

Cap. II - Motori Elettrici.

II-1. Classificazione dei motori elettrici.

I motori elettrici, la cui funzione è convertire energia elettrica in energia meccanica, possono essere classificati in differenti modi, ad esempio:

- a corrente continua, asincroni, sincroni, brushless, passo-passo, SR;
- a corrente continua, a corrente alternata;
- con spazzole, senza spazzole;
- rotanti (ideali per la maggior parte delle applicazioni), lineari, alternati;
- a bassa dinamica (per ventilatori, pompe, ecc.), ad alta dinamica (per macchine utensili, robot, ecc.), per moti di tipo incrementale (per stampanti, ecc.);
- a velocità costante o leggermente decrescente al crescere del carico (vantaggiosi in molte applicazioni, ad esempio la velocità di rotazione di un mandrino di un tornio non deve dipendere dalle dimensioni del truciolo asportato); a velocità fortemente decrescente al crescere del carico (convenienti nelle applicazioni in cui il campo di variazione della coppia è molto ampio, ad esempio nella trazione elettrica, dove l'uso di motori a velocità costante o leggermente decrescente al crescere del carico risulta antieconomico in quanto il dimensionamento è determinato dalla coppia massima).

I servomotori sono motori generalmente di piccola potenza, funzionanti a regime intermittente, per i quali è molto importante non tanto avere un alto rendimento quanto: piccole costanti di tempo elettriche e meccaniche, elevata dinamica ed alto smorzamento (in modo da raggiungere la posizione finale nel minor tempo e con assenza di oscillazioni), ridotti pesi e dimensioni (particolarmente importanti nella robotica, quando i servomotori sono situati su bracci mobili).

Per quanto riguarda la scelta del tipo di motore per una data applicazione, questa è influenzata da differenti fattori, quali:

- costi di acquisto,
- costi di funzionamento (rendimento, manutenzione periodica),
- rapporto coppia/inerzia (per sistemi ad elevate prestazioni),
- rapporto potenza/peso (per sistemi aviotrasportati, bracci di robot),
- complessità di controllo del moto,
- affidabilità,
- ondulazione di coppia,
- campo di variabilità della velocità,
- caratteristiche di avviamento e di frenatura,
- ambiente in cui devono operare,
- tipo di funzionamento (a velocità e carico costanti o selezionati tra un piccolo insieme di valori, intermittente, ciclico, vario),
- grandezza da regolare (velocità, posizione, coppia), tipo di regolazione (grossolana, molto precisa).

II-2 - Cenni sui materiali impiegati nei motori elettrici.

I miglioramenti dei motori per renderli più compatti, più leggeri e più efficienti sono dovuti, oltre che ad un razionale progetto del circuito magnetico, all'utilizzo di migliori materiali magnetici, conduttori ed isolanti.

Materiali conduttori. Il rame è di gran lunga il conduttore più usato per la bassa resistività, le ottime proprietà tecnologiche (trafilabilità, facilità di laminazione, saldabilità, ecc.) e le elevate proprietà meccaniche. L'alluminio rispetto al rame è meno costoso e presenta valori inferiori di peso specifico e temperatura di fusione, ma caratteristiche elettriche e meccaniche inferiori (tab. II-1).

		rame	alluminio
Resistività a 20° - 75°C	[ohm mm ² /m]	0,017 - 0,021	0,028 - 0,034
Resistenza a traz. materiale ricotto-crudo	[kg/mm ²]	24 - 38	9 - 17
Peso specifico	[kg/dm ³]	8,9	2,7
Temperatura di fusione	[°C]	1083	658

Tab. II-1

Materiali ferromagnetici. Si suddividono (fig. II-1) in dolci e duri o magneti permanenti, a seconda che i relativi processi di magnetizzazione siano praticamente reversibili o presentino una considerevole isteresi.

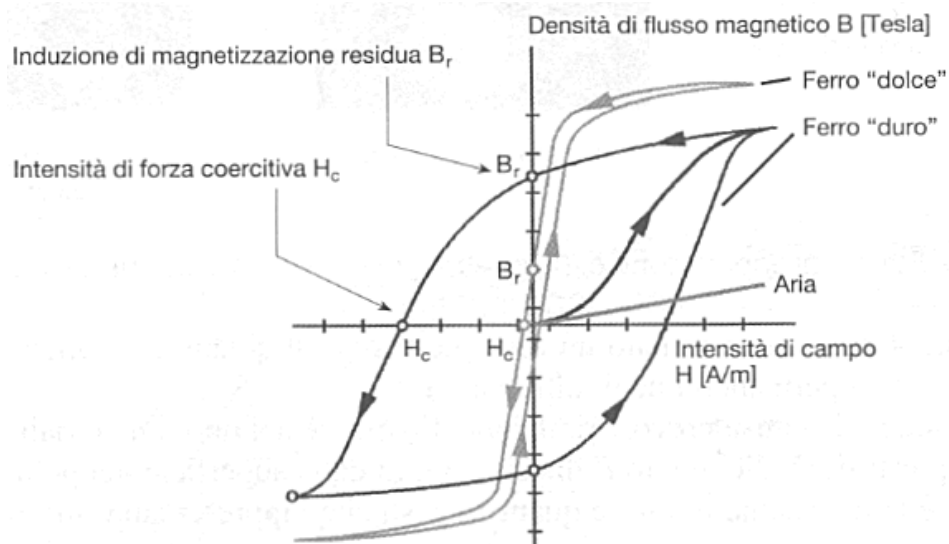


Fig. II-1

I materiali dolci sono utilizzati in forma massiccia o laminata (lamierini) a seconda che il flusso sia costante o variabile. Le loro principali proprietà sono la permeabilità relativa e nel caso dei lamierini la cifra di perdita [cioè le perdite per isteresi (proporzionali all'area del ciclo di isteresi) e per correnti parassite (proporzionali circa al quadrato dello spessore dei lamierini) in un kg di materiale nel caso di $f=50\text{Hz}$ e $B=1\text{T}$].

I materiali duri (PM) sono caratterizzati dall'andamento della caratteristica $B(H)$ nel secondo quadrante del piano $B-H$ ed in particolare dai valori dell'induzione residua, del campo coercitivo, del massimo prodotto di energia $(BH)_{\max}$ e dalla posizione del ginocchio. Smagnetizzazioni sia reversibili che irreversibili possono verificarsi per aumento della riluttanza, elevati campi smagnetizzanti e variazioni della temperatura. Esistono quattro famiglie di PM (fig. II-2):

- 1- metallici con $B_r \cong 1,2$ [T], $H_c \cong 100$ [kA/m], $BH_{\max} \cong 50$ [kJ/m³]; non sono in pratica più utilizzati a causa del basso H_c e del ginocchio in prossimità di B_r ;
- 2- ceramici con $B_r \cong 0,4$ [T], $H_c \cong 300$ [kA/m], $BH_{\max} \cong 30$ [kJ/m³]; largamente usati per il loro basso costo e perché presentano il ginocchio in prossimità di H_c
- 3- al samario-cobalto con $B_r \cong 1$ [T], $H_c \cong 1.500$ [kA/m], $BH_{\max} \cong 200$ [kJ/m³] e assenza del ginocchio nel secondo quadrante; poco usati, malgrado le ottime caratteristiche magnetiche, in quanto molto costosi;
- 4- al neodimio-ferro-boro; caratteristiche magnetiche migliori di quelle dei magneti al samario-cobalto e costi più contenuti.

Pertanto nel progetto dei motori a magneti permanenti un fattore limitante è il volume per i magneti ceramici, il costo per i magneti alle terre rare (SmCo, NdFeB).

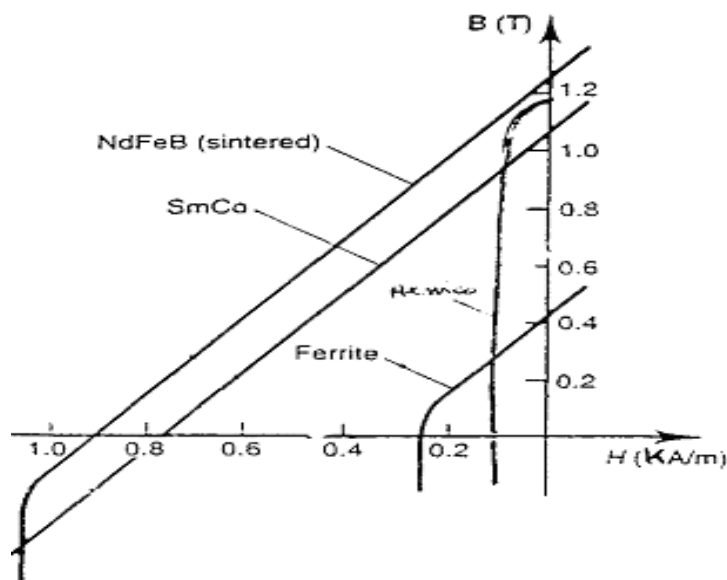


Fig. II-2

Materiali isolanti. Da essi dipende il funzionamento e la durata delle macchine elettriche, in quanto sono gli elementi più sensibili alle sollecitazioni termiche, dielettriche e meccaniche.

Le principali proprietà dei materiali isolanti sono: la rigidità dielettrica (il più alto valore del gradiente di tensione che il materiale può sopportare senza che avvenga la scarica), la costante dielettrica e la conduttività termica.

Un aumento di 10 °C della temperatura di esercizio produce circa il dimezzamento della durata di vita di un dielettrico. In base alle proprietà di resistenza alla temperatura vengono definite le seguenti classi di isolamento:

A 105 °C, E 120 °C, B 130 °C, F 155 °C, H 180 °C, C oltre 180 °C.

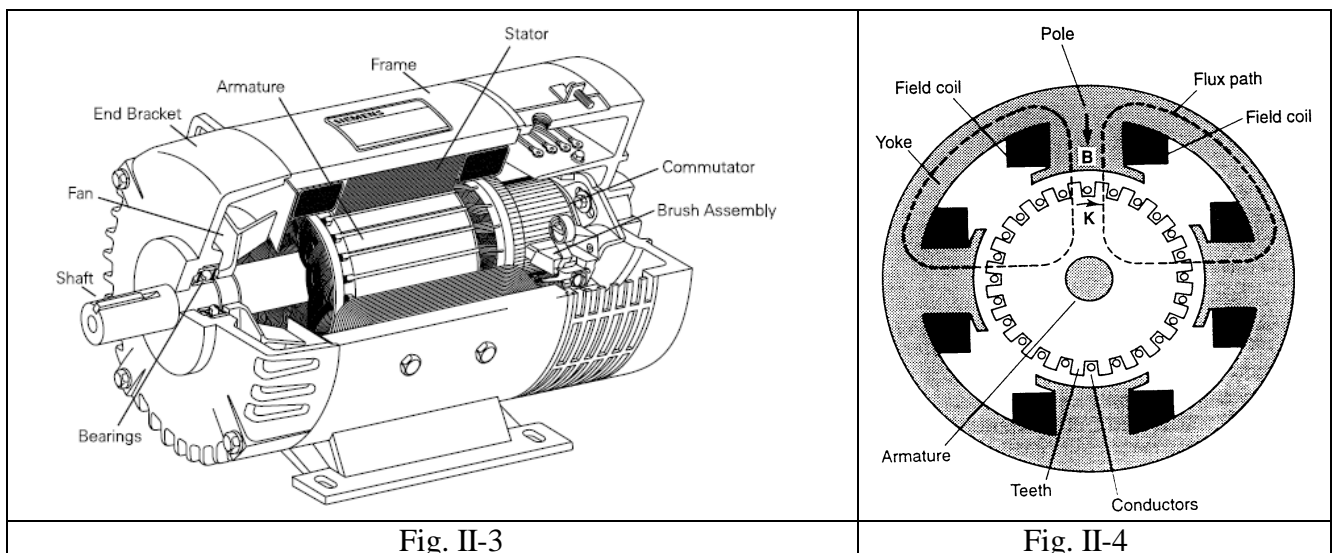
II-3 - Motori in corrente continua.

I motori a corrente continua, anche se la tendenza attuale è passare a quelli in corrente alternata, sono ancora molto diffusi nelle applicazioni in cui è richiesta la regolazione della velocità (robot industriali, apparecchiature di processo, macchine utensili), in campo automobilistico per il comando di vari accessori (tergicristalli, finestrini, ventilatori, impianto di climatizzazione, ecc.), nella trazione a filo (funivie, seggiovie, skilift) e nella trazione ferroviaria.

II-3/1. Struttura elettromagnetica.

Strutturalmente le macchine a corrente continua (fig. II-3) sono costituite da:

- uno statore esterno di materiale ferromagnetico massiccio all'interno del quale sono fissati dei magneti permanenti di polarità alternata nord e sud oppure dei poli salienti di materiale ferromagnetico su cui sono disposte bobine connesse in serie (circuiti di eccitazione) e avvolte in modo tale da realizzare poli nord e sud alternati quando sono percorse da corrente continua (fig. II-4);
- un rotore interno di materiale ferromagnetico laminato con cave uniformemente distribuite lungo la periferia esterna (figg. II-4 e II-5), nelle quali è disposto un avvolgimento (di armatura) di tipo chiuso (fig. II-6);
- un collettore-commutatore (figg. II-5, II-6 e II-7) a lamelle (fig. II-8) calettato sull'asse del rotore su cui sono disposte delle spazzole (figg. II-7 e II-9), che, attraverso i collegamenti esistenti tra le sue lamelle e le spire dell'avvolgimento di armatura (figg. II-6 e II-7), consente di collegare tale avvolgimento ad un circuito esterno fisso di alimentazione e di commutare il senso della corrente nei conduttori che attraversano il piano di commutazione (determinato dalla posizione delle spazzole), mantenendo quindi il flusso di armatura sempre ortogonale a quello di eccitazione.



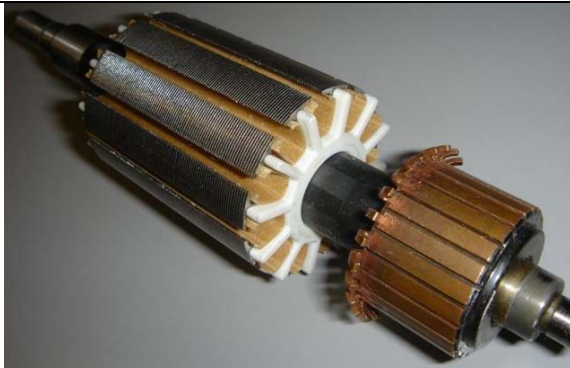


Fig. II-5



Fig. II-6

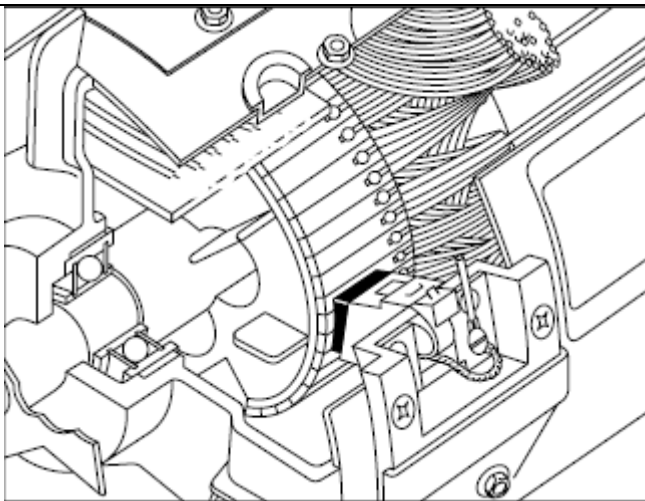


Fig. II-7

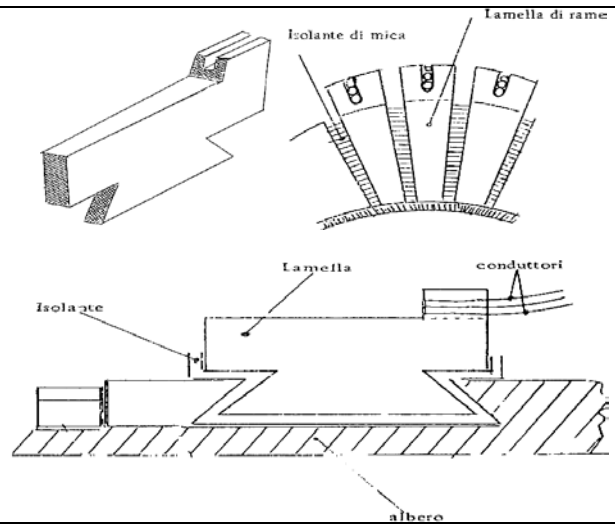


Fig. II-8

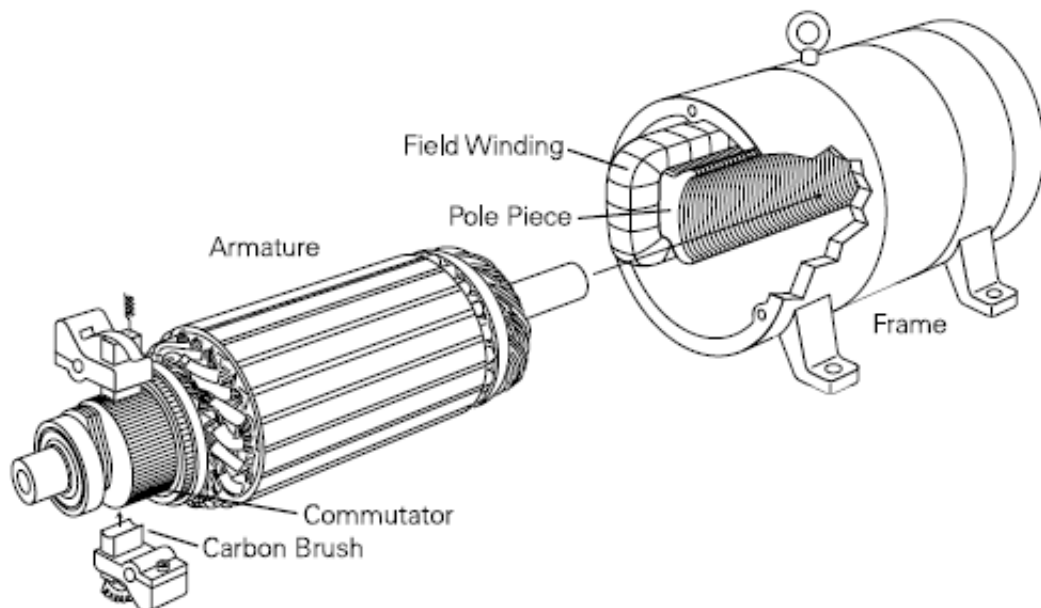


Fig. II-9

II-3/2. Principio di funzionamento.

Se in presenza di un flusso statorico (fornito dai magneti permanenti o dalla corrente di eccitazione), si applica, attraverso le spazzole ed il collettore-commutatore, una tensione continua all'avvolgimento rotorico (fig. II-10), ogni suo conduttore, essendo percorso da corrente, è sollecitato da una forza, che tende a spostarlo normalmente alla direzione della corrente e a quella del flusso di statore, dando così origine ad una coppia motrice risultante $C = k_t \Phi I_a$. Tale coppia, dovuta all'interazione dei flussi di statore e di rotore (mutuamente ortogonali, fig. II-11), si mantiene massima e pressoché costante nel tempo.

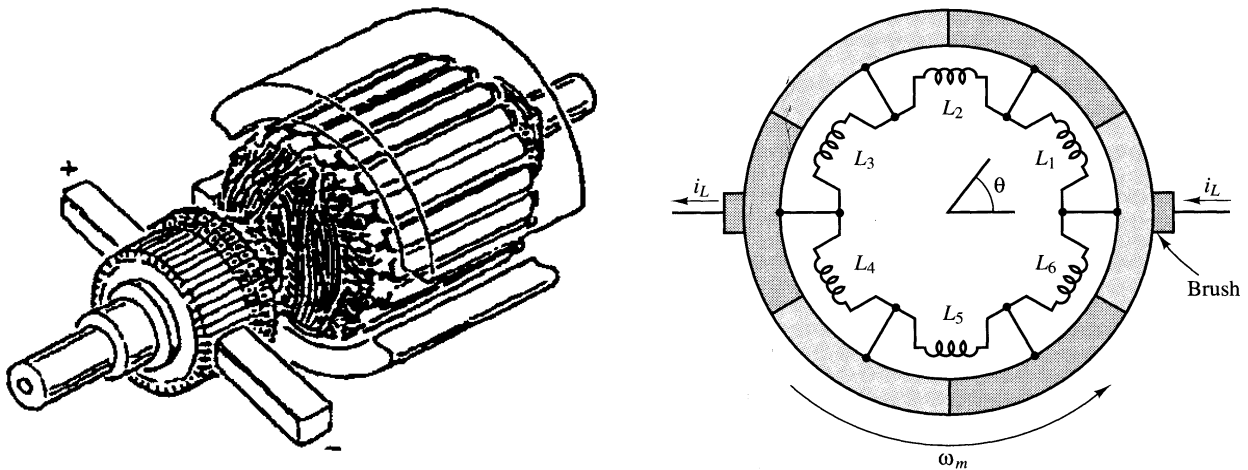


Fig. II-10

Quando l'indotto inizia a ruotare (fig. II-12) il collettore-commutatore determina un cambiamento delle connessioni tra bobine rotoriche e circuito esterno (fig. II-10), tale da invertire il senso della corrente nei conduttori che attraversano il piano di commutazione (determinato dalla posizione delle spazzole), in modo da mantenere il campo magnetico di armatura sempre ortogonale a quello del campo.

Per effetto della rotazione nell'indotto si genera la f.c.e.m.: $E = k_e \Phi \Omega$.

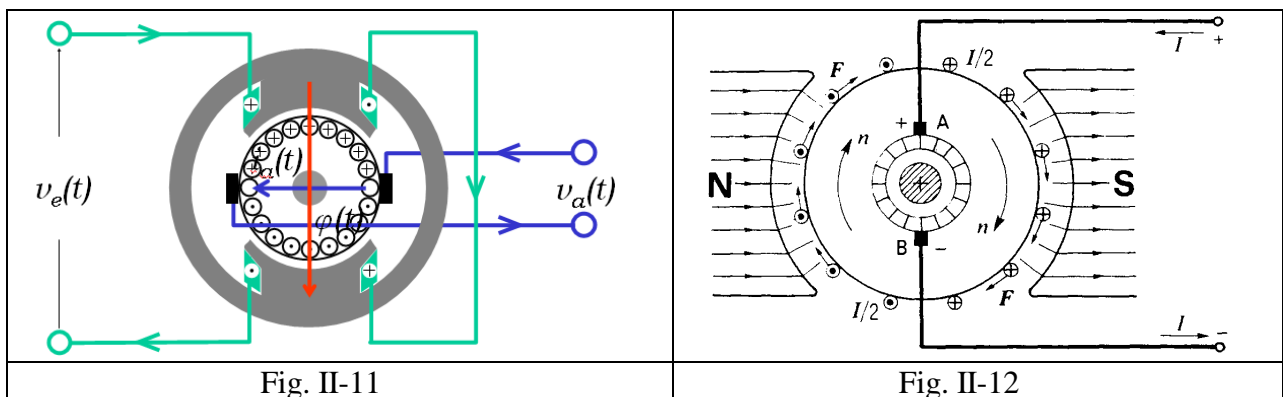
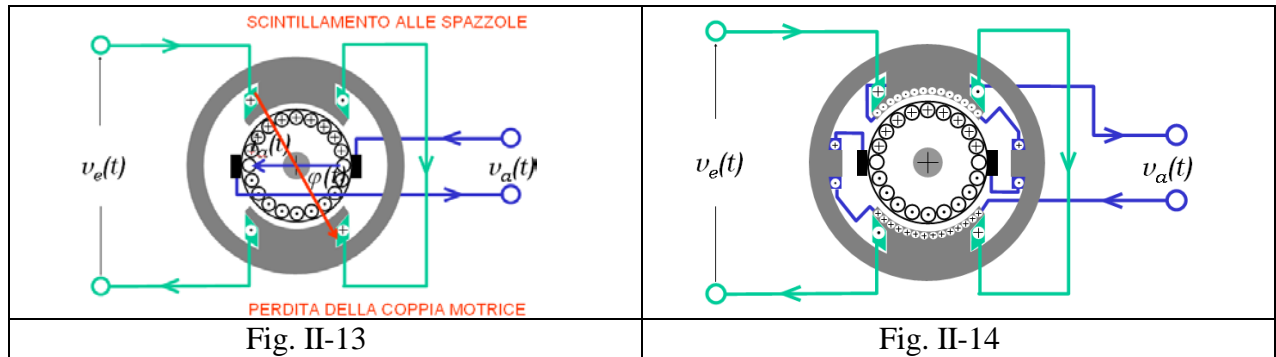


Fig. II-11

Fig. II-12

Nel funzionamento a carico la corrente di armatura genera un flusso che determina una parziale smagnetizzazione del campo di eccitazione e ne modifica la direzione (fig. II-13), con conseguente riduzione della coppia motrice; si verifica inoltre il fenomeno dello scintillamento al collettore in concomitanza di rapide e significative variazioni della corrente. L'adozione di avvolgimenti compensatori e di poli ausiliari (fig. II-14) rende però praticamente trascurabili tali fenomeni, consentendo quindi di poter considerare sempre disaccoppiati i campi di statore e di rotore.



II-3/3. Modello matematico del motore.

Per il motore assumiamo un modello semplificato in cui si trascurano: perdite meccaniche, nel ferro e addizionali, reazione di armatura, saturazione del circuito magnetico relativo al flusso di armatura, influenza della temperatura sui parametri di macchina e coppie elastica e di attrito.

Le equazioni base del modello assunto, con riferimento al caso di eccitazione indipendente (fig. II-15), sono pertanto:

$$\begin{aligned} V_a &= E + R_a I_a + d\Psi_a/dt \\ &= E + R_a I_a + L_a dI_a/dt \\ E &= k_e \Phi \Omega \\ C &= k_t \Phi I_a \\ V_e &= R_e I_e + d\Psi_e/dt \\ J d\Omega/dt + B \Omega &= C - C_r \end{aligned}$$

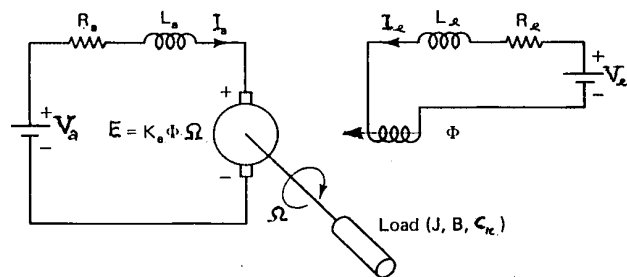


Fig. II-15

con: V_a I_a R_a L_a e V_e I_e R_e L_e tensione, corrente, resistenza e induttanza del circuito di armatura e di eccitazione, E f.e.m. di tipo motorico, Φ flusso utile per polo, Ψ_e flusso concatenato con il circuito di eccitazione, B e J coefficiente di attrito viscoso e momento di inerzia equivalente di tutte le parti in movimento del sistema riportate alla velocità del motore [$J = J_m + \sum J_{ci} (\Omega_{ci}/\Omega)^2$], Ω velocità angolare del motore, C e C_r coppia sviluppata e coppia resistente equivalente riportata alla velocità del motore [$C_r = C_c (\Omega_c/\Omega)/\eta_r$ con η_r rendimento del riduttore], $K_E = k_e \Phi$ e $K_T = k_t \Phi$ costanti di f.e.m. e di coppia, che relativamente al modello assunto, in cui si sono trascurate le perdite meccaniche e nel ferro, sono uguali.

All'avviamento, essendo la f.c.e.m. nulla, la corrente assorbita dal motore assume valori così elevati (dell'ordine di 20 volte la corrente nominale) da danneggiare il motore; è necessario quindi limitarne il valore, ad esempio mediante inserzione in serie al circuito di armatura di un reostato di avviamento, che viene poi gradualmente disinserito all'aumentare della velocità. La condizione ottimale è fare in modo che la corrente assorbita dal motore non superi mai il valore di sicurezza ed allo stesso tempo la coppia sviluppata rimanga la più alta possibile.

Dal modello del motore si deduce la caratteristica meccanica statica:

$$\Omega = \frac{V_a}{k\Phi} - \frac{R_a C}{k^2 \Phi^2}$$

il cui andamento (fig. II-16) dipende dal tipo di connessione esistente tra il circuito di eccitazione e il circuito di armatura.

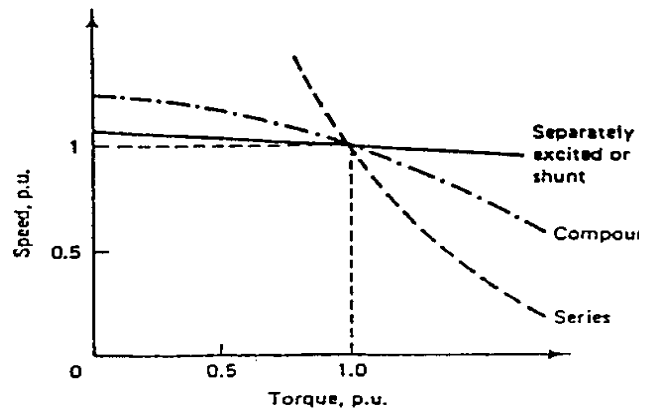


Fig. II-16

I vantaggi dei motori in corrente continua sono costituiti, oltre che dalla semplicità del controllo di velocità e coppia, dalla varietà di caratteristiche meccaniche ottenibili in relazione al tipo di connessione esistente tra circuito di eccitazione e circuito di armatura: indipendente, parallela, serie, o compound (fig. II-17).

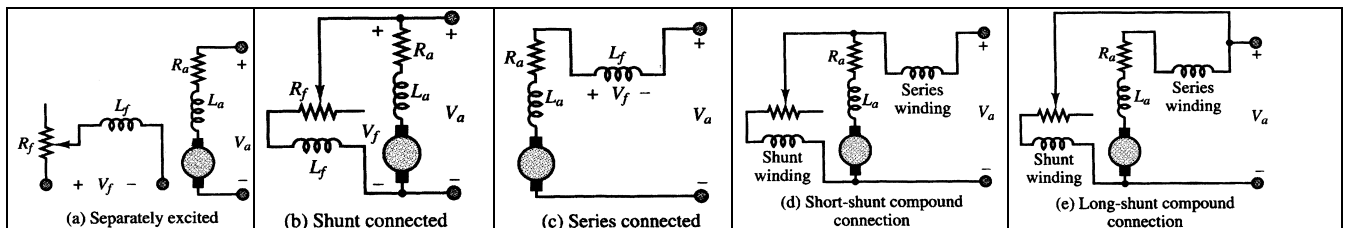


Fig. II-17

Gli inconvenienti derivano fondamentalmente dalla presenza del commutatore meccanico, che comporta: necessità di manutenzione periodica, limiti di velocità, non utilizzabilità in particolari ambienti (con polveri, con pericolo di incendio o di esplosione, di difficile accesso), costo, inerzia e peso più elevati.

Motori universali a collettore. Questi motori sono costruttivamente simili ai motori cc eccitati in serie (la principale differenza è costituita dal fatto che lo statore è laminato) e possono funzionare con alimentazione sia continua che alternata. Per la coppia che sviluppano, elevata allo spunto e decrescente rapidamente all'aumentare della velocità, e per la facilità di regolazione della velocità sono molto diffusi nei piccoli elettrodomestici (frullatori, tritacarne, asciugacapelli, ecc.) e sono convenienti per applicazioni che richiedono sforzi notevoli a basse velocità quali aspirapolvere, trapani, seghe, pompe, ventilatori, ecc. Trovano inoltre applicazione nella trazione elettrica a corrente alternata monofase a 16 Hz.

Nelle tabelle II-2 e II-3 sono riportate le caratteristiche tecniche di servomotori in corrente continua eccitati rispettivamente elettricamente e tramite magneti permanenti.

Electrically excited DC servo motors

Technical data of the forced-cooled motors 1GS3, in protection type IP 21 for version B5, respectively in protection type IP 20 for version V1

Rated torque M_{OM}	Type (order no.)	Weight	Rated current at M_{OM}	Arma- ture volt- age	Speed	Moment of inertia	Time constants			Torque const.	Voltage const.	Arma- ture resist- ance with brushes at 20 °C	Arma- ture induc- tivity
Nm		approx. kg	I_{OM} A	U_A V	n_M min^{-1}	J_M kg m^2	Mecha- nical	Elec- trical	Ther- mal	K_T Nm/A	K_E V/1000 min^{-1}	R_{A+B} Ω	L_M mH
6.8	1GS3 107-SSV41	41	23.3	190	6,000	0.002	12.28	1.34	60	0.294	30.8	0.53	0.71
	1GS3 107-SSW41		14.6	320	6,000		11.41	1.44		0.472	49.4	1.27	1.82
	1GS3 107-SST41		7.3	400	3,600		10.86	1.51		0.942	98.7	4.82	7.29
15.6	1GS3 137-SSV41	68	58.4	168	6,000	0.005	9.57	2.32	60	0.268	28.1	0.14	0.32
	1GS3 137-SSW41		29.2	350	6,000		7.82	2.84		0.538	56.3	0.45	1.28
	1GS3 137-SST41		16.7	400	3,800		7.29	3.04		0.941	98.5	1.29	3.92
	1GS3 137-SSS41		43.8	230	6,000		8.91	2.49		0.358	37.5	0.23	0.57
32.0	1GS3 167-SSV41	127	107.7	180	6,000	0.014	12.31	4.23	60	0.297	31.1	0.08	0.32
	1GS3 167-SSW41		53.9	378	6,000		8.32	6.34		0.595	62.3	0.20	1.28
	1GS3 167-SST41		29.4	400	3,400		7.52	6.94		1.090	114.1	0.62	4.31
	1GS3 167-SSS41		80.8	250	6,000		10.51	4.96		0.396	41.5	0.11	0.57
43.0	1GS3 168-SSW41	157	76.4	370	6,000	0.035	12.31	2.86	60	0.589	61.7	0.12	0.35
	1GS3 168-SST41		42.4	400	3,600		10.64	3.31		1.061	111.1	0.34	1.13

Tab. II-2

Permanent magnet-excited DC servo motors of series 1HU

Technical data of the self-cooling motor 1HU3, in protection type IP 54

Rated torque M_{OM}	Type (order no.)	Weight	Rated current at M_{OM}	Arma- ture volt- age	Speed	Moment of inertia	Time constants			Torque const.	Voltage const.	Arma- ture resist- ance with brushes at 20 °C	Arma- ture induc- tivity
Nm		approx. kg	I_{OM} A	U_A V	n_M min^{-1}	J_M kg m^2	Mecha- nical	Elec- trical	Ther- mal	K_T Nm/A	K_E V/1000 min^{-1}	R_{A+B} Ω	L_M mH
2.2	1HU3 054-0AC01	8.7	3.3	174	2,000	0.0012	14.9	18.7	75	0.688	74	6.08	113.7
	1HU3 054-0AF01		4.7	170	3,000		16.0	17.5		0.475	51	3.09	54.1
4.5	1HU3 056-0AC01	15.5	6.7	176	2,000	0.0022	10.7	23.5	90	0.72	75	2.42	56.7
	1HU3 056-0AF01		10.0	163	3,000		10.9	23.2		0.458	50	1.09	25.2
6	1HU3 058-0AC01	22	8.8	171	2,000	0.0033	10.0	26.3	105	0.691	72	1.39	36.5
	1HU3 058-0AF01		12.7	169	3,000		10.7	25.6		0.560	51	0.727	186
7	1HU3 074-0AC01	23	9.7	167	2,000	0.0048	7.1	7.6	90	0.735	77	0.804	6.1
	1HU3 074-0AF01		13.5	177	3,000		7.6	7.1		0.535	56	0.452	3.2
10	1HU3 076-0AC01	31.5	12.5	175	2,000	0.0065	5.8	8.9	120	0.802	84	0.575	5.1
	1HU3 076-0AF01		20.0	163	3,000		7.1	7.3		0.501	53	0.273	2.0
14	1HU3 078-0AC01	40	17	183	2,000	0.0085	5.6	9.1	150	0.837	88	0.458	4.2
	1HU3 078-0AF01		25	183	3,000		6.3	8.1		0.558	58	0.23	1.9
18	1HU3 102-0AD01	42	15	173	1,200	0.0200	8.9	16	120	1.280	136	0.74	12
	1HU3 102-0AH01		24	170	2,000		10.3	14		0.770	81	0.309	4.5
25	1HU3 104-0AD01	58	19.5	175	1,200	0.0280	7.4	20	120	1.300	138	0.450	8.9
	1HU3 104-0AH01		31	179	2,000		8.0	18		0.820	86	0.193	3.5

Tab. II-3

II-4. Motori asincroni trifasi.

L'impiego delle macchine asincrone o ad induzione come generatori è da considerare eccezionale, mentre come motori rappresentano quelli di gran lunga più usati per i seguenti motivi: semplicità costruttiva, affidabilità e robustezza elevate, inerzia e costi di acquisto e di manutenzione contenuti (in particolare nel caso di rotore a gabbia), limitazioni ambientali praticamente nulle, possibilità di funzionare ad alta velocità.

II-4/1. Struttura elettromagnetica.

I motori asincroni sono costituiti da una parte fissa (statore) all'interno del quale è situata una parte libera di ruotare su cuscinetti (rotore). Lo statore ed il rotore sono due cilindrici cavi coassiali separati da un traferro di spessore trascurabile, che presentano delle cave uniformemente distribuite sulle superfici affacciate al traferro (fig. II-18). Entrambi sono costituiti da lamierini ferromagnetici, caratterizzati da basse perdite per isteresi ed elevata permeabilità, isolati fra di loro. All'interno delle cave sono disposti degli avvolgimenti.

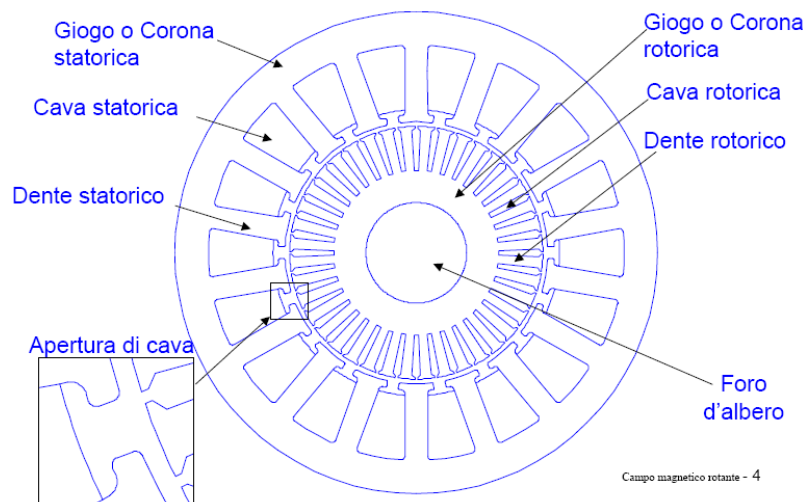


Fig. II-18

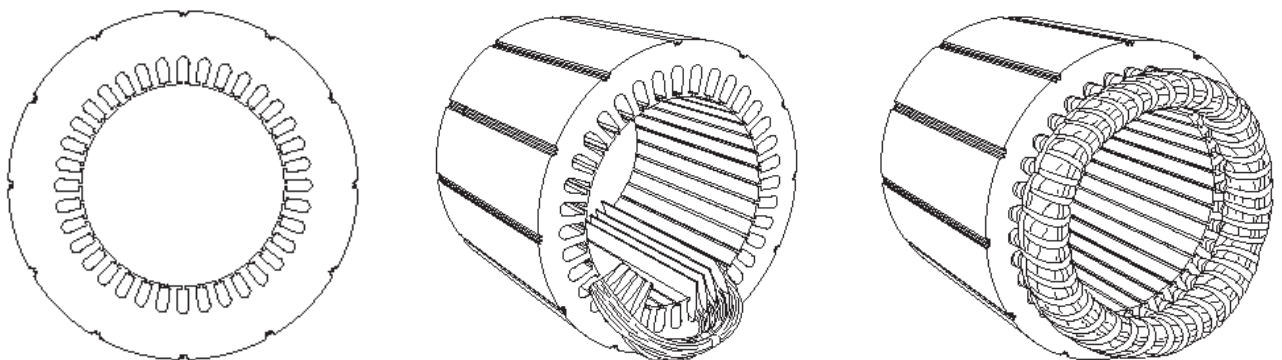


Fig. II-19

L'avvolgimento statorico o induttore è costituito da tre fasi identiche disposte nelle cave dello statore (fig. II-19) sfalsate di $120/p$ gradi meccanici fra di loro (in modo da realizzare una macchina con p coppie di poli); tali fasi possono essere collegate a stella o a triangolo, permettendo così di alimentare lo stesso motore con due diversi valori di tensione. Le spire di ciascuna fase sono distribuite in modo tale da produrre, quando sono percorse da corrente, un'induzione di traferro ad andamento radiale distribuita spazialmente in modo approssimativamente sinusoidale.

L'avvolgimento rotorico o indotto è costituito da tre fasi collegate a stella o a triangolo aventi lo stesso numero di coppie di poli dell'avvolgimento statorico e i cui terminali, attraverso tre anelli coassiali con il rotore su cui strisciano delle spazzole fisse, sono connessi ad un reostato trifase (motori a rotore avvolto - fig. II-20a) oppure da delle barre conduttrici cortocircuitate agli estremi da due anelli (motori a gabbia di scoiattolo - fig. II-20b).

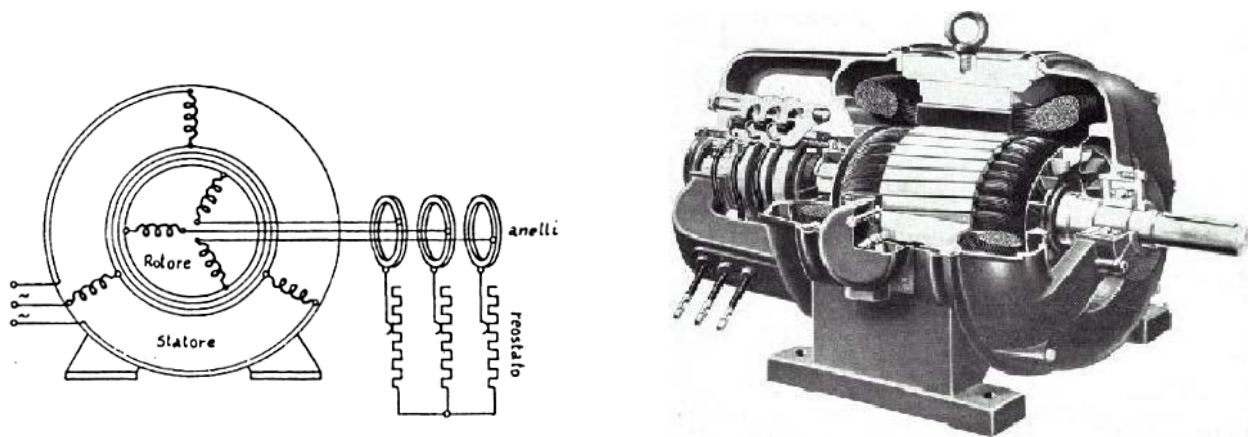


Fig. II-20a

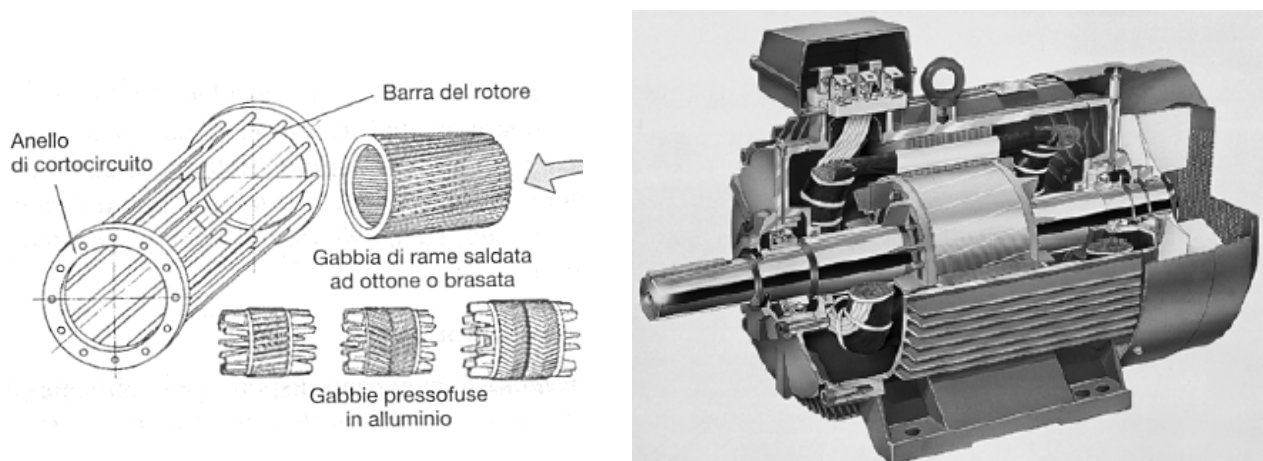


Fig. II-20b

Nelle figure II-20a/b e II-21a/b possiamo vedere, oltre allo statore ed al rotore, altri due elementi fondamentali della macchina asincrona: la carcassa, che svolge una importante funzione protettiva nei confronti sia delle parti elettriche e funzionali del motore sia degli utenti, e l'asse meccanico su cui spesso è calettato un ventilatore per aiutare il movimento dell'aria di raffreddamento. Esistono vari tipi di carcasse in relazione al tipo di apertura e al tipo di raffreddamento: quelle aperte permettono all'aria di raffreddamento di fluire attraverso le parti attive del motore, mentre quelle totalmente chiuse, per motori funzionanti in ambienti in cui sono presenti sporcizia, umidità e gas corrosivi, l'aria esterna non entra all'interno del motore, ma è presente un ventilatore esterno protetto da un schermo protettivo, che asporta il calore dal motore soffiando l'aria sulle alette della carcassa. Una corretta asportazione del calore è molto importante, poiché il sovrariscaldamento, che può verificarsi a causa di sovraccarichi, eccessive temperature ambientali, scadente raffreddamento causato da sporcizia o mancanza di ventilazione, tensioni ai morsetti basse o sbilanciate, rappresenta uno dei più pericolosi stress per il motore in quanto può provocare guasti prematuri dell'isolamento.

Nelle figure II-21a e II-21b sono riportate le foto di un motore asincrono a gabbia in alluminio; in figura II-22 quella del rotore di un asincrono con gabbia in rame.

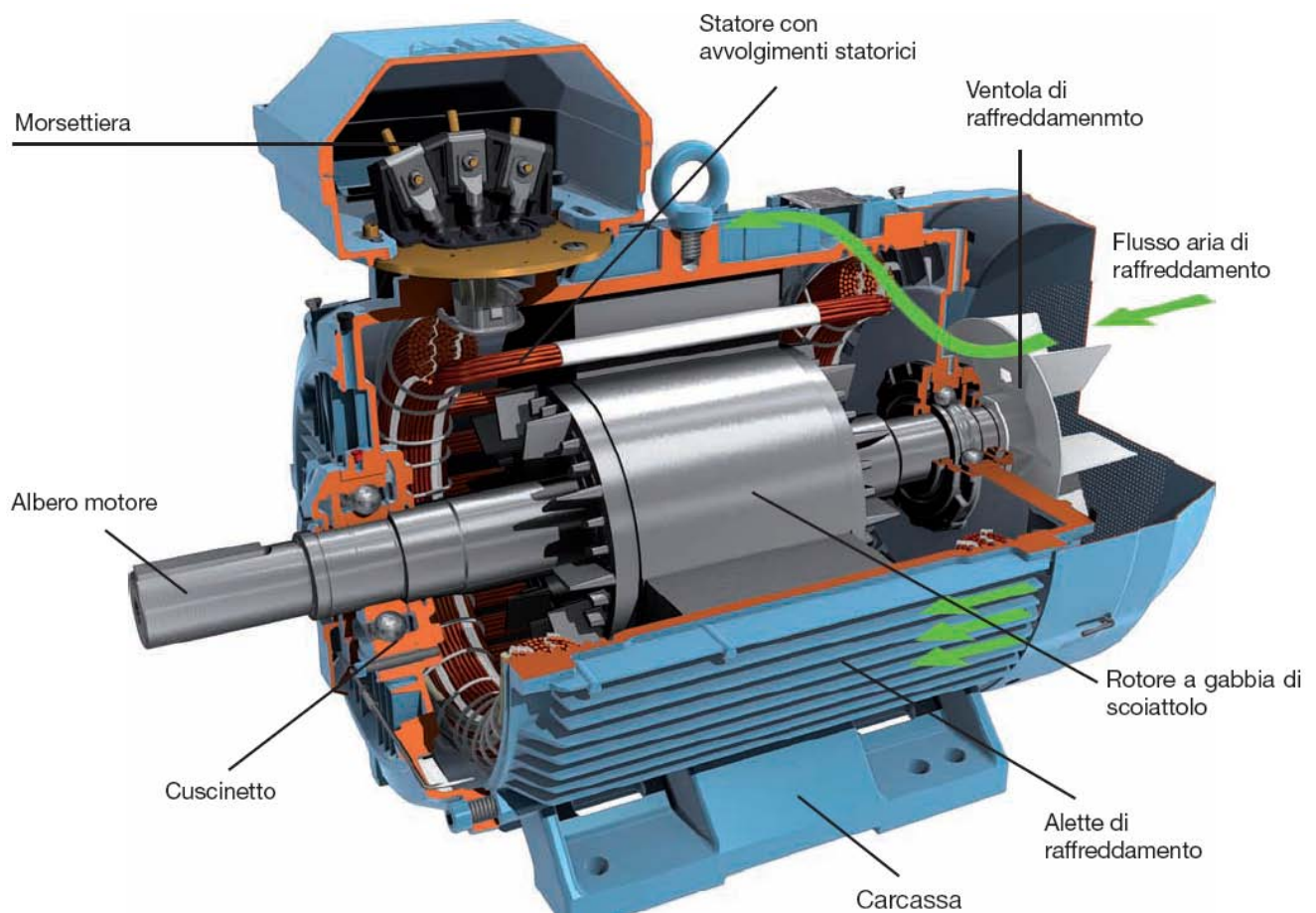


Fig. II-21a

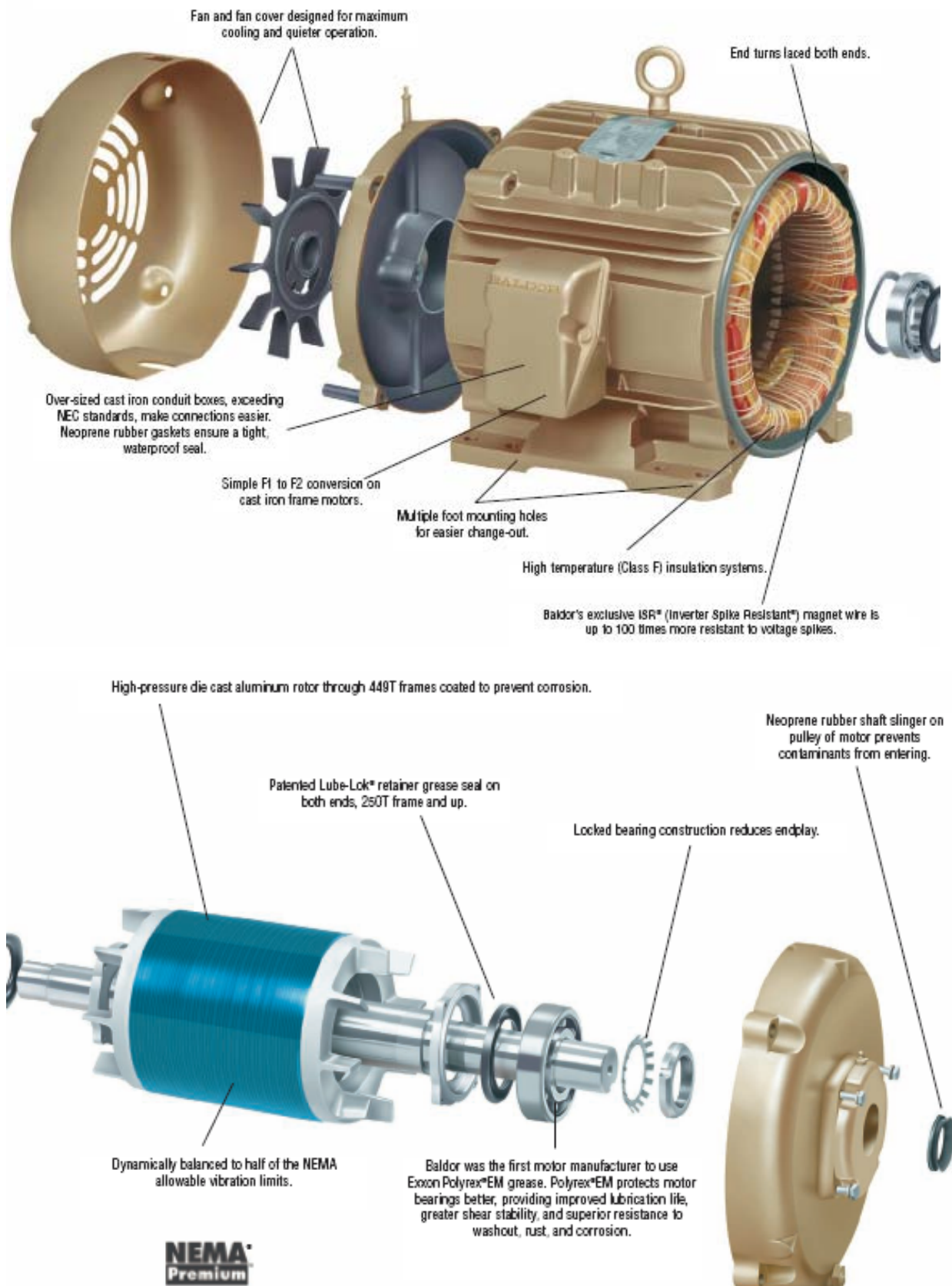


Fig. II-21b



Fig. II-22

Nei motori **a rotore avvolto** l'avvolgimento rotorico è progettato in modo da ottenere buone prestazioni di funzionamento, in quanto quelle di avviamento possono essere migliorate collegandolo a delle resistenze esterne al motore. Questi motori sono più costosi e meno affidabili di quelli a gabbia, ma nel caso di frequenti avviamenti e inerzia molto elevata, dato che la maggior parte delle perdite rotoriche si verificano nelle resistenze di avviamento esterne, comportano un minore aumento di temperatura.

Nei motori **a gabbia di scoiattolo** l'avvolgimento rotorico, dato che ha una sola spira per fase e che le f.e.m. indotte diminuiscono al diminuire del numero delle spire, non necessita di isolamento ed inoltre non ha un numero di poli suo proprio, ma le correnti indotte circolano nelle barre in modo tale da generare altrettanti poli quanti sono quelli del campo rotante statorico.

Per potenze medio-piccole conviene realizzare l'avvolgimento rotorico in alluminio pressofuso, per potenze maggiori in rame.

II-4/2. Aspetti funzionali.

Se si alimenta lo statore di una macchina asincrona trifase avente p coppie di poli con un sistema trifase simmetrico di tensioni sinusoidali di pulsazione ω_s il conseguente sistema equilibrato di correnti determina un campo magnetico che ruota rispetto allo statore alla velocità

$$\Omega_s = \omega_s/p \text{ [rad/sec]} \quad n_s = 60f_s/p \text{ [giri/min]}.$$

Tale campo induce negli avvolgimenti rotorici un sistema simmetrico di f.e.m. la cui pulsazione $\omega_R = p(\Omega_s - \Omega_m)$ dipende dalla velocità relativa del campo rotante statorico rispetto al rotore e quindi dalla velocità angolare meccanica Ω_m del rotore e il conseguente sistema equilibrato di correnti determina a sua volta un campo magnetico rotorico che ruota rispetto al rotore alla velocità:

$$\Omega_R = \omega_R/p = \Omega_s - \Omega_m \text{ [rad/sec]} \quad n_R = 60f_R/p = n_s - n \text{ [giri/min]}.$$

Dall'interazione tra i due campi magnetici ruotanti al sincronismo, si sviluppa una coppia motrice che porta in rotazione il rotore in modo da cercare di annullare la velocità relativa del campo magnetico rotante statorico rispetto al rotore.

La velocità del rotore risulta però sempre inferiore, sia pure di poco, a quella del campo magnetico statorico; in quanto, se il rotore girasse al sincronismo, cioè $\Omega_m = \Omega_s$ ($n_m = n_s$) cesserebbe il moto relativo fra campo statorico e rotore e si annullerebbero le f.e.m. indotte e quindi le correnti rotoriche e il campo magnetico rotante rotorico e pertanto la coppia sviluppata dal motore sarebbe nulla.

Il rotore può quindi solo inseguire il campo induttore statorico e la differenza tra Ω_s e Ω_m deve essere tale da fare circolare nelle fasi rotoriche correnti di intensità tale da sviluppare la necessaria coppia motrice.

In figura II-23 è rappresentata schematicamente la distribuzione ad un dato istante del campo magnetico in una sezione ortogonale all'asse del motore nel caso di avvolgimento statorico ad uno, due e tre paia di poli.

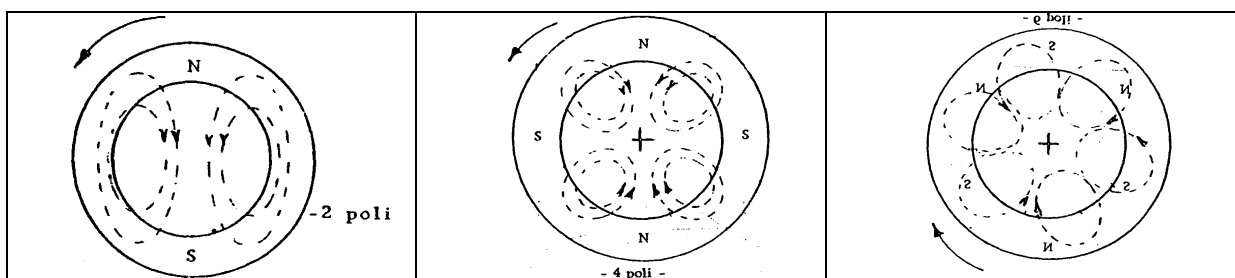


Fig. II-23

Per studiare le caratteristiche funzionali del motore asincrono è utile il circuito elettrico equivalente di una fase (essendo la struttura elettromagnetica praticamente simmetrica, fig. II-24a) ed il relativo modello matematico, ottenuti assumendo le seguenti ipotesi semplificative: parametri di macchina costanti, distribuzione spaziale sinusoidale dell'induzione di traferro e assenza di perdite meccaniche e addizionali nel rame e di effetti delle cave.

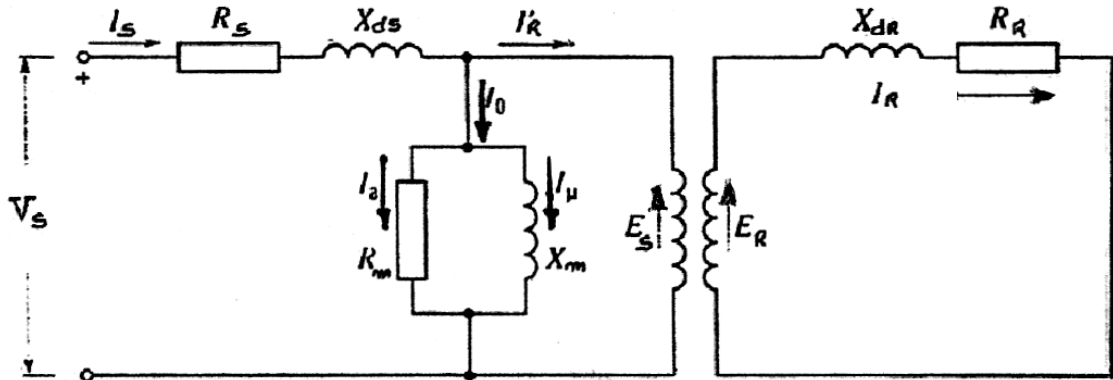


Fig. II-24a

$$\mathbf{V}_S = (R_S + j\omega_S L_{dS}) \mathbf{I}_S + \mathbf{E}_S$$

$$\mathbf{E}_R = (R_R + j\omega_R L_{dR}) \mathbf{I}_R$$

con:

$$\mathbf{E}_S = j k_S N_S 2\pi f_S \Phi$$

$$\mathbf{E}_R = j k_R N_R 2\pi f_R \Phi$$

Definita come scorrimento la quantità: $s = \frac{\Omega_S - \Omega_m}{\Omega_S} = \frac{n_S - n}{n_S}$ si ha:

$$\Omega_m = (1-s) \Omega_S \quad [n_m = (1-s) n_S] \quad \text{e}$$

$$\Omega_R = \Omega_S - \Omega_m = s \Omega_S \quad \text{e quindi:}$$

$$f_R = s f_S.$$

Lo scorrimento nominale assume valori molto piccoli (0,5÷5%) e tanto più piccoli quanto più elevata è la potenza del motore e a parità di potenza quanto più elevato è il rendimento. I motori asincroni pertanto sono motori a velocità sostanzialmente costante.

Essendo poi:

$$\mathbf{E}_S = k \frac{\mathbf{E}_R}{s} = k \left(\frac{R_R}{s} + j \frac{\omega_R L_{dR}}{s} \right) \mathbf{I}_R = \left(\frac{k^2 R_r}{s} + j \omega_S k^2 L_{dR} \right) \frac{\mathbf{I}_R}{k} = \left(\frac{R_r'}{s} + j \omega_S L_{dR}' \right) \mathbf{I}_R'$$

e scomponendo la resistenza R_R'/s , in due elementi R_R' e $R_c' = R_R'(1-s)/s$ la macchina asincrona può essere rappresentata anche dal circuito equivalente per fase di figura II-24b, in cui: $R_R' = k^2 R_R$, $L_{dR}' = k^2 L_{dR}$ e $\mathbf{I}_R' = \mathbf{I}_R/k$.

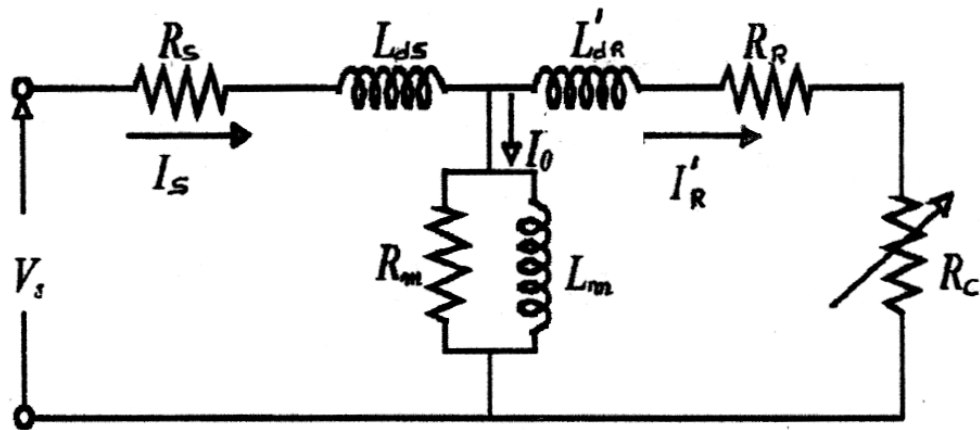


Fig. II-24b

Tale circuito equivalente è una schematizzazione impropria in quanto statore e rotore sono circuiti elettricamente separati e le relative grandezze hanno frequenze diverse, tuttavia rappresenta un semplice modello circuitale che consente di studiare abbastanza efficacemente il funzionamento della macchina asincrona. In particolare le perdite per effetto Joule apparentemente dissipate nella resistenza fittizia $R_c' = R_R'(1-s)/s$ moltiplicate per 3 rappresentano la potenza meccanica scambiata all'asse:

$$P_m = 3 R_R' \frac{1-s}{s} I_R'^2 = 3 R_R' \frac{1-s}{s} I_R'^2$$

che può essere (fig. II-24c) positiva (funzionamento da motore) negativa (funzionamento da generatore o freno) o nulla (rotore libero o rotore bloccato).

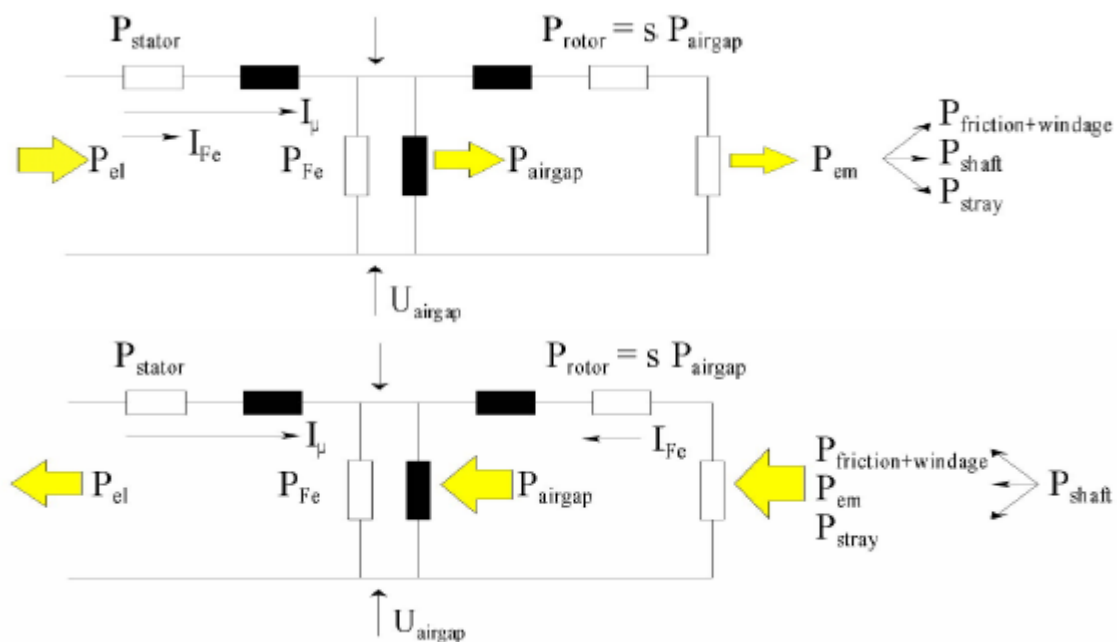


Fig. II-24c

In base all'espressione della potenza meccanica all'asse si ricava quella della coppia:

$$C = \frac{P_m}{\Omega_m} = 3 R_R \frac{1-s}{s} \frac{I_R^2}{(1-s) \Omega_s} = 3 \frac{p R_R}{s \omega_s} I_R^2 = 3 \frac{p R_R}{k^2 \omega_s} \frac{E_s^2}{s \omega_s^2 L_{dR}^2 + R_R^2 / s}$$

e quindi i seguenti valori caratteristici:

$$C_{sp} = 3 \frac{p R_R}{k^2 \omega_s} \frac{E_s^2}{R_R^2 + \omega_s^2 L_{dR}^2} \quad \text{coppia di spunto (per } s=1)$$

$$C_{max} = \frac{3}{2k^2} \frac{p}{\omega_s} \frac{E_s^2}{\omega_s L_{dR}} \quad \text{coppia massima (per } s_{max} = R_R / \omega_s L_{dR})$$

$$C_n \approx 3 \frac{p}{k^2 \omega_s} \frac{E_s^2}{R_R} s \quad \text{coppia nominale (per } s \text{ molto piccoli).}$$

In figura II-25a è riportato l'andamento tipico della caratteristica meccanica statica di una macchina asincrona trifase alimentata a tensione e frequenza costanti. In tale caratteristica possiamo individuare tre regioni di funzionamento.

- primo quadrante ($0 < \omega_m < \omega_s$ e quindi $0 < s < 1$) funzionamento da motore;
- secondo quadrante ($\omega_m < 0$ e quindi $s > 1$) funzionamento da freno;
- quarto quadrante ($\omega_m > \omega_s$ e quindi $s < 0$) funzionamento da generatore.

La coppia, nulla alla velocità di sincronismo ($s=0$), al crescere dello scorrimento cresce molto rapidamente e in modo circa proporzionale fino a raggiungere il suo valore massimo, in corrispondenza di uno scorrimento di circa il 10% , quando non è più trascurabile l'effetto della reattanza degli avvolgimenti rotorici sia sull'entità che sullo sfasamento delle correnti; poi diminuisce gradualmente e a velocità nulla ($s=1$) assume un valore dell'ordine di grandezza della coppia nominale.

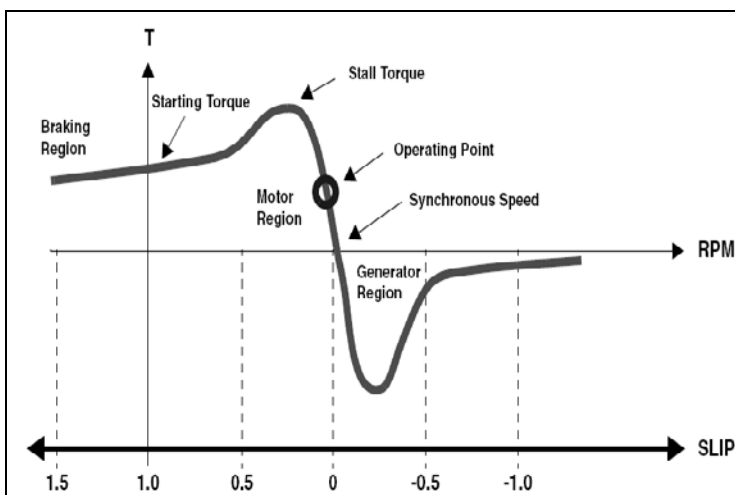


Fig. II-25a

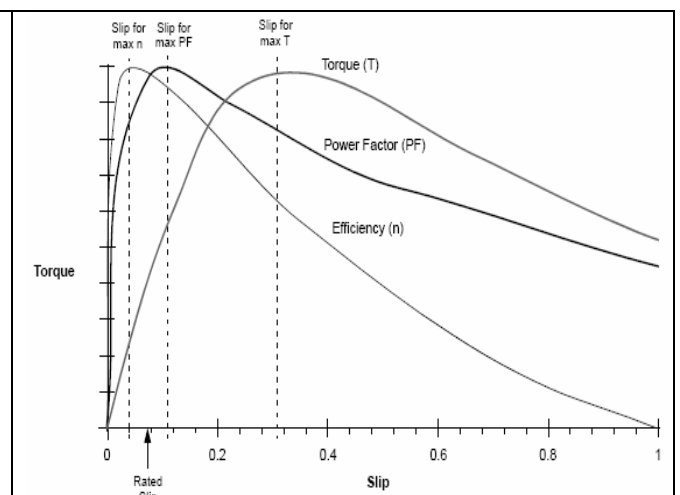


Fig. II-25b

In figura II-25b sono riportati gli andamenti tipici del rendimento, del fattore di potenza e della caratteristica meccanica di un motore asincrono trifase alimentato a tensione e frequenza costanti.

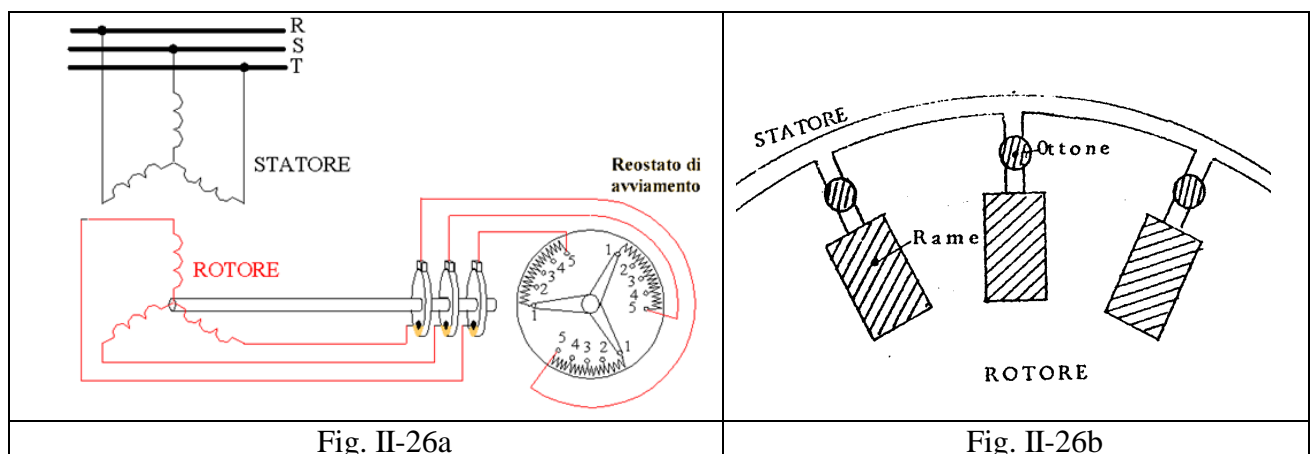
Un problema dei motori asincroni, qualora si esegua l'**avviamento diretto** a piena tensione, è costituito dalle alte correnti di spunto (pari a $5\div 10$ volte la corrente nominale), a cui non corrispondono coppie di spunto altrettanto elevate; tali correnti diminuiscono poi molto lentamente all'aumentare della velocità e solo quando la velocità ha raggiunto circa l'80% della velocità nominale iniziano a diminuire rapidamente. L'avviamento è quindi una situazione di particolare sollecitazione della macchina elettrica e dell'impianto che la alimenta, che determina elevati stress di natura sia meccanica che termica nel motore, che a medio/lungo termine possono provocarne la distruzione, e che comporta la necessità di sovradimensionare la rete di alimentazione. Da uno studio statistico è risultato infatti che le principali cause di guasto dei motori asincroni (tre guasti su quattro) sono dovute a sovracorrenti, con conseguenti sovratemperature che possono danneggiare il motore in modo irreversibile, o, ancor peggio, possono estendersi all'ambiente circostante (il 30% di tutti gli incendi di origine elettrica è da attribuirsi ai motori). Inoltre la caduta di tensione causata dall'avviamento di grossi motori potrebbe avere effetti nocivi su altre utenze collegate in parallelo e sulle modalità dell'avviamento stesso.

Per garantire un avviamento certo e sicuro la coppia motrice deve essere sufficientemente ma non eccessivamente superiore alla coppia resistente. Una coppia di avviamento di poco superiore a quella resistente renderebbe l'avviamento lungo, con conseguente pericolo di sovrariscaldamento del motore; mentre una coppia di avviamento troppo elevata potrebbe comportare un avviamento troppo brusco con possibile danneggiamento delle macchine operatrici e/o degli organi di trasmissione meccanica del moto.

L'avviamento diretto, poiché provoca sovrariscaldamenti del motore e cadute di tensione sulla rete di distribuzione non trascurabili, è consigliabile quasi esclusivamente per basse potenze, in tutti gli altri casi si devono utilizzare avviamenti indiretti che consentano di limitare il valore della corrente di spunto.

Il metodo classico per superare il problema dell'avviamento è quello di aumentare allo spunto la resistenza degli avvolgimenti rotorici:

-nei motori a rotore avvolto inserendo, mediante un sistema di anelli e spazzole, delle **resistenze aggiuntive** in serie agli avvolgimenti rotorici (fig. II-26a);



-nei motori a gabbia di scoiattolo utilizzando una **doppia gabbia** (quella esterna di piccola induttanza ed alta resistenza, quella interna di alta induttanza e bassa resistenza - fig. II-26b).

L'aumento della resistenza rotorica comporta infatti una riduzione della corrente assorbita allo spunto e contemporaneamente un aumento della coppia di spunto (fig. 27). Le resistenze aggiuntive vengono calcolate di norma in modo da ridurre a circa $1/3$ l'assorbimento di corrente all'avviamento e assicurare una coppia di spunto dell'ordine del $60\div90\%$ della coppia nominale. Questo metodo presenta l'inconveniente di limitare il numero di avviamenti consecutivi a causa della dissipazione di potenza per effetto Joule sul reostato rotorico.

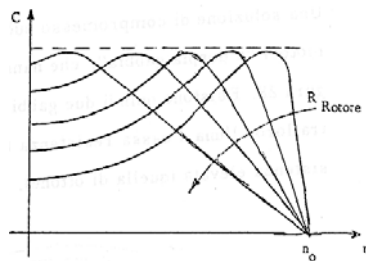


Fig. II-27

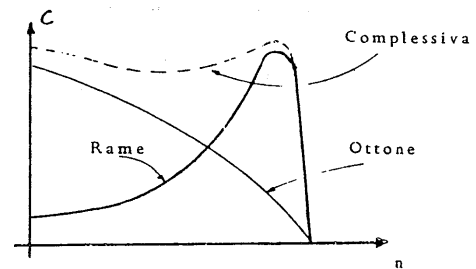


Fig. II-28

La **doppia gabbia** si comporta come un rotore avvolto con reostato in serie; infatti all'avviamento ($f_r = f_s$), essendo la resistenza trascurabile rispetto alla reattanza, la corrente passa prevalentemente nella gabbia esterna ad alta resistenza, a regime invece ($f_r \ll f_s$), essendo la reattanza trascurabile rispetto alla resistenza, la corrente passa prevalentemente nella gabbia interna a bassa resistenza (fig. II-28); si ottengono così buone prestazioni sia nella fase di avviamento (elevata coppia di spunto, bassa corrente di spunto) sia in quella di funzionamento (buon rendimento nominale).

Una coppia di spunto più elevata, oltre a consentire in alcuni casi avviamenti altrimenti impossibili, riduce le sollecitazioni elettrodinamiche e termiche del motore causate dal valore più elevato delle correnti, dalla minore capacità di asportazione del calore alle basse velocità e dalla maggior durata dei transistori.

La riduzione della corrente di spunto può anche ottenersi riducendo la tensione di alimentazione, mediante un **avviatore stella-triangolo** o un **soft-starter**, ciò però solo nel caso in cui non servano elevate coppie di spunto, in quanto il loro valore varia circa con il quadrato dell'ampiezza del valore efficace della fondamentale della tensione di alimentazione.

L'avviamento stella-triangolo consiste nell'alimentare il motore con i suoi avvolgimenti inizialmente collegati a stella, per poi eseguire la commutazione a triangolo quando la velocità dell'albero ha raggiunto il $90\div95\%$ della velocità nominale. In questo modo, la corrente di spunto risulta essere dell'ordine di $1,6\div2,6$ volte la corrente nominale, a scapito però della coppia di avviamento, che risulta notevolmente ridotta (dell'ordine del $40\div60\%$) rispetto alla coppia nominale.

Il soft-starter è un dispositivo elettronico che consente di realizzare un avviamento progressivo con rampa di tensione di durata regolabile ed il funzionamento a risparmio energetico.

La soluzione migliore è infine, come vedremo in seguito, quella di utilizzare un **inverter**.

In figura II-29 è riportato un confronto tra le ampiezze della corrente assorbita nel transitorio di avviamento da un motore asincrono in relazione al sistema realizzato: avviamento diretto, avviamento stella/triangolo, avviamento con soft-starter, avviamento con inverter.

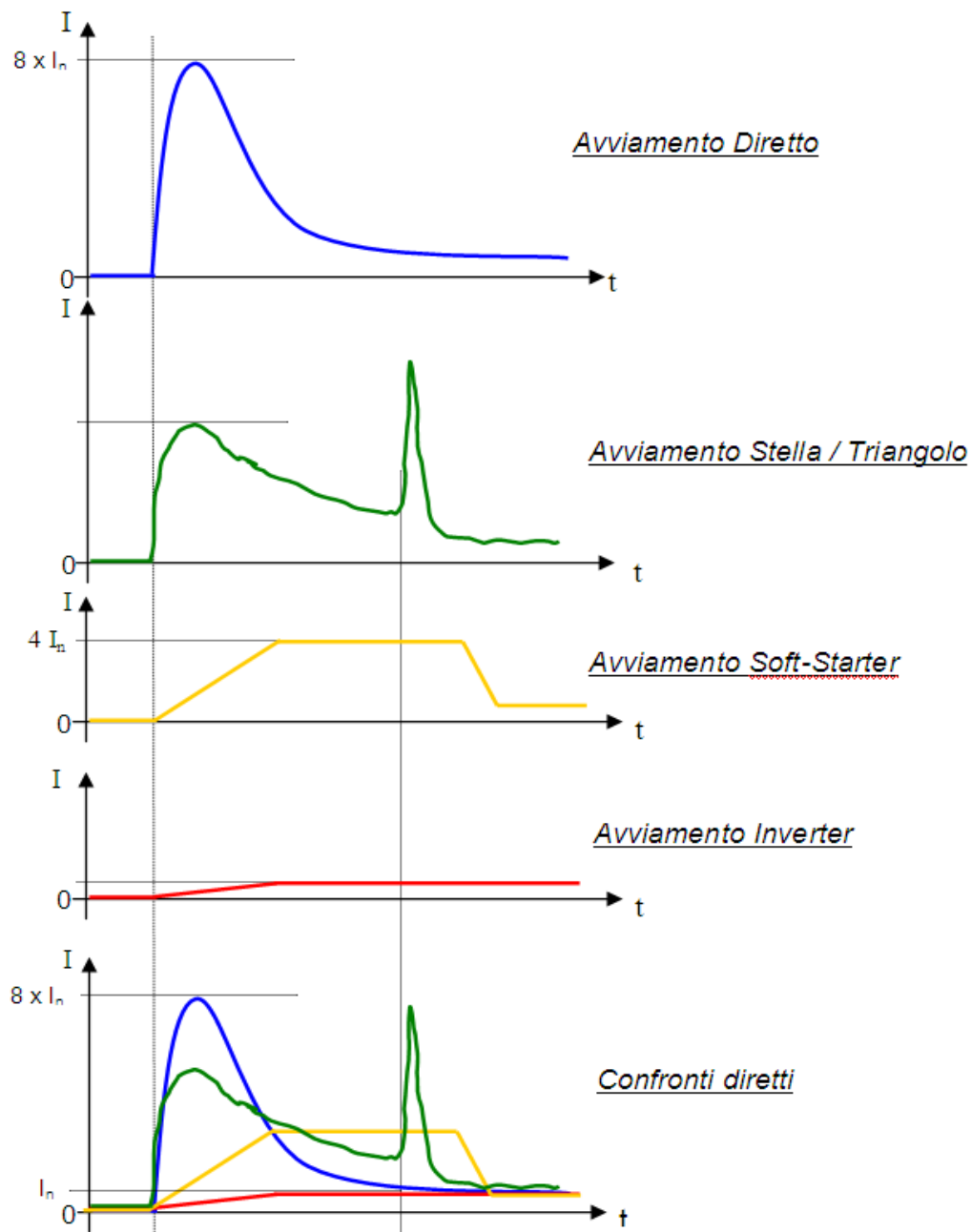


Fig. II-29

In commercio, per permettere all'utente di scegliere il motore che meglio si adatta alla propria applicazione, esistono motori asincroni a gabbia con differenti caratteristiche meccaniche; le norme NEMA in particolare individuano (fig. II-30) quattro classi:

- motori di classe A e B con gabbia a bassa resistenza, adatti per applicazioni in cui è importante privilegiare le prestazioni di funzionamento (alto rendimento nominale) a scapito di quelle di avviamento (bassa C_{sp} e alta I_{sp});

questi motori hanno coppie di spunto normali ($\approx 1,25 C_n$) adeguate per avviare una ampia varietà di macchine industriali, ma mentre quelli di classe A hanno correnti di spunto elevate (tipiche applicazioni includono dispositivi con brevi pesanti sovraccarichi, quali la macchina per stampaggio ad iniezione) quelli di classe B hanno correnti di spunto accettabili per la maggior parte dei sistemi di potenza (tipiche applicazioni includono macchine utensili, ventilatori e soffianti, compressori e pompe centrifughe) e sono pertanto i più largamente usati;

- motori di classe C e D con gabbia ad alta resistenza, qualora si desiderino buone prestazioni di avviamento (elevata C_{sp} e bassa I_{sp}) a scapito di quelle di funzionamento (basso rendimento nominale);

i motori di classe C hanno alte coppie di spunto ($\approx 2,25 C_n$), basse correnti di spunto e relativamente alto scorrimento di pieno carico; tipiche applicazioni dei motori di classe C sono: compressori alternativi, pompe volumetriche, frantoi e polverizzatori; i motori di classe D, tipicamente usati per gru, montacarichi, presse e punzonatrici, hanno coppia di spunto più alta di tutti i tipi NEMA ($C_{sp} \approx 2,8 C_n$) e bassa corrente di spunto ma alto scorrimento nominale ($5\div13\%$); gli elevati valori dello scorrimento rendono questi motori adatti per applicazioni con carichi variabili e conseguenti variazioni rapide della velocità come nelle macchine con immagazzinamento dell'energia in volani; lo scorrimento cresce apprezzabilmente al crescere del carico consentendo all'unità di assorbire energia; ciò riduce i picchi di potenza forniti dal sistema elettrico di alimentazione, con conseguente più uniforme richiesta di potenza.

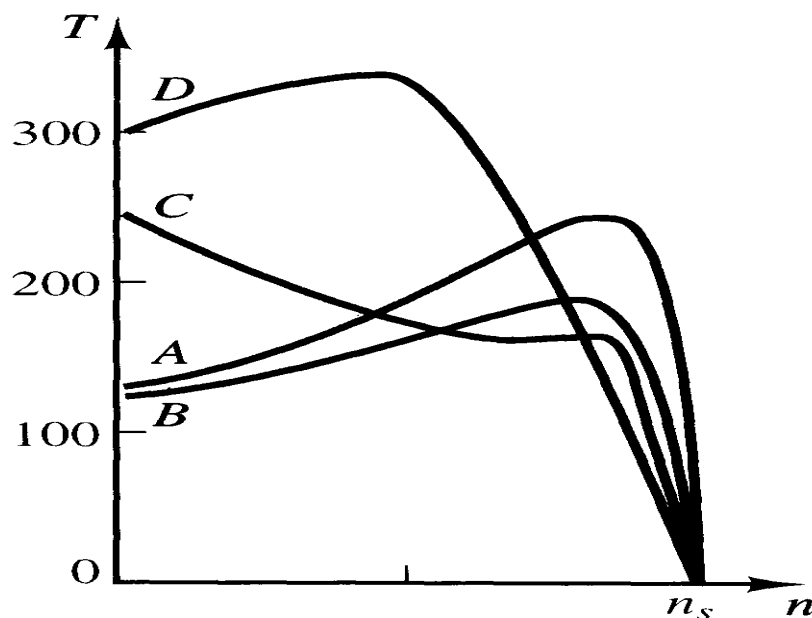


Fig. II-30

Nelle tabelle II-4 e II-5 sono riportati i dati di alcuni servomotori e motori asincroni trifasi.

Rated output		W	60	120	200	400	750	
Rated torque		kg-cm	1.95	3.9	6.5	13	24.3	
		N-m	0.19	0.38	0.64	1.27	2.38	
Max. instantaneous torque		kg-cm	5.9	11.7	19.5	39	65.6	
		N-m	0.57	1.15	1.9	3.8	6.43	
Rated rotating		rpm	3000					
Max. rotating		rpm	3500					
Rated current		A	1.5	1.5	2.4	2.4	4.2	
Max. peak current		A	4.5	4.5	7.2	7.2	11.3	
Rated voltage		V	48	92	93	178	177	
Torque constant		kg-cm/A	1.45	2.9	2.98	5.96	6.1	
		N-m/A	0.14	0.28	0.29	0.58	0.6	
Rotary inertia	J	g-cm-S ²	0.083	0.155	0.67	1.18	3.02	
	GD ²	kg-cm ²	0.081	0.15	0.66	1.16	2.96	
Power rate		KW/S	4.49	9.6	6.18	14	19.1	
Mechanical constant		mS	9.8	6.8	13	7.7	8.2	
Electric constant		mS	0.56	0.7	1.3	1.6	2.1	
Speed, position detecting		-----	Optical encoder 2000P/R. A,B,Z-phase output (with U,V,W-phase)					
Approx. weight		kg	1.3	1.6	2.4	3.0	4.5	
Holding brake (Option)	Rated current, voltage		V / A	DC+24V/0.36A		DC+24V/0.45A		
	Standstill friction torque	kg-cm	8		25			
		N-m	0.78		2.45			
	Brake inertia	J	g-cm-S ²	0.024		0.1		
		GD ²	kg-cm ²	0.024		0.098		
Weight (additional)		kg	0.5		0.7		1.2	

Tab. II-4

Type	P	n	η	$\cos \varphi$	I	I _A /I	M _A /M	M _S /M	M _K /M	LK	Fig.	J	m
	kW	rpm	%	—	400 V A							kgm ²	kg
synchronous speed 3000 rpm - 2 pole version													
K21R 56 K2	0,09	2865	69,0	0,75	0,25	4,9	2,3	2,3	2,8			0,00013	4,4
K21R 56 G2	0,12	2830	69,0	0,78	0,32	4,5	2,1	2,1	2,3			0,00013	4,5
K21R 63 K2	0,18	2790	65,0	0,78	0,5	4,1	1,9	1,9	2,2			0,00013	4,9
K21R 63 G2	0,25	2800	67,0	0,73	0,74	4,2	2,2	2,2	2,4			0,00015	5,2
K21R 71 K2	0,37	2780	70,0	0,81	0,94	4,4	2,1	2,1	2,3			0,00025	6,7
K21R 71 G2	0,55	2815	74,0	0,78	1,38	5,1	2,3	2,1	2,6			0,00032	7,6
K21R 80 K2	0,75	2825	77,0	0,82	1,72	5,9	2,4	2,4	2,6			0,00057	10,7
K21R 80 G2	1,10	2835	77,0	0,81	2,55	6,0	2,4	2,3	2,6			0,0007	11,5
K21R 90 S2	1,50	2850	80,0	0,81	3,35	7,0	2,5	2,5	2,8			0,0013	16
K21R 90 L2	2,20	2850	81,0	0,86	4,55	7,5	2,8	2,3	2,9			0,0017	19
K21R 100 L2	3,00	2865	83,0	0,85	6,15	7,0	2,4	2,4	2,8			0,00275	25
K21R 112 M2	4,00	2900	83,0	0,83	8,4	7,0	2,2	2,1	2,9			0,00450	32
K21R 112 MX 2	5,5	2890	86,0	0,84	11,0	7,5	2,4	2,2	3,0			0,0055	38
K21R 132 S2	5,5	2890	81,5	0,86	11,5	5,8	1,9	1,7	2,8	13	12	0,0081	50
K21R 132 SX2	7,5	2855	83,0	0,88	15	6,3	1,7	1,6	2,7	13	12	0,0110	57
K21R 160 M2	11,0	2910	87,0	0,92	20	7,5	2,2	1,8	3,0	15	3	0,0258	81
K21R 160 MX2	15,0	2930	88,8	0,90	27	7,1	2,2	1,7	2,9	15	4	0,0575	118
K21R 160 L2	18,5	2920	90,5	0,92	32	7,2	2,1	1,6	2,8	13	12	0,0675	134

Tab. II-5

II-5. Motori asincroni monofasi.

I motori asincroni monofasi sono largamente utilizzati per applicazioni quali seghe circolari, perforatrici, macchine di aspirazione e ventilazione, elettrodomestici, macchine per l'ufficio, quando non è disponibile un'alimentazione trifase.

Tali motori hanno un avvolgimento rotorico a gabbia di scoiattolo e due avvolgimenti statorici (avvolgimento principale o di marcia e avvolgimento ausiliario o di avviamento) connessi in parallelo e disposti in modo tale da avere gli assi magnetici spostati spazialmente di 90° elettrici; le impedenze di tali avvolgimenti devono poi essere tali da far sì che le correnti che li attraversano siano sfasate il più possibile (idealmente 90°), in modo da creare un campo magnetico rotante così da permettere l'avviamento del motore.

Se nello statore vi fosse un solo avvolgimento, alimentandolo la corrente statorica produrrebbe un campo magnetico alternato e la caratteristica meccanica del motore presenterebbe una coppia di spunto nulla, pertanto il rotore resterebbe fermo e vibrerebbe.

Esistono differenti tipi di motori asincroni monofasi: motori con avvolgimento ausiliario e resistenza (split-phase), motori con avvolgimento ausiliario e condensatore (capacitor start), motori con avvolgimento ausiliario e condensatore permanentemente inserito (permanent split capacitor), motori con avvolgimento ausiliario e 2 condensatori (capacitor start/run), motori a poli schermati (shaded-pole). Le corrispondenti tipologie di caratteristiche meccaniche sono riportate in figura II-31.

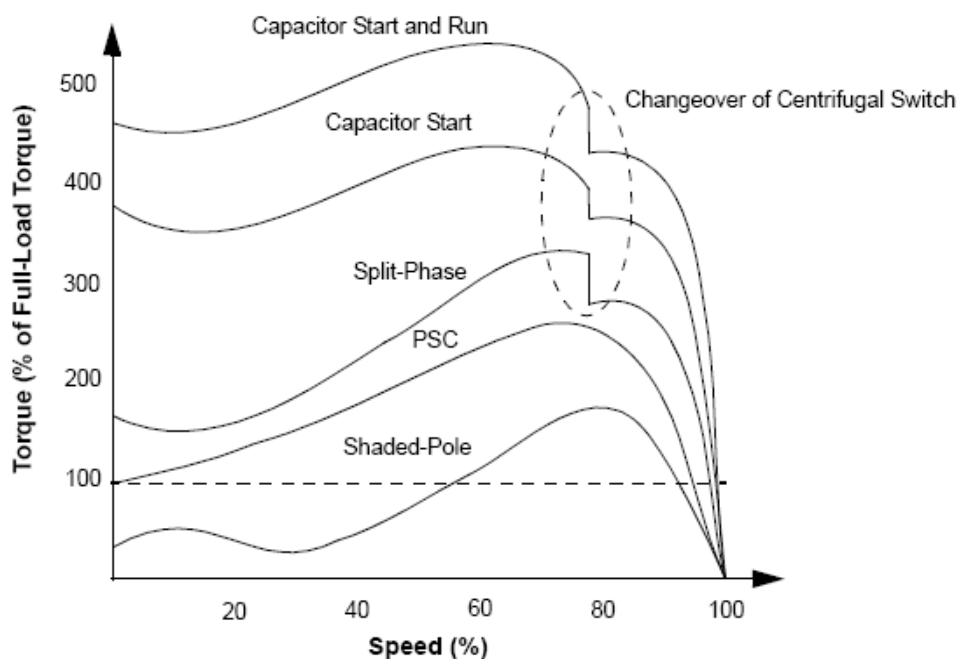


Fig. II-31

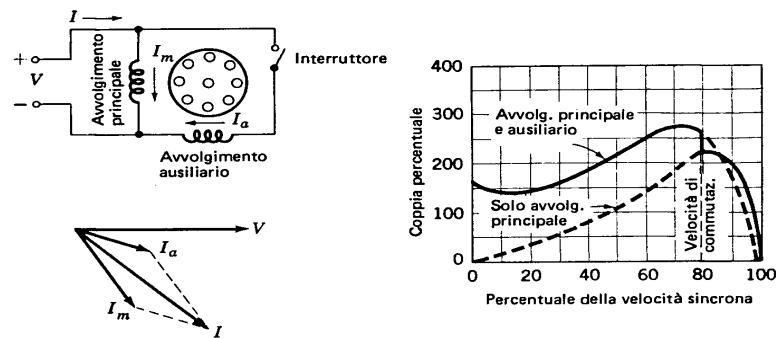
II-5/1. Motori con avvolgimento ausiliario e resistenza (fig. II-32 – tab. II-6).

Fig. II-32

L'avvolgimento ausiliario, la cui funzione è sviluppare una coppia di spunto, entra in funzione allo spunto e ad una data velocità ($\cong 75\% n_s$) viene escluso per mezzo di un interruttore centrifugo (o elettronico). Esso, rispetto a quello principale, è caratterizzato da una resistenza maggiore e da una reattanza minore ed ha un minore numero di spire di sezione più piccola.

Tali motori, poco costosi, con coppie di spunto pari a $1 \div 2 C_n$, correnti di spunto pari a $7 \div 10 I_n$ e potenza massima 300 W, sono principalmente utilizzati per piccoli apparecchi da ufficio e applicazioni domestiche (frigoriferi, congelatori e condizionatori).

Serie Amd

Costruzione chiusa con ventilazione esterna - Avviamento a resistenza -
Servizio continuo - Coppia d'avviamento pari alla normale

TIPO	50 PERIODI					60 PERIODI					Tensione di costruzione		Peso (motore in forma B 3, senza morseltiera) kg	Numero meccano- grafico
	Potenza resa		Giri al 1' n	A ass. a 110 V	Potenza resa		Giri al 1' n	A ass. a 110 V	min	max				
	CV	watt			CV	watt								
2 POLI														
Amd 1 a 2	0,022	1/45	16	2580	0,8	0,026	1/40	19	3100	0,8	110	220	2,400	109011001
Amd 1 b 2	0,03	1/35~	22	2590	0,95	0,035	1/28~	26	3100	0,95	110	220	2,800	109021001
Amd 2 a 2	0,07	1/14	52	2740	1,35	0,08	1/12~	60	3280	1,55	110	280	3,900	109031001
Amd 2 b 2	0,095	1/10~	70	2760	1,6	0,11	1/9	81	3300	2,2	110	280	4,600	109041001
Amd 3 a 2	0,135	1/7 ~	100	2760	2,2	0,16	1/6 ~	120	3300	2,5	110	280	5,800	109051001
Amd 3 b 2	0,18	1/6 ~	132	2770	2,9	0,22	2/9	160	3320	3,2	110	280	6,800	109061001
4 POLI														
Amd 1 a 4	0,013	1/70~	10	1280	0,65	0,016	1/60~	12	1540	0,65	110	220	2,400	109012001
Amd 1 b 4	0,019	1/50~	14	1300	0,75	0,023	1/45~	17	1550	0,8	110	220	2,800	109022001
Amd 2 a 4	0,035	1/30~	26	1340	1,15	0,04	1/25~	30	1600	1,2	110	280	3,900	109032001
Amd 2 b 4	0,048	1/20~	35	1360	1,4	0,054	1/18~	40	1620	1,6	110	280	4,600	109042001
Amd 3 a 4	0,095	1/10~	70	1370	2,1	0,11	1/9	82	1640	2,7	110	280	5,800	109052001
Amd 3 b 4	0,125	1/8	92	1380	2,75	0,15	1/7 ~	110	1650	2,8	110	280	6,800	109062001

Tab. II-6

II-5/2. Motori con avvolgimento ausiliario e condensatore (fig. II-33 – tab. II-7).

Sono analoghi ai motori split-phase, l'unica differenza è costituita dal fatto che lo sfasamento tra le due correnti statoriche viene ottenuto inserendo in serie all'avvolgimento ausiliario un condensatore elettrolitico a secco per corrente alternata.

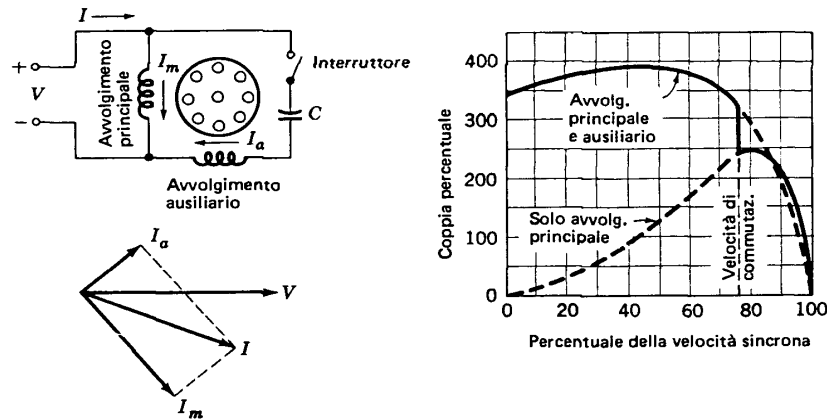


Fig. II-33

Tali motori, che presentano coppie di spunto più elevate dei precedenti ($2\div4 C_n$), correnti di spunto minori ($4,5\div5,75 I_n$) e potenze fino a 7 kW, sono adatti per pompe, compressori dell'aria e macchine utensili; sono usati anche in alcuni tipi di lavabiancheria con potenze di 200-300 W.

Costruzione chiusa con ventilazione esterna - Avviamento con condensatore - Servizio continuo - Coppia d'avviamento uguale a circa 3 volte la normale, nei tipi a 4 poli e 2,5 volte, nei tipi a 2 poli.

Serie Amdf

TIPO	50 PERIODI					60 PERIODI					Tensione di costruzione		Peso (motore in forma B 3, senza morseltiera) kg	Numero meccano- grafico
	Potenza resa		Giri al 1' n	A ass. a 110 V	Potenza resa		Giri al 1' n	A ass. a 110 V	min	max				
	CV	watt			CV	watt								
2 POLI														
Amdf 1 a 2	0,022	1/45	16	2580	0,7	0,026	1/40~	19	3100	0,8	110	220	2,400	113011001
Amdf 1 b 2	0,03	1/35~	22	2590	0,9	0,035	1/28~	26	3100	1,1	110	220	2,800	113021001
Amdf 2 a 2	0,07	1/14	52	2740	1,2	0,08	1/12~	60	3200	1,3	110	280	3,900	113031001
Amdf 2 b 2	0,095	1/10~	70	2760	1,6	0,11	1/9	81	3300	1,75	110	280	4,600	113041001
Amdf 3 a 2	0,135	1/7 ~	100	2760	2,2	0,16	1/6 ~	120	3300	2,5	110	280	5,800	113051001
Amdf 3 b 2	0,18	1/6 ~	132	2770	2,7	0,22	2/9	160	3320	3,3	110	280	6,800	113061001
4 POLI														
Amdf 1 a 4	0,013	1/70~	10	1280	0,6	0,016	1/60~	12	1540	0,7	110	220	2,400	113012001
Amdf 1 b 4	0,019	1/50~	14	1300	0,7	0,023	1/45~	17	1550	0,8	110	220	2,800	113022001
Amdf 2 a 4	0,035	1/30~	26	1340	1,1	0,04	1/25~	30	1600	1,2	110	280	3,900	113032001
Amdf 2 b 4	0,048	1/20~	35	1360	1,4	0,055	1/18~	40	1620	1,5	110	280	4,600	113042001
Amdf 3 a 4	0,095	1/10~	70	1370	2,1	0,11	1/9	82	1640	2,35	110	280	5,800	113052001
Amdf 3 b 4	0,125	1/8	92	1380	2,75	0,15	1/7 ~	110	1650	3,1	110	280	6,800	113062001

Tab. II-7

II-5/3. Motori con avvolgimento ausiliario e condensatore permanentemente inserito (fig. II-34 – tab. II-8).

Sono considerati i più affidabili motori monofasi (principalmente perché non richiedono un interruttore centrifugo) e presentano migliori fattori di potenza e rendimenti e minori correnti di spunto ($I_{sp} < 2 I_n$) e pulsazioni di coppia dei precedenti in quanto l'avvolgimento ausiliario rimane sempre inserito, ma coppia di spunto è minore $[(0,3-1,5) C_n]$, in quanto il valore della capacità è necessariamente un compromesso tra quelli ottimali per l'avviamento e per il funzionamento normale.

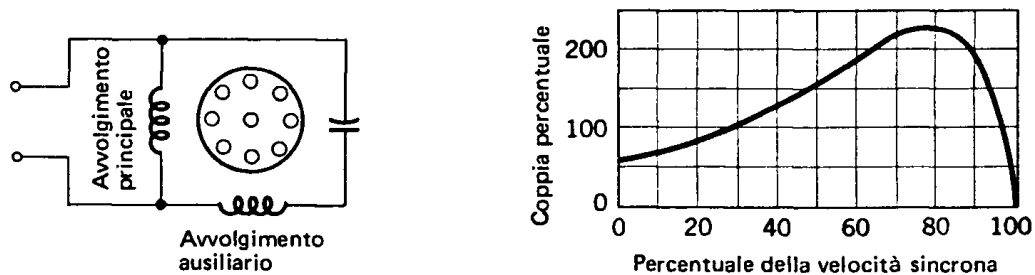


Fig. II-34

Tali motori sono normalmente usati per il comando di ventilatori e compressori che richiedono basse coppie di spunto. Poiché i condensatori elettrolitici non sono adatti al servizio continuo, si devono usare i più costosi condensatori in carta impregnata.

Serie AK

Costruzione chiusa, con ventilazione esterna - Condensatore perman. inserito - Servizio continuo - Coppia d'avviamento uguale a circa metà della normale.

TIPO	50 PERIODI					60 PERIODI					Tensione di costruzione		Peso (motore in forma B 3, senza morsetti) kg	Numero meccano- grafico
	Potenza resa		Giri al 1' n	A ass. a 110 V	Potenza resa		Giri al 1' n	A ass. a 110 V	min	max				
	CV	watt			CV	watt								
2 POLI														
AK 1 a 2	0,043	1/23	32	2600	0,8	0,05	1/20	37	3100	0,8	110	280	2,400	105011001
AK 1 b 2	0,062	1/16	46	2620	1	0,075	1/13~	55	3100	1,15	110	280	2,800	105021001
AK 2 a 2	0,11	1/9	81	2780	1,25	0,13	1/8 ~	96	3320	1,7	110	280	3,900	105031001
AK 2 b 2	0,15	1/7 ~	110	2800	1,55	0,18	1/6 ~	132	3330	1,9	110	280	4,600	105041001
AK 3 a 2	0,21	1/5 ~	155	2800	2,2	0,25	1/4	184	3330	2,55	110	280	5,800	105051001
AK 3 b 2	0,3	1/3	221	2810	3,05	0,35	1/3 ~	258	3340	3,7	110	280	6,800	105061001
4 POLI														
AK 1 a 4	0,03	1/35~	22	1330	0,65	0,036	1/27	27	1580	0,8	110	280	2,400	105012001
AK 1 b 4	0,043	1/23	32	1340	0,8	0,05	1/20	37	1600	0,85	110	280	2,800	105022001
AK 2 a 4	0,07	1/14	52	1360	1,1	0,083	1/12	62	1620	1,15	110	280	3,900	105032001
AK 2 b 4	0,1	1/10	73	1380	1,35	0,12	1/9 ~	85	1650	1,4	110	280	4,600	105042001
AK 3 a 4	0,15	1/7 ~	110	1380	1,8	0,18	1/6 ~	132	1650	2,05	110	280	5,800	105052001
AK 3 b 4	0,2	1/5	147	1380	2,2	0,24	1/4 ~	175	1670	2,55	110	280	6,800	105062001

Tab. II-8

II-5/4. Motori con avvolgimento ausiliario e 2 condensatori (fig. II-35).

La presenza di un condensatore per l'avviamento ed uno per il funzionamento normale consente di ottenere sia elevate coppie di spunto [$> 2 C_n$] sia migliore fattore di potenza, rendimento e pulsazioni di coppia.

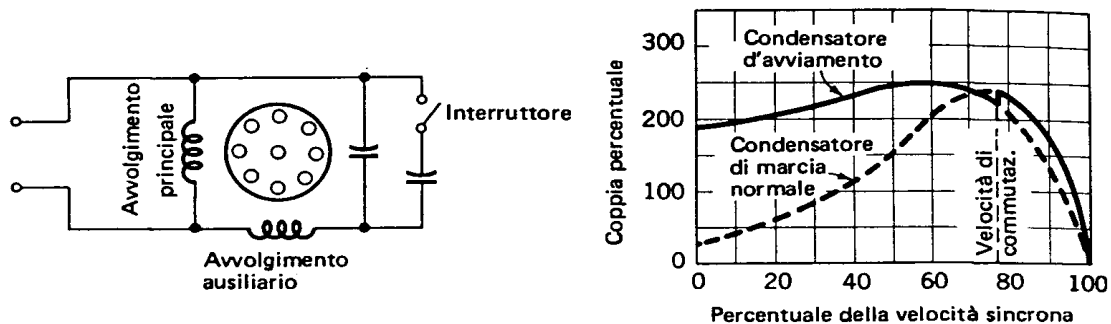


Fig. II-35

Tali motori, che sono i motori asincroni monofasi più costosi, in relazione alla presenza di due condensatori (uno di avviamento ed uno di funzionamento) e di un interruttore centrifugo, sono straordinariamente silenziosi e arrivano sino a potenze di 15 kW.

Tali motori sono normalmente usati per il comando di macchine per la lavorazione del legno, compressori ad aria, pompe ad alta pressione ed altre applicazioni che richiedono coppie elevate.

Il calcolo della capacità del condensatore di avviamento richiede la conoscenza dei parametri costruttivi del motore e calcoli abbastanza complessi. Ci si affida perciò generalmente a formule empiriche che forniscono ugualmente risultati soddisfacenti, eventualmente ritoccati in seguito alle prove pratiche. Una formula consigliata è la seguente:

$$C = \frac{P_a}{U^2 \cdot k \cdot f}$$

con C capacità in μF , P_a potenza assorbita dal motore in W e k rapporto fra il numero delle spire dell'avvolgimento ausiliario e quello dell'avvolgimento principale (generalmente è uguale a 1, ma può scendere fino a 0,7)

II-5/5. Motori a poli schermati (fig. II-36 – tab. II-9).

Hanno dei poli salienti su cui sono disposte delle bobine che costituiscono l'avvolgimento principale; su ogni polo è inoltre ricavato un dente in posizione spazialmente asimmetrica intorno al quale è disposta una spira di rame in corto circuito; le correnti indotte in tali spire, determinando uno sfasamento in ritardo del flusso nella porzione schermata del polo rispetto a quello nella porzione non schermata, danno origine ad una modesta coppia di spunto [(0,25-0,75) C_n].

Tali motori, che vengono generalmente usati nei ventilatori con potenza inferiore ai 100 W, non avendo né avvolgimento ausiliario, né interruttore centrifugo, né condensatore sono di costruzione semplice, robusta ed economica (è più economico sostituirli che ripararli). Essi però hanno rendimenti e fattori di potenza molto bassi (dell'ordine rispettivamente del 20% e del 50-60%).

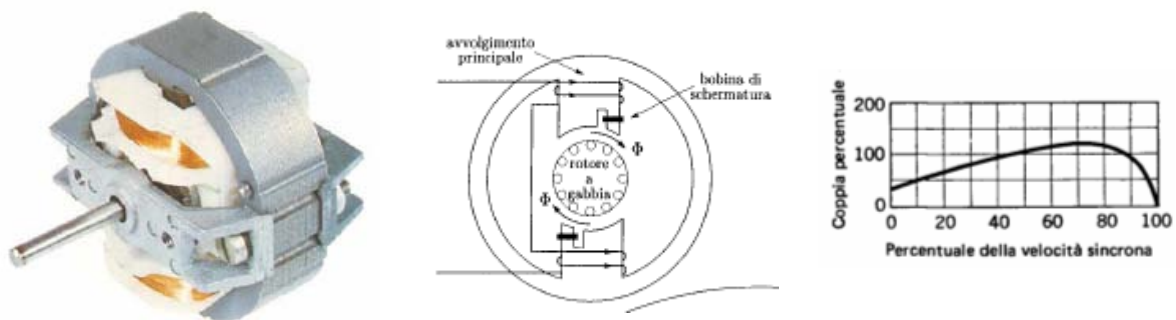


Fig. II-36

T I P O	50 periodi/s		60 periodi/s		Tensione di costruzione		Reostato tipo	Peso kg		Numero meccanograf.	
	watt resi	Giri al 1' n	watt resi	Giri al 1' n	min.	max		forma incorp.	forma B 10-0	incorpor.	forma B 10-0
M 254 C	2	1200	2,3	1380	100	280	RR 1	1,300	1,350	123052010	126052004
M 304 C	4	1250	4,4	1350	100	280	RR 2	1,870	1,920	123062010	126062004
M 404 C	8	1250	8,5	1320	100	280	RR 2	3,350	3,400	123072010	126072004

Tab. II-9

II-5/6. Motori asincroni trifasi funzionanti in monofase.

I motori asincroni trifasi possono funzionare in monofase collegando un condensatore in derivazione su due morsetti, qualunque sia il tipo di collegamento delle fasi del motore (fig. II-37). In tale caso la potenza si riduce al 60-70%. I migliori risultati si hanno con motori di piccole dimensioni ($< 3-4$ kW).

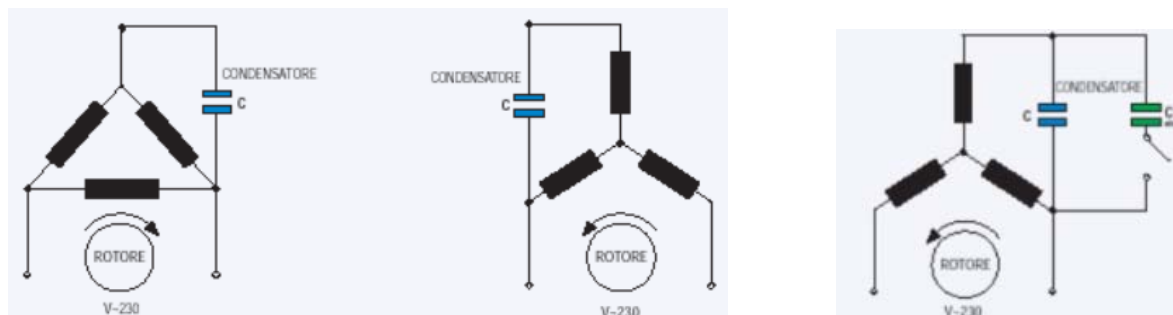


Fig. II-37

La soluzione ottimale, in particolare per i motori che devono avviarsi sotto carico, è quella di utilizzare due condensatori: uno in fase di avviamento e uno, di capacità inferiore, da utilizzare solo quando il motore è in marcia a regime.

In figura II-38 sono riportati esempi di motori asincroni trifasi alimentati in monofase con collegamento a stella e a triangolo e relativi schemi di collegamento della morsetteria, con senso di rotazione orario e antiorario.

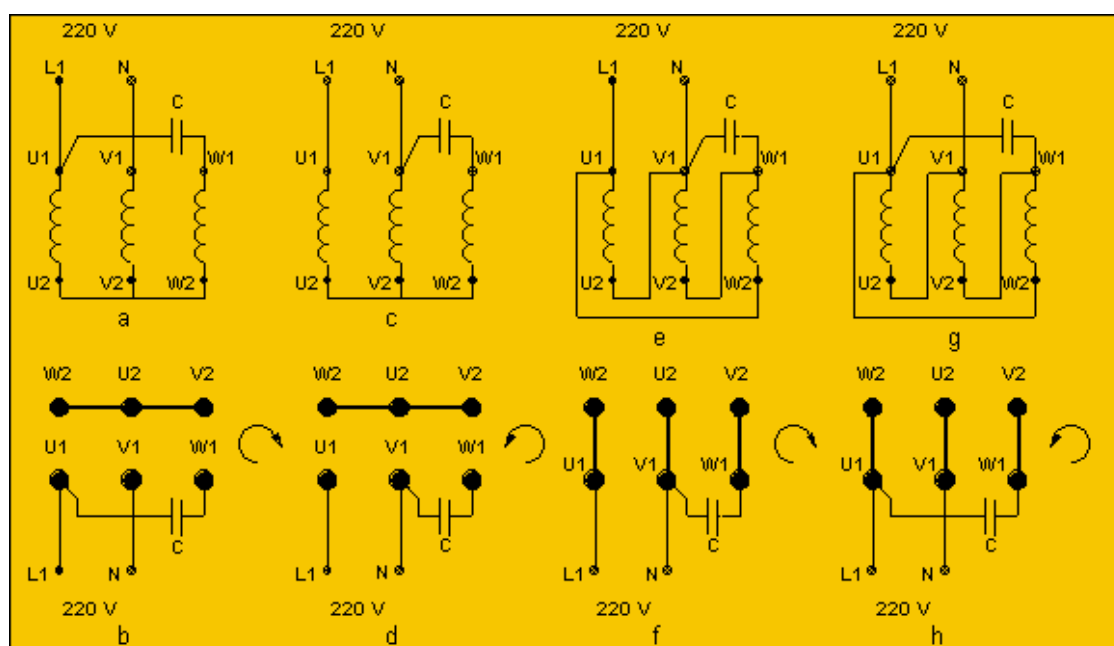


Fig. II-38

II-6 Motori sincroni trifasi.

Vengono chiamate sincrone tutte le macchine elettriche a corrente alternata la cui velocità di funzionamento è rigidamente legata alla frequenza della tensione generata o applicata ai morsetti. Le macchine sincrone sono principalmente utilizzate come generatori; la quasi totalità di energia elettrica prodotta è infatti dovuta ad esse.

II-6/1. Struttura elettromagnetica.

I motori sincroni sono costituiti da uno statore, identico a quello dei motori asincroni, all'interno del quale, separato da un traferro di piccolo spessore, è situato un rotore di materiale ferromagnetico massiccio. Sul rotore sono presenti dei poli, in numero pari a quelli dell'avvolgimento statorico, che possono essere realizzati mediante magneti permanenti (fig. II-39) o conduttori percorsi da corrente continua posizionati su espansioni polari (fig. II-40a) o nelle cave (fig. II-40b). Gli estremi del circuito di eccitazione sono connessi a due anelli (fig. II-41), montati sull'albero di rotazione, sui quali strisciano le spazzole per l'adduzione della corrente.

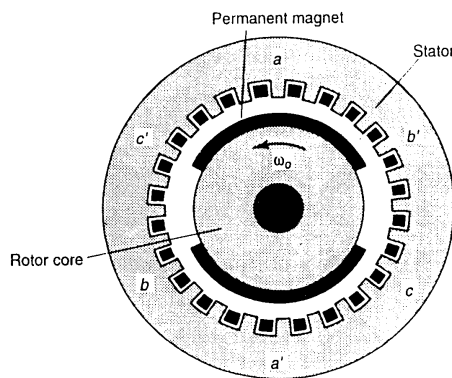


Fig. II-39

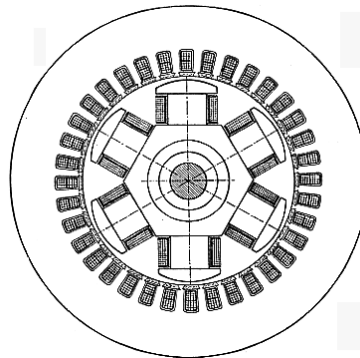


Fig. II-40a

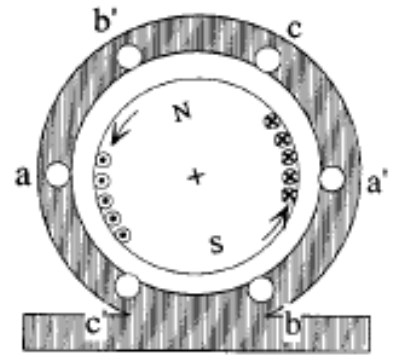


Fig. II-40b

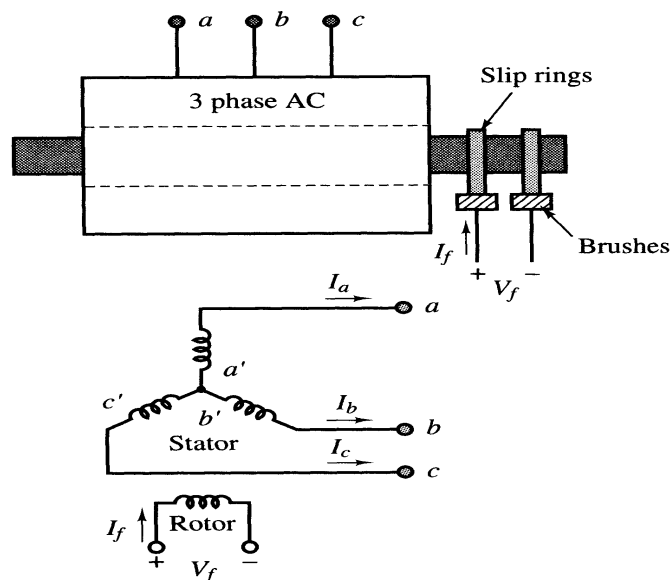


Fig. II-41

II-6/2. Caratteristiche funzionali.

Una macchina sincrona connessa in parallelo su una rete di potenza prevalente può essere fatta funzionare da generatore o da motore a seconda che si applichi al suo asse una coppia motrice o una coppia frenante.

I motori sincroni sono caratterizzati dalle seguenti proprietà:

- ruotano a velocità rigorosamente costante $n=60f/p$ per qualsiasi condizione di carico compresa entro i limiti della potenza di targa e la loro caratteristica meccanica è quindi rappresentata da un segmento di retta parallelo all'asse delle coppie;
- non sono in grado di autoavviarsi; quando vengono alimentati infatti, mentre il campo rotante statorico assume immediatamente la velocità di sincronismo, il rotore, a causa dell'inerzia, non riesce a seguirlo e rimane fermo; per avviarsi necessitano quindi o di un motore ausiliario di lancio o di una gabbia di scoiattolo sul rotore (fig. II-42) o di essere alimentati tramite un inverter;
- possono funzionare come dispositivi di rifasamento aumentando il valore della corrente di eccitazione rispetto al suo valore nominale;
- hanno rendimento e fattore di potenza migliori di quelli di corrispondenti motori asincroni e la temperatura del rotore e quindi il riscaldamento della macchina azionata e dei cuscinetti è molto inferiore.

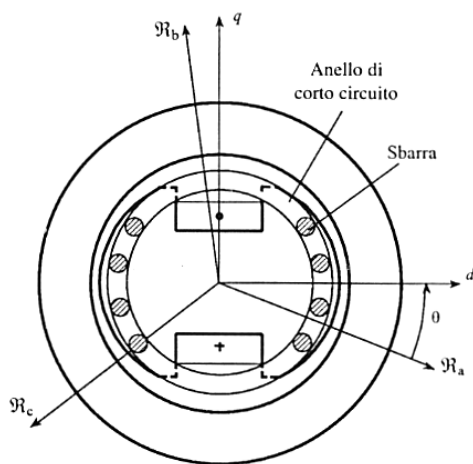


Fig. II-42

Tali motori trovano impiego in quelle applicazioni in cui si vuole ottenere una velocità costante senza regolazione (orologi, registratori a nastro, bobine di filatura, cineprese, giroscopi, ventilatori, pompe di lavatrici e lavastoviglie), quando è necessario azionare più trasmissioni del moto con lo stesso numero di giri o con determinati rapporti del numero di giri (cartiere e industrie tessili) e quando oltre allo sviluppo di potenza meccanica si vuole conseguire un effetto rifasante di grosse utenze con carico variabile (industrie utilizzando più motori ad induzione, centrali di trasformazione dell'energia elettrica).

II-7. Motori brushless.

I motori brushless diversamente dai motori classici, che sono caratterizzati da un ben determinato punto di lavoro, sono in grado di funzionare naturalmente in ampi campi di condizioni operative erogando piena coppia anche a velocità nulla (es. macchine utensili, nelle quali il pezzo da lavorare deve essere tenuto fermo durante la lavorazione, contrastando la spinta dell'utensile) e di adeguare rapidamente il proprio stato alle variazioni imposte dalla legge di controllo; la loro taglia viene pertanto espressa in termini di coppia, anziché di potenza.

II-7/1. Struttura elettromagnetica.

Dal punto di vista strutturale i motori brushless sono motori sincroni trifasi a magneti permanenti, i cui avvolgimenti sono alimentati da un inverter lo stato dei cui tasti viene commutato dal sistema di controllo, in base ai segnali logici forniti da un sensore di posizione coassiale al rotore (fig. II-43), in modo tale da cercare di ottenere che la distribuzione delle correnti statoriche si modifichi in sincronia con la posizione del rotore e quindi che, in qualsiasi condizione di funzionamento, il campo magnetico rotante statorico sia sempre in anticipo di 90° elettrici rispetto a quello rotorico. Tali motori quindi non possono mai perdere il passo a seguito di brusche variazioni della coppia di carico e/o del riferimento di velocità.

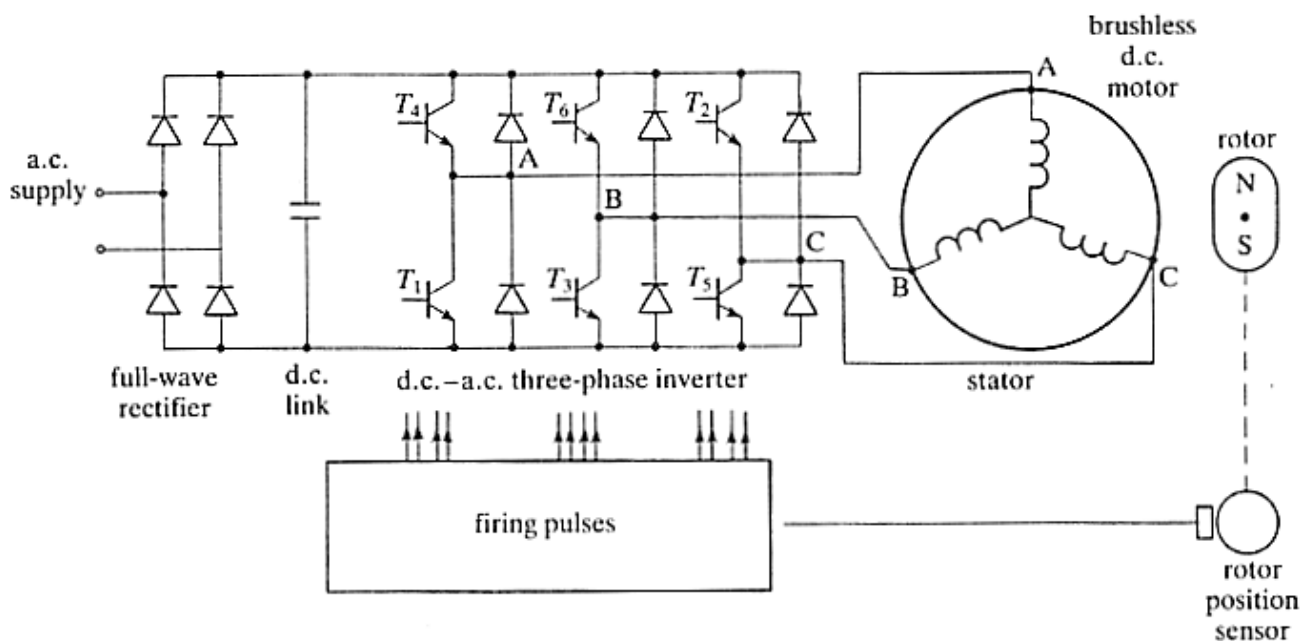
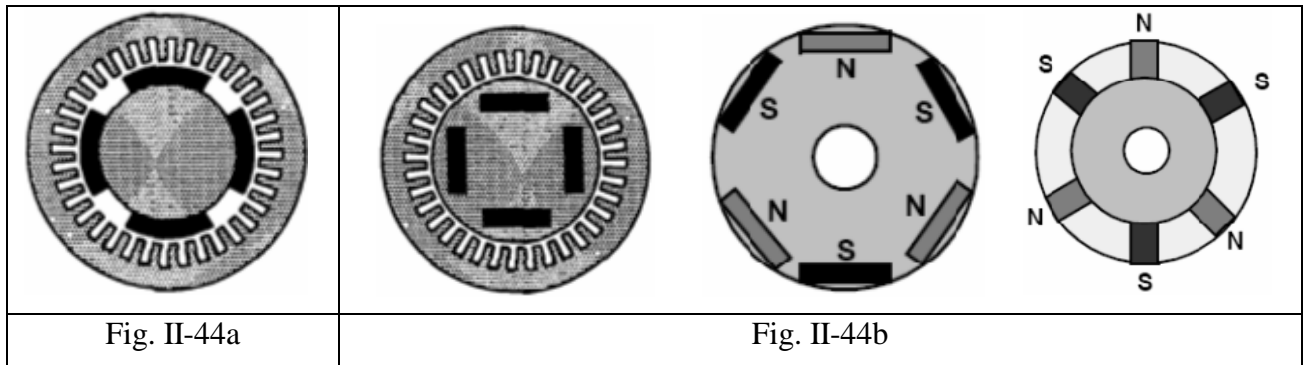


Fig. II-43

La struttura magnetica del rotore più comune è quella isotropa (fig. II-44a) con magneti disposti sulla superficie cilindrica del rotore, perché quella anisotropa (fig. II-44b) con barrette di magnete annegate all'interno del rotore comporta maggiori ondulazioni di coppia e peggiori prestazioni dinamiche.



Le caratteristiche dei magneti permanenti incidono notevolmente sulle dimensioni, sul costo e sulle prestazioni della macchina.

Nei motori brushless l'adozione dei più costosi magneti alle terre rare (SmCo, NdFeB) consente di ottenere a parità di dimensioni coppie più elevate oppure a parità di coppia sviluppata motori di dimensioni, peso e momento di inerzia minori, giustificando così il loro uso per quelle applicazioni dove alte velocità di risposta, elevati rendimenti, massima compattezