saturazione.

Amplificatori e dispositivi di potenza

**Bilancio energetico:**

**Potenza media erogata dall' alimentazione (Pcc):**

La potenza media erogata dall'alimentazione duale vale :

$$P_{cc} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_{cc} \cdot i_{c1} dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T V_{cc} \cdot i_{c2} dt$$

$$i_{c1} = I_{cM} \sin \omega t \quad \omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$i_{c2} = I_{cM} \sin \omega t$$

$$P_{cc} = \frac{V_{cc}}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_{cM} \sin \omega t dt + \frac{V_{cc}}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T I_{cM} \sin \omega t dt$$

$$P_{cc} = \frac{V_{cc} \cdot I_{cM}}{T} \left| -\frac{T}{2\pi} \cos \frac{2\pi}{T} t \right|_0^{\frac{T}{2}} + \frac{V_{cc} \cdot I_{cM}}{T} \left| -\frac{T}{2\pi} \cos \frac{2\pi}{T} t \right|_{\frac{T}{2}}^T$$

$$P_{cc} = \frac{V_{cc} \cdot I_{cM} \cdot T}{2\pi \cdot T} | +1 + 1 | + \frac{V_{cc} \cdot I_{cM} \cdot T}{2\pi \cdot T} | -1 - 1 |$$

$$P_{cc} = \frac{4V_{cc} \cdot I_{cM} \cdot T}{2\pi \cdot T} \Rightarrow \boxed{I_{cM} = I_{LM}} \Rightarrow \boxed{P_{cc} = \frac{V_{cc} \cdot I_{LM}}{\pi}}$$

dove  $I_{LM} = I_{cM}$  rappresenta l'ampiezza della corrente  $i_L$ .  
 Come si vede,  $P_{cc}$  cresce linearmente con il segnale sul carico

**Potenza utile efficace sul carico (PL):**

La potenza utile efficace sul carico è espressa della relazione:

$$\boxed{P_L = v_{Leff} * i_{Leff}}$$

$$P_L = \frac{V_{LM}}{\sqrt{2}} * \frac{I_{LM}}{\sqrt{2}}$$

$$\boxed{P_L = \frac{V_{LM} * I_{LM}}{2}} \quad \longrightarrow \quad V_{LM} = R_L * I_{LM} \implies I_{LM} = \frac{V_{LM}}{R_L}$$

$$\boxed{P_L = \frac{R_L * I_{LM}^2}{2}} \quad \longleftarrow \quad \downarrow$$

$$\boxed{P_L = \frac{V_{LM}^2}{2R_L}}$$

La potenza utile sul carico  $R_L$  è massima in corrispondenza della massima ampiezza, cioè quando:

Amplificatori e dispositivi di potenza

$$V_{LM} = V_{CC}$$

**Potenza dissipata sui due BJT (PD):**

PD = Potenza dissipata sui due BJT

$$P_D = P_{CC} - P_L = \frac{2V_{CC} \cdot I_{LM}}{\pi} - \frac{V_{LM} \cdot I_{LM}}{2}$$

$$I_{LM} = \frac{V_{LM}}{R_L}$$

$$P_D = \frac{2V_{CC} \cdot V_{LM}}{\pi R_L} - \frac{V_{LM}^2}{2R_L}$$

La potenza dissipata dipende dall' ampiezza  $V_{LM}$  del segnale

**Potenza massima dissipata sui due BJT (PD<sub>max</sub>):**

Derivando l' espressione della potenza PD rispetto a  $V_{LM}$  ed uguagliando a 0 si ricava il valore di  $V_{LM}$  che produce la massima dissipazione

$$P_D = \frac{2 V_{CC} \cdot V_{LM}}{\pi R_L} - \frac{V_{LM}^2}{2 R_L}$$

$$\frac{dP_D}{dR_L} = \frac{2 V_{CC}}{\pi R_L} - \frac{2 V_{LM}}{2 R_L} = 0$$

$$\frac{\cancel{2} V_{CC}}{\pi \cancel{R_L}} = \frac{\cancel{2} V_{LM}}{2 \cancel{R_L}} \Rightarrow \boxed{V_{LM} = \frac{2 V_{CC}}{\pi}}$$



$$\boxed{V_{LM} = 0,63 V_{CC}}$$

La massima dissipazione non avviene in corrispondenza della massima ampiezza di  $v_L$ , ma per  $V_{LM}$  pari circa 63% del suo valore massimo teorico ( $0,63 V_{CC}$ ).

Amplificatori e dispositivi di potenza

sostituendo l' espressione di  $V_{LM}$  in PD si ottiene l' espressione della potenza massima dissipata sui due BJT.

$$PD_{\max} = \frac{2 V_{cc} \cdot 2 V_{cc}}{\pi \pi RL} - \frac{\left(\frac{2 V_{cc}}{\pi}\right)^2}{2 RL}$$

$$PD_{\max} = \frac{4 V_{cc}^2}{\pi^2 RL} - \frac{2 \cdot 4 V_{cc}^2}{2 \pi^2 RL}$$

$$\boxed{PD_{\max} = \frac{2 V_{cc}^2}{\pi^2 RL}} \Rightarrow \boxed{PD_{\max} = 0,2 \frac{V_{cc}^2}{RL}}$$

$$\boxed{PD_{1\max} = 0,1 \frac{V_{cc}^2}{RL}}$$

Potenza dissipata sul BJT T1

$$\boxed{PD_{2\max} = 0,1 \frac{V_{cc}^2}{RL}}$$

Potenza dissipata sul BJT T2

**Rendimento di conversione  $\eta_c$ :**

$$\eta_c = \frac{P_L}{P_{cc}} = \frac{\frac{V_{LM} * I_{LM}}{2}}{\frac{2 V_{cc} * I_{LM}}{\pi}} \quad V_{cc} = V_{LM}$$

$$\eta_c = \frac{V_{cc} * I_{LM}}{2} * \frac{\pi}{2 V_{cc} * I_{LM}} = \frac{\pi}{4} = 0,785$$

$$\boxed{\eta_c = 78,5\%}$$

**Figura di merito F:**

Considerando i valori massimi di PL e PD, la figura di merito riferita ad un solo BJT vale:

$$F = \frac{P_{D\ max}}{P_{L\ max}} = \frac{\frac{0,1 V_{CC}^2}{R_L}}{\frac{V_{CC}^2}{2R_L}} = \frac{0,1 V_{CC}^2}{R_L} * \frac{2R_L}{V_{CC}^2} = 0,2$$

$F = 0,2$

Se si vuole ad esempio fornire ad un altoparlante la potenza di 1W , occorre scegliere transistori in grado di dissipare almeno 0,2W; appare evidente il miglioramento rispetto alla classe A.

**Alimentazione singola**

Lo schema di fig. 12 in cui in serie al carico è stato inserito il condensatore C di elevato valore ( dalle centinaia a qualche migliaio di micro Farad ), consente l'impiego di una alimentazione singola .

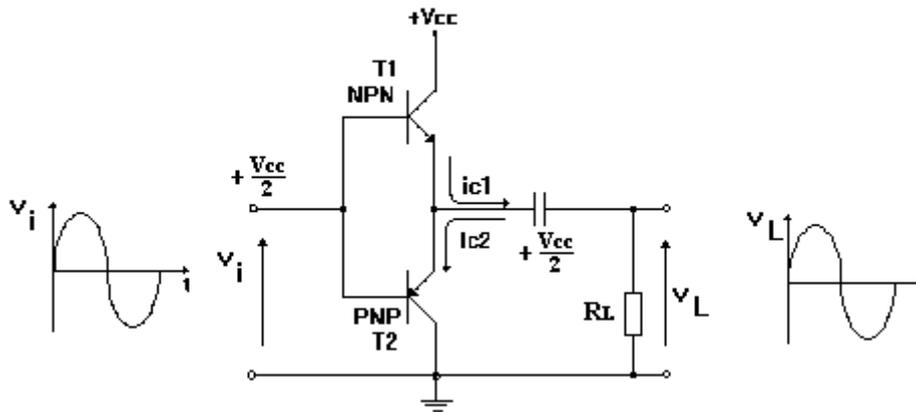


Fig. 12

A riposo l'ingresso dello stadio viene mantenuto a  $V_{cc}/2$ , sicchè anche gli emettitori dei 2 BJT, supposti perfettamente complementari, si portano a questo potenziale.

Il condensatore durante il transitorio iniziale si carica a  $V_{cc}/2$  e a causa del suo elevato valore, anche in presenza del segnale  $V_i$  mantiene sostanzialmente invariata la tensione ai suoi capi.

Nella semionda negativa di  $v_i$  entra in conduzione T2 ed  $R_L$  viene alimentato dalla corrente  $i_{c2}$  erogata dal condensatore.

Nella semionda positiva entra in conduzione T1 ed  $i_{c1}$ , oltre ad alimentare il carico, provvede a ripristinare la quantità di carico persa da C nella semionda precedente.

In regime dinamico C può essere considerato un corto circuito e la configurazione dello stadio è ancora quella ad inseguitore di emettitore vista precedentemente.

In questo caso però la massima ampiezza di  $v_L$ , supponendo i transistori ideali e quindi  $V_{CE(sat)}=0$ , coincide con  $V_{cc}/2$ .

Pertanto la potenza utile massima vale:

$$PL (MAX) = \frac{\left(\frac{V_{CC}}{2}\right)^2}{2RL}$$

### Distorsione di cross-over

La tensione di soglia  $V_\gamma$  non nulla dei BJT finali produce nel segnale di uscita la cosiddetta *distorsione incrociata* o di *cross-over*.

Infatti come mostra la fig.13

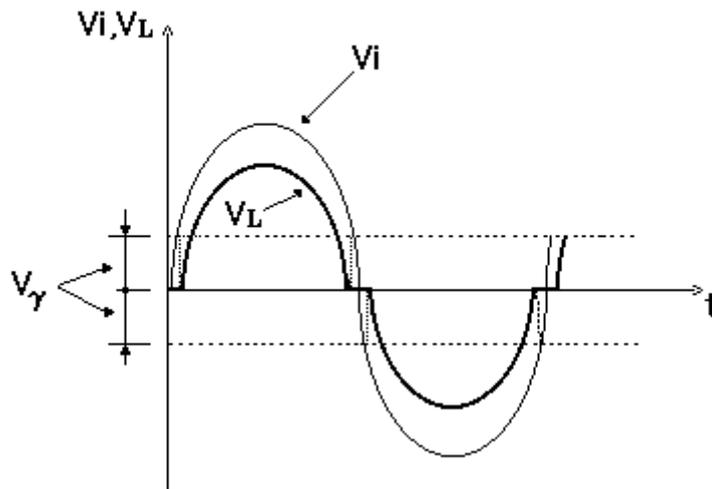


Fig.13

relativamente allo schema di principio di fig.12, finchè  $v_i$  non raggiunge la soglia  $V_\gamma$  non si ha circolazione di corrente ne carico e  $v_L$  è nulla.

$$v_i < v_\gamma \implies v_L = 0$$

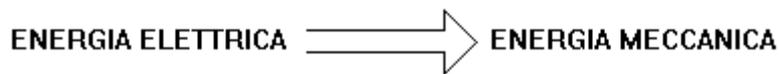
Per eliminare questa distorsione occorre polarizzare i due BJT con una tensione  $V_{BE}$  pari a  $V_\gamma$ , o meglio un pò maggiore in modo da portarli in leggera conduzione in una zona già sufficientemente lineare della caratteristica d' ingresso.

Ciò giustifica il fatto che spesso questi amplificatori vengono classificati come operanti in classe AB.

## CONTROLLO DEGLI ATTUATORI

Con l'espandersi delle tecniche di controllo digitali ed il diffondersi degli elaboratori come controlli di processo, si sta assistendo ad una rapida evoluzione dell' elettronica di potenza dedicata agli attuatori di piccola e media potenza.

Con il termine *attuatore* si intendono quei dispositivi in grado di convertire energia elettrica in energia meccanica



o piu' precisamente di trasformare un segnale elettrico in movimento, con particolare riferimento a:

- 1) *Solenoidi*
- 2) *Servo-motori*

I *solenoidi* o *elettromagneti*, attraverso l' attivazione di una bobina, provocano lo spostamento di un nucleo e, conseguentemente, delle parti meccaniche ad esso connesse.

Il loro impiego e' molto diffuso: vengono usati nelle elettrovalvole e nelle serrature elettriche, aprono e chiudono contatti elettrici, azionano i martelletti delle macchine da scrivere e delle stampanti, ecc.

I motori usati nei servosistemi sono normalmente:

- 1) *Motori in continua a magneti permanente e brushless*
- 2) *Motori passo-passo.*

Il loro campo di impiego e' vastissimo, dall' avanzamento dei carrelli nelle macchine utensili, al posizionamento della testina di scrittura nei plotter, dal trascinamento del nastro e della carta nelle stampanti alla movimentazione dei robot, ecc.

Gli amplificatori di potenza per il comando degli attuatori possono essere sia di tipo lineare che impulsivo.

Fra le tecniche di tipo impulsivo ha acquistato sempre piu' importanza quella basata sulla *modulazione a larghezza di impulsi (PWM: Pulse Width Modulation)*.

Nata originariamente per gli alimentatori a commutazione, questa tecnica si e' rivelata particolarmente adatta per il controllo dei motori e degli attuatori in genere.

Come conseguenza si e' assistito ad un notevole sviluppo della tecnologia dei transistori di potenza per commutazione, sia **BJT** che **MOS**, in grado attualmente di trattare elevate tensioni e forti correnti con tempi di commutazione notevolmente ridotti.

## **SOLENOIDE**

Tale attuatore produce, come segnale di uscita, una forza meccanica  $F$  che agisce come indicato in fig. 14.

fig. 14

La corrente elettrica che percorre il solenoide crea un intenso campo di induzione magnetica all' interno e nelle immediate vicinanze dell' avvolgimento stesso originando una forza  $F$  di natura elettromagnetica che tende ad attirare il nucleo di materiale ferromagnetico verso l' interno del solenoide.

Comunemente il nucleo ferromagnetico è mantenuto nell' area del solenoide mediante una molla di richiamo che, allungandosi durante lo spostamento del nucleo all' interno del solenoide, quando viene a mancare la forza  $F$ , riporta il nucleo stesso nella posizione iniziale.

Il dispositivo che deve essere posto in movimento dal solenoide può essere collegato al nucleo direttamente o mediante un meccanismo basato sull' azione di leve per rendere il movimento più veloce o più ampio.

Amplificatori e dispositivi di potenza

## **MOTORE A CORRENTE CONTINUA A MAGNETE PERMANENTE.**

### **Generalità**

In numerosi sistemi di controllo, la variabile controllata è:

- 1) La posizione angolare di un albero
- 2) La velocità di un albero
- 3) L'apertura di una valvola che regola il flusso di un liquido o di un gas

In tutti questi casi, l'elemento *attuatore* è un motore, che deve garantire la potenza necessaria per il controllo della grandezza regolata.

Il tipo di motore più adatto allo scopo dipende dalla particolare applicazione e dalle prestazioni che si richiedono e, nella scelta, occorre tener presenti alcuni fattori:

- 1) Il peso
- 2) L'ingombro
- 3) La coppia massima
- 4) Il momento d'inerzia
- 5) La possibilità di sopportare sovraccarichi
- 6) L'affidabilità intesa sia come continuità di esercizio, sia sicurezza nei riguardi delle persone e del resto dell'impianto
- 7) La facilità di controllo
- 8) Il costo, inteso sia come investimento iniziale, che come economia di esercizio

In genere i motori a corrente continua hanno:

- 1) Elevato rapporto potenza/Volume
- 2) Facilità di regolazione della velocità
- 3) Elevata coppia allo spunto

Queste caratteristiche fanno sì che il motore a corrente continua a magnete permanente sia il più usato nei servocontrolli.

### **Motore a corrente continua a magnete permanente**

Il motore si compone di:

- 1) Uno statore a magnete permanente, che crea il flusso magnetico di induzione
- 2) Un rotore che porta gli avvolgimenti (armatura)
- 3) Un commutatore meccanico, costituito da un collettore a segmenti fra di loro isolati
- 4) Una coppia di spazzole

Applicando alle spazzole la tensione di armatura  $V_a$  con la polarità indicata fig. 15

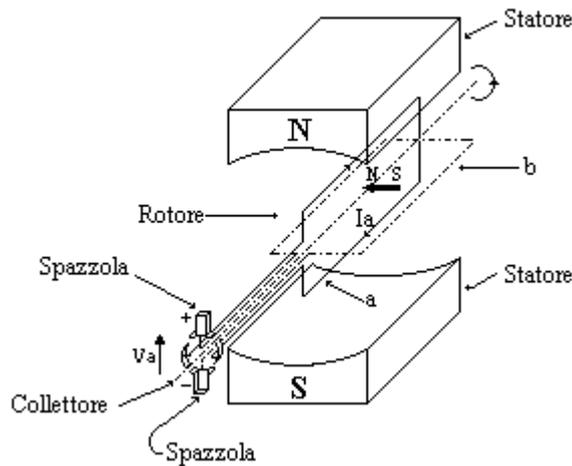


Fig. 15

viene fatta circolare nella spira **a** una corrente di armatura  $I_a$ .

Come è noto, un conduttore percorso da corrente e immerso in un campo magnetico è sede di una forza perpendicolare al conduttore stesso e alle linee di campo.

I due lati della spira disposti lungo l'asse sono quindi soggetti ad una coppia che tende a far ruotare la spira in verso antiorario.

La coppia, che è massima in corrispondenza della posizione illustrata nel disegno, tende a diminuire fino ad annullarsi dopo una rotazione della spira di  $90^\circ$ .

Il collettore però, dopo aver alimentato la spira **a** per una rotazione di  $90^\circ$ , commuta l'alimentazione ( $V_a$ ) alla spira **b**, che diviene a sua volta sede di una coppia avente lo stesso verso della precedente.

In definitiva ogni  $90^\circ$  di rotazione la corrente viene commutata da una spira all'altra sicché la coppia, pur non rimanendo costante, mantiene sempre lo stesso verso.

In pratica le spire o **fasi** sono in numero molto elevato, sicché la coppia risulta sostanzialmente costante e la rotazione del motore uniforme.

In generale un motore in continua può essere rappresentato con il modello di fig.16

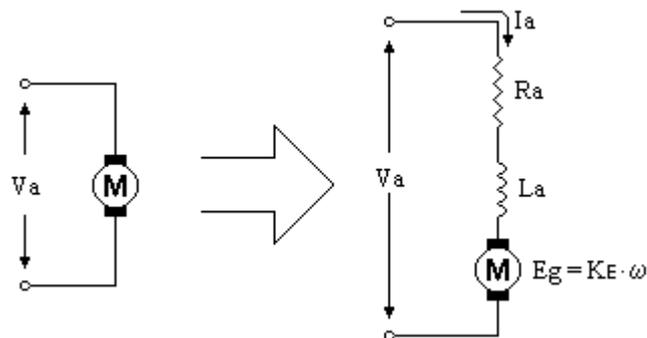


Fig. 16 Simbolo e modello

$V_a$  = Tensione di armatura

Amplificatori e dispositivi di potenza

$R_a$  = Resistenza dell'avvolgimento di armatura (qualche ohm)

$L_a$  = Induttanza dell'avvolgimento di armatura (qualche mH)

$E_g$  = f.c.e.m. che si oppone alla tensione di armatura quando il motore gira

Il funzionamento del motore è espresso dalle seguenti relazioni:

$$V_a = R_a I_a + L_a \frac{d i_a}{dt} + e_g$$

Con  $e_g$  si indica la forza contro-elettromotrice che si oppone alla tensione di armatura quando il motore gira.  $e_g$  è proporzionale alla velocità angolare  $\omega$  secondo la costante  $K_e$ , detta costante di tensione del motore.

L'unità di misura di  $K_e$  può essere espressa in due modi:

$$[K_e] = \frac{V}{\text{Rad} \cdot \text{S}^{-1}} \longrightarrow [\text{SI}]$$

$$[K_e] = \frac{V}{\text{RPM}} \longrightarrow [\text{TECNICO}]$$

RPM = rotazioni per minuto.

A regime, con motore in rotazione e senza carico, si hanno i seguenti parametri:

1- la caduta ai capi di  $L_a$  è uguale a 0;

$$L_a \frac{d i_a}{dt} = 0 \longrightarrow V_a = \text{tensione continua}$$

2- la caduta ai capi di  $R_a$  è piccola;

$$R_a I_a = 0$$

3- la tensione  $E_g$  è uguale a  $V_a$ ;

$$E_g = V_a$$

All'avviamento ( $\omega=0$ ) quindi  $E_g = 0$ , la corrente di armatura  $I_a$  raggiunge valori molto elevati (anche 10 volte quelli di regime), questa corrente viene limitata da  $R_a$ . La coppia motrice  $C_m$  sviluppata dal motore dipende dalla corrente di armatura  $I_a$ :

$$C_m = K_T \cdot I_a$$

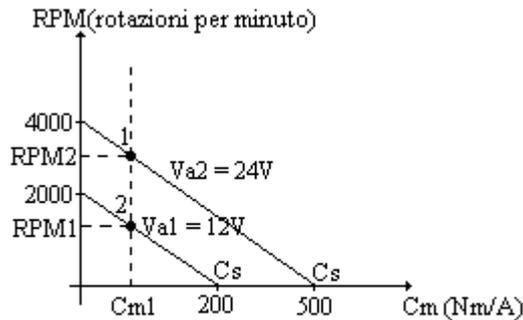
$K_T$  = costante di coppia e si misura [Nm/A].

Nel sistema internazionale SI le costanti  $K_T$  e  $K_e$  sono uguali, mentre nel sistema tecnico

$$K_T = 9,55 \quad K_e = 10^{-3}$$

## Amplificatori e dispositivi di potenza

Il diagramma di fig.17 chiarisce il legame fra le grandezze caratteristiche del motore.



**Fig.17 •Caratteristica coppia-velocità**

A parità di tensione di armatura  $V_a$  il numero di giri diminuisce linearmente con l'aumentare della coppia  $C_m$  prodotta dal motore. Il numero di giri (RPM) è massimo per coppia teoricamente nulla, mentre è nullo allo spunto, allorchè la coppia raggiunge il suo valore massimo ( $C_s$  = coppia di spunto).

A parità di coppia la velocità aumenta all'aumentare della tensione  $V_a$ .

$$\text{Punto 1} \longrightarrow C_m = C_{m1} \longrightarrow \text{RPM} = \text{RPM1}$$

$$\text{Punto 2} \longrightarrow C_m = C_{m2} \longrightarrow \text{RPM} = \text{RPM2}$$

$$V_{a2} > V_{a1} \longrightarrow \text{RPM2} > \text{RPM1} \quad (\text{Coppia} = \text{costante} = C_{m1})$$

Dalle espressioni di  $V_a$ ,  $e_g$  e  $C_m$  si ricava l'espressione finale della coppia  $C_m$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a = R_a I_a + L_a \frac{d i_a}{dt} + e_g \\ e_g = K_E \omega \\ C_m = K_T i_a \end{array} \right.$$

In regime stazionario:

$$L_a \frac{d i_a}{dt} = 0$$

Dall'espressione di  $V_a$  si ricava  $i_a$ :

$$i_a = \frac{V_a - e_g}{R_a}$$

Amplificatori e dispositivi di potenza

Si sostituisce questa espressione in  $C_m$ :

$$C_m = K_T \left( \frac{V_a - e_g}{R_a} \right)$$

$$C_m = \frac{K_T V_a}{R_a} - \frac{K_T e_g}{R_a}$$

$$C_m = \frac{K_T V_a}{R_a} - \frac{K_T K_E \omega}{R_a}$$

$$\frac{K_T V_a}{C_m} \rightarrow \text{Coppia di spunto}$$

$$\frac{K_T K_E}{R_a} = \frac{1}{R_m}$$

$R_m$  = costante di regolazione della velocità

Si ottiene l'espressione di coppia  $C_m$  in funzione della velocità di rotazione  $\omega$ :

$$C_m = C_s - \frac{\omega}{R_m}$$

La potenza fornita dall'alimentazione del motore, una parte è dissipata sulla resistenza degli avvolgimenti e la rimanente viene fornita come potenza meccanica resa all'albero.

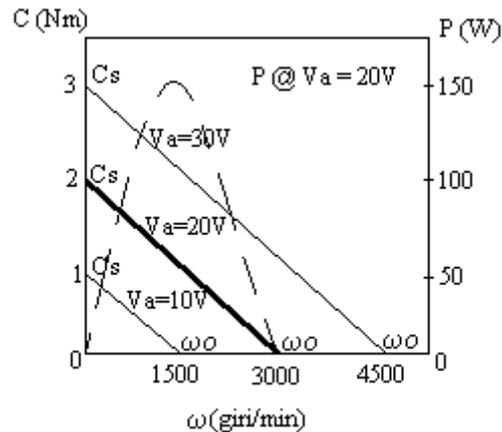
$$\begin{aligned} P_{cc} &= \text{potenza fornita dall'alimentazione.} \\ P_d &= \text{potenza dissipata sugli avvolgimenti.} \\ P_L &= \text{potenza meccanica sull'albero.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{cc} &= P_d + P_L \\ P_d &= R_a I_a^2 \end{aligned}$$

$$P_L = \omega C_m \quad [SI] \quad K_T = K_E$$

## Amplificatori e dispositivi di potenza

In fig.18 sono illustrate le caratteristiche coppia-velocità per diversi valori della tensione di armature  $V_a$ . Con  $\omega_0$  è indicata la massima velocità teorica, quella cioè con motore senza carico.



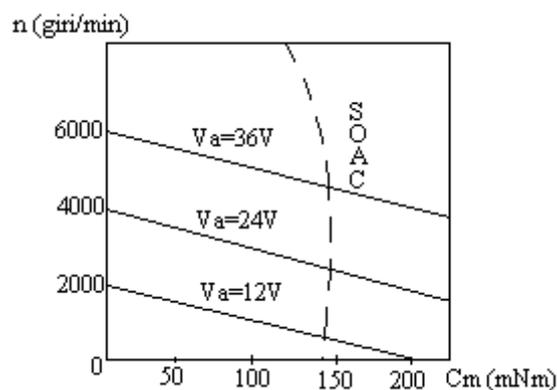
**Fig.18** •Caratteristica coppia-velocità

La curva della potenza è una parabola, per il caso  $V_a = 20V$ ;  $\omega_0 = 3000$ (giri/min),  $C_s = 2$  (Nm), il punto massimo si trova in corrispondenza di  $\omega_0/2 = 1500$ (giri/min).

Nel sistema internazionale:

$$P_{lmax} = \frac{\omega_0 C_s}{4}$$

Una parte di  $P_l$  viene persa per attrito nei cuscinetti, in definitiva la potenza meccanica resa al carico risulta inferiore a  $P_l$ . La potenza  $P_d$  provoca, un riscaldamento, che deve essere contenuto in limiti tollerabili. Nel diagramma di fig.19 è indicata un'area operativa di sicurezza per funzionamento continuato del motore (SOAC = Safe Operating Area Continuos).



**Fig.19**

All'interno dell'area delimitata dalla linea SOAC la potenza dissipata non raggiunge valori pericolosi per l'integrità della macchina.

Il motore in continua è ancora caratterizzato da due parametri particolarmente importanti  $\tau_e$  e  $\tau_m$ .

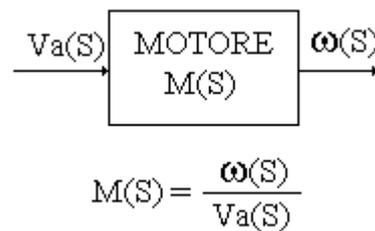
$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} \quad \longrightarrow \text{Costante di tempo elettrica}$$

$$\tau_m = \frac{R_a J}{K E K T} \quad \longrightarrow \text{Costante meccanica}$$

$J$  = momento d'inerzia complessivo del motore collegato al carico.

Normalmente  $\tau_m \gg \tau_e$ .

Per applicazioni nei servocontrolli è indispensabile conoscere la funzione di trasferimento del motore intesa come rapporto fra la velocità  $\omega(S)$  e la tensione di armatura  $V_a(S)$ , espressa in termini di trasformata di Laplace.



La funzione di trasferimento del motore presenta due poli distinti, in valore assoluto sostanzialmente coincidenti con l'inverso delle costanti di tempo.

$$P_1 = \frac{1}{\tau_e} \quad P_2 = \frac{1}{\tau_m}$$

La frequenza di taglio del sistema viene pertanto ad essere determinata dal polo corrispondente alla costante meccanica del motore, essendo  $\tau_m \gg \tau_e$ .

## CIRCUITI DI CONTROLLO.

### 1) Controllo ON-OFF

Lo schema di fig.20 illustra il metodo più semplice per comandare un motore.

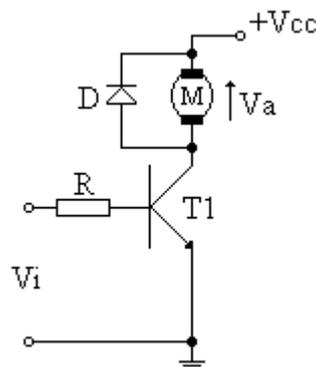


Fig.20

Il transistor T1 viene fatto lavorare come interruttore.

Il diodo D evita pericolose sovratensioni ai capi del transistor, provocate nella commutazione ON-OFF della componente induttiva  $L_a$  del motore.

## 2) Controllo della velocità senza reazione

Lo schema di fig.21 illustra il metodo più semplice per controllare la velocità di un motore.

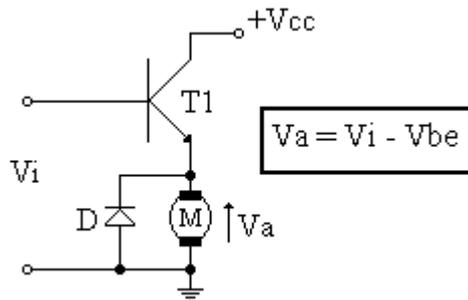


Fig.21

La tensione d'ingresso  $V_i$  viene trasferita, a meno della  $V_{be}$ , sull'armatura del motore controllandone la velocità, la variazione di  $V_i$  comporta una variazione di  $V_a$ , quindi una variazione della velocità rotazione.

$$\Delta V_i \Rightarrow \Delta V_a \Rightarrow \Delta \omega$$

L'ingresso  $V_i$  deve solo fornire la corrente di base, mentre la corrente di armatura  $I_a$  viene erogata attraverso il transistor dell'alimentazione  $V_{cc}$ . Per ridurre il valore della corrente di base, spesso al semplice transistor si sostituisce una configurazione *DARLINGTON*.(fig.22)

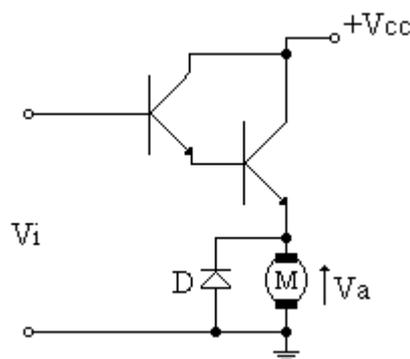


Fig.22

### 3) Controllo della velocità con anello di reazione.

In fig.23 è illustrato un esempio di controllo con amplificatore funzionante in regime lineare. Viene utilizzato un operazionale di potenza **L165**, in grado di erogare una corrente massima di 3A.

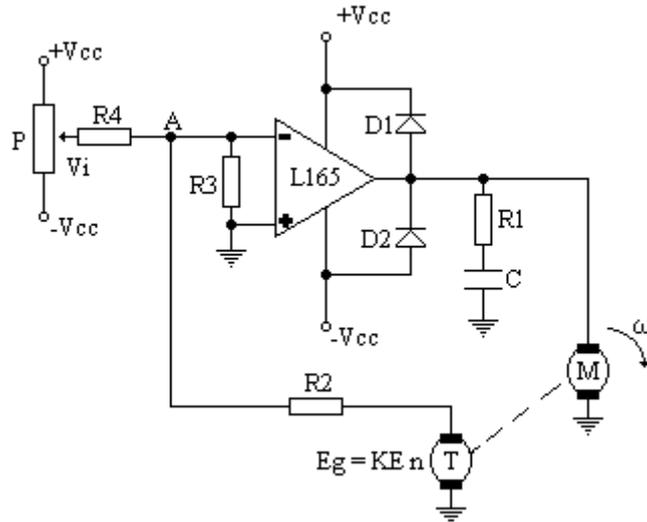


Fig.23

Il motore (M), ai cui morsetti è applicata la tensione fornita dall'amplificatore, rotando mette in moto un trasduttore tachimetrico (esempio dinamo tachimetrica), che a sua volta genera una tensione proporzionale al numero di giri secondo la costante KE.

$$E_g = K_E \cdot n$$

L'anello di reazione viene chiuso portando  $E_g$  in un nodo di confronto all'ingresso dell'amplificatore (nodo A).

Poichè l'ingresso invertente si trova a massa virtuale, vale la seguente relazione:

$$\frac{V_i}{R_4} = -\frac{E_g}{R_2}$$

Sostituendo l'espressione di  $E_g$  si ottiene:

$$\frac{V_i}{R_4} = -\frac{K_E \cdot n}{R_2}$$

Da cui si ricava il numero di giri:

$$n = -\frac{R_2}{R_4 \cdot K_E} \cdot V_i$$

La tensione  $V_i$  controlla la velocità e il verso di rotazione del motore. I sistemi di regolazione ad anello chiuso essendo sistemi reazionati negativamente, stabilizzano la velocità nei confronti delle variazioni del carico e delle fluttuazioni dell'alimentazione. I diodi D1 e D2 servono per proteggere l'uscita dell'amplificatore dalle sovratensioni provocate dalla componente induttiva del motore ( $L_a$ ).

Il gruppo R1 C, compensa la componente induttiva del carico, impedendo l'innescodi oscillazioni alle alte frequenze.

### 5) Controllo in PWM

Il controllo in funzionamento lineare presenta alcuni inconvenienti:

- 1- Gli amplificatori devono essere in grado di dissipare una notevole potenza.
- 2- Il rendimento, inteso come rapporto fra la potenza fornita al motore e la potenza erogata dell'alimentazione, scende a valori molto bassi quando il motore gira a bassa velocità.

Questi inconvenienti vengono superati con il funzionamento impulsivo o in commutazione (tecnica **PWM: Pulse Width Modulation**), la dissipazione di potenza si verifica solo nella fase in cui il componente è attivo, quindi tale potenza è inferiore rispetto al funzionamento lineare.

La tecnica di commutazione PWM consente inoltre un efficace controllo della velocità del motore.

Il motore viene alimentato con una tensione di armatura con andamento rettangolare o impulsivo. Questo segnale rispetta le seguenti condizioni:

- 1- Ampiezza massima costante  $V_a M = K$ ;
- 2- Periodo costante  $T = K$ ;
- 3- La frequenza  $f = 1/T$  della tensione di armatura  $V_a$  viene scelta da qualche KHz in su, fino ai 20KHz per evitare la generazione di disturbi della frequenza udibile.

- 4- Dute Cycle D variabile:  $D = \frac{t_{on}}{T}$

In fig.24 è rappresentata la tensione di armatura per Dute Cycle rispettivamente:

- 1-  $D = 50\%$
- 2-  $D = 75\%$
- 3-  $D = 25\%$

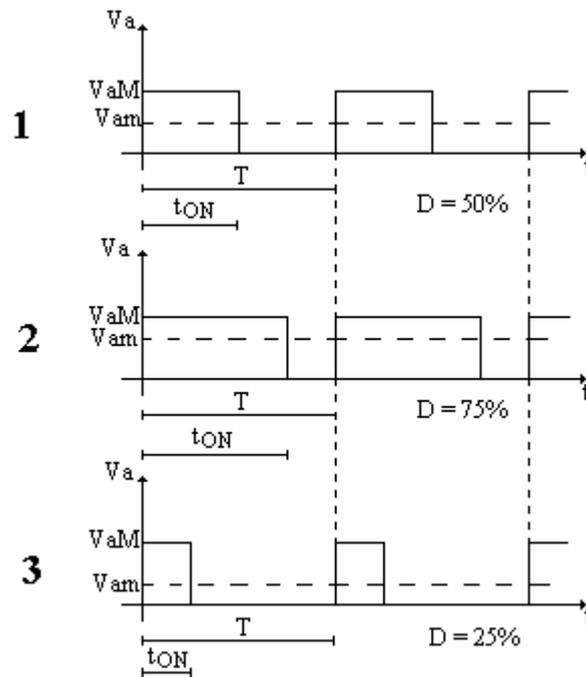


Fig.24

Tenendo presente che il polo dominante e quindi la frequenza di taglio della funzione di trasferimento del motore dipendono sostanzialmente dalla costante di tempo meccanica  $\tau_m$  ( $P_m = 1/\tau_m$ ) e che la frequenza  $f$  della tensione di armatura  $V_a$  è molto superiore alla frequenza di taglio, si comprende che soltanto la componente continua  $V_{am}$  (valore medio) produca effetto sul numero di giri ( $n$ ), mentre le armoniche vengono in pratica tagliate. Lo stesso discorso è ancora valido per la corrente di armonica  $I_a$ , la frequenza di taglio dipende dalla costante elettrica  $\tau_e$ . Il motore, sia per la velocità, sia per la coppia, sente sostanzialmente il valore medio  $V_{am}$  (componente continua), che a sua volta dipende dal Duty Cycle secondo la relazione:

$$V_{am} = D \cdot V_{aM}$$

Dimostrazione:

$$t_{ON} \cdot (V_{aM} - V_{am}) = (T - t_{ON}) \cdot V_{am}$$

$$t_{ON} V_{aM} - \cancel{t_{ON} V_{am}} = T V_{am} - \cancel{t_{ON} V_{am}}$$

$$t_{ON} V_{aM} = T V_{am}$$

$$V_{am} = \frac{t_{ON}}{T} V_{aM}$$

$$V_{am} = D \cdot V_{aM}$$

Pertanto, riferendosi alla figura dei diagrammi della tensione di armatura, è come se al motore venissero applicate tensioni pari a:

- 1-  $V_a = 0,5 V_{aM}$
- 2-  $V_a = 0,75 V_{aM}$
- 3-  $V_a = 0,25 V_{aM}$

In fig.25a è illustrato lo schema di principio di un controllo di velocità PWM con reazione, in fig.25b i relativi diagrammi temporali.

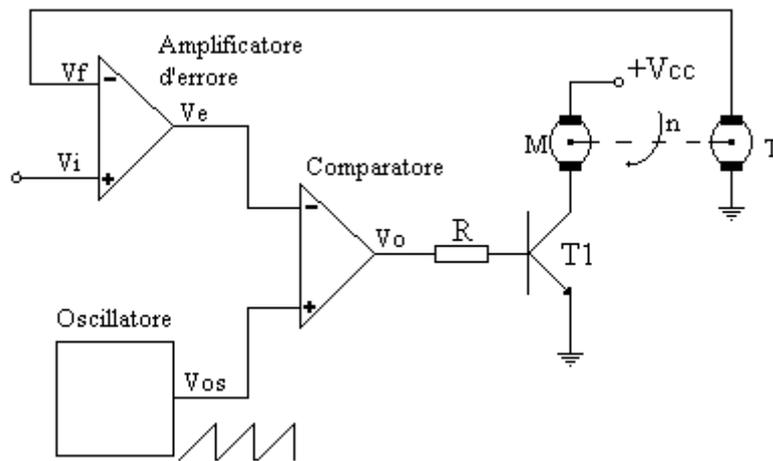


Fig.25a

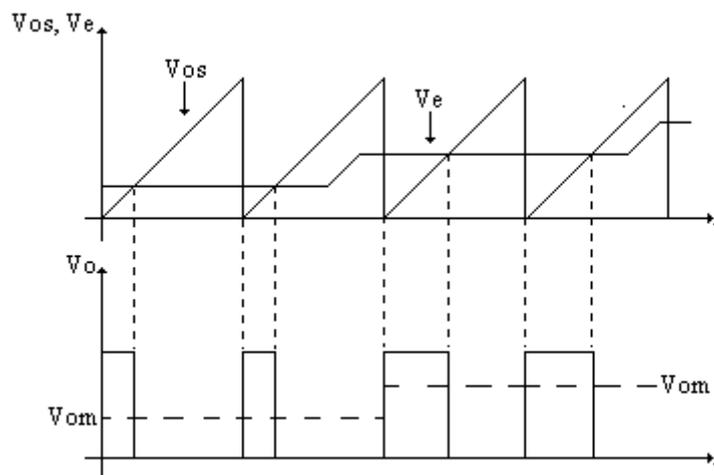


Fig.25b

La spiegazione del sistema viene illustrata tramite la seguente sequenza (esempio di aumento di carico sull'albero del motore).

$\uparrow \text{Carico} \rightarrow \downarrow n \rightarrow \downarrow V_f \rightarrow \uparrow V_e \rightarrow \uparrow \text{duty cycle} \rightarrow \uparrow V_{om} \rightarrow \uparrow n$

L'inverso succede se la velocità del motore tende ad aumentare (diminuizione di carico).  
 In fig.26 è illustrato lo schema di controllo di velocità PWM senza reazione con il timer 555.

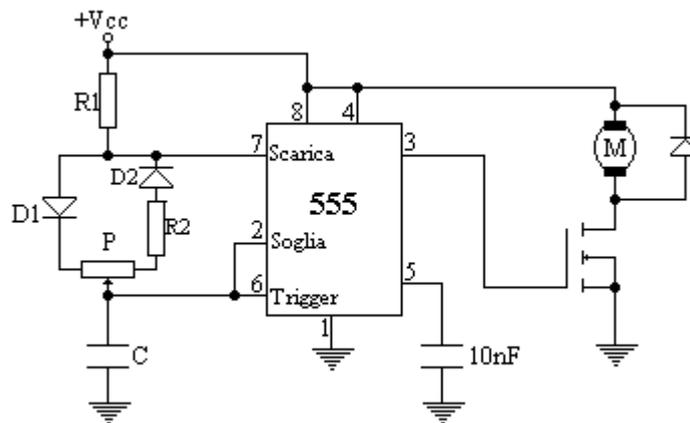


Fig.26

## MOTORE BRUSHLESS

Il principio di funzionamento del motore *brushless* (o motore *senza spazzole*) è analogo a quello de motore c.c.

La parte più soggetta ad usura del motore c.c., il commutatore meccanico a collettore, viene però sostituita nel brushless da un più affidabile commutatore elettrico.

La struttura del motore schematicamente illustrata in fig.27, comprende essenzialmente:

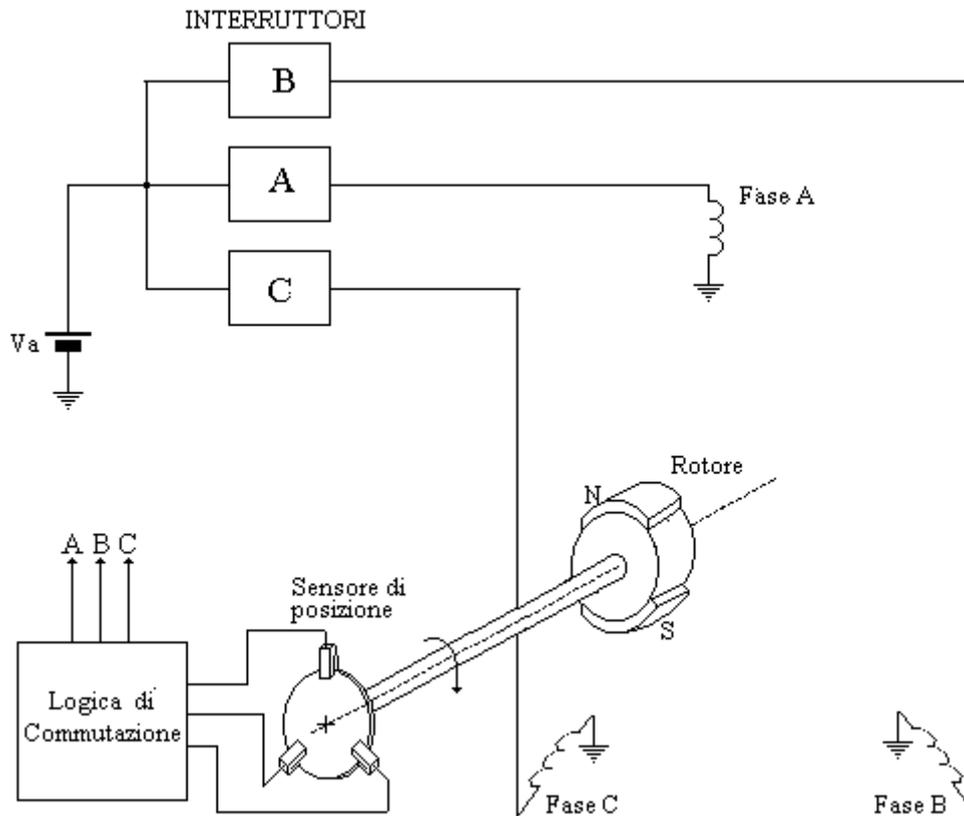


Fig. 27

- 1) Uno statore che porta gli avvolgimenti, solitamente organizzati in tre fasi (A, B, C) disposte a  $120^\circ$ .
- 2) Un rotore a magneti permanenti
- 3) Un commutatore elettronico costituito da un sensore (ottico o magnetico) della posizione del rotore
- 4) Una logica di commutazione e da una serie di interruttori elettronici (A, B, C).

Come si è visto precedentemente nel motore c.c. il commutatore meccanico provvede ad attivare la fase del rotore che di volta in volta è posizionata in modo da generare un campo magnetico perpendicolare al campo dello statore.

Nel brushless viceversa il commutatore sente istante per istante la posizione del rotore ed attiva la fase dello statore che in quel momento è in grado di generare un campo perpendicolare a quello del rotore.

Il vantaggio evidente è che gli avvolgimenti, facendo parte dello statore, non necessitano di dispositivi in movimento per la loro alimentazione.

## MOTORI PASSO-PASSO

### Generalità'

Il motore passo- passo è uno speciale motore di tipo elettromagnetico, che converte impulsi elettrici in rotazioni angolari dell'albero, pari ad una stabilita frazione dell'angolo giro chiamata *passo*. Se al motore è applicata una sequenza di impulsi, gli spostamenti angolari coincidono con il numero degli impulsi di comando inviati. Il senso di rotazione, orario e

antiorario, è determinato dalla sequenza secondo la quale sono alimentati gli avvolgimenti di statore.

Si hanno due tipi fondamentali di motori passo-passo:

- a) a magnete permanente ;
- b) a riluttanza variabile.

In entrambi i casi il motore non ha avvolgimenti; la differenza tra di essi consiste nella natura del materiale di cui è fatto il rotore.

Nei motori del primo tipo, il rotore è costituito permanente magnetizzato; nei motori a riluttanza variabile, invece è realizzato con materiale ferromagnetico, che viene ad essere magnetizzato dal flusso di statore.

Il motore passo-passo, già noto da alcuni decenni, si è affermato in questi ultimi anni su larga scala, grazie allo sviluppo delle tecniche digitali e dei circuiti integrati, che hanno permesso la realizzazione di comandi sofisticati in maniera semplice ed economica.

Le applicazioni dei motori passo-passo sono oggi molteplici. Fra le più importanti si citano i dispositivi di controllo numerico delle macchine utensili nelle quali spesso motori passo-passo svolgono la doppia funzione di *azionamento* e di *rilevamento delle quote*, cioè vengono usati anche come *trasduttori di posizione*; per l'azionamento essi presentano un limite superiore di potenza (circa 1000 W) che ne riduce l'impiego in questo campo, però è sempre possibile utilizzare il motore passo-passo per pilotare un servomotore idraulico ( controllando per esempio l'apertura del cassetto di distribuzione di quest'ultimo ) al viene ad essere affidata l'amplificazione di potenza necessaria per il movimento.

Il motore passo-passo viene vantaggiosamente impiegato anche nelle apparecchiature meccaniche funzionanti da unità periferiche di elaboratori digitali quali le *stampanti* e i *trascinatori di nastri perforati* (fig1).

## **PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO E COSTRUZIONE DI MOTORI A MAGNETE PERMANENTE**

Il funzionamento di questo tipo di motore si basa sull'azione di un campo magnetico prodotto dagli avvolgimenti posti nelle cave di statore, in struttura laminata, su di un magnete permanente rotorico. Costruttivamente questi motori possono risultare a due, a tre o anche a quattro fasi; per ogni tipo corrispondono diversi modi di alimentazione e diversi valori di passo. Per introdurre il principio di funzionamento ci limiteremo ad illustrare il motore a due fasi di cui la fig.2a riporta uno schema di principio e la fig.2b lo schema elettrico.

FIG. 2A -2B

Si abbia a disposizione una sorgente di tensione continua e si colleghi il capo A al morsetto positivo e il capo B a quello negativo; supponiamo che i sensi di avvolgimento siano tali da formare un opportuno campo magnetico per cui il rotore si sposta con il suo nord in posizione 1 allineandosi in questo modo con il campo magnetico di statore.

Successivamente dando alimentazione ai morsetti C e D con C positivo e D negativo il rotore

si porta nella posizione 2. Commutando ancora l'alimentazione in A e B con polarità invertite esso passerà ad occupare la posizione 3; da questa, alimentando gli avvolgimenti che fanno capo a C e D, questa volta con C negativo e D positivo il rotore si sposterà nella posizione 4. Per invertire il verso di rotazione è sufficiente invertire la sequenza delle alimentazioni. Nella tabella sotto riportata è illustrata la sequenza di alimentazione per una rotazione in senso orario e con angolo di passo pari a  $90^\circ$ .

TABELLA 1.

È possibile procedere ad una alimentazione contemporanea delle fasi; in questo modo si ottiene un campo risultante di statore la cui direzione non è coincidente con l'asse geometrico dei poli, ma coinciderà con le bisettrici degli assi delle coppie polari come nell'esempio

FIG.3.

di fig. 3 nella quale per semplicità sono stati omissi gli avvolgimenti; comunque si è supposto che essi siano alimentati in modo tale da creare la polarità come indicato.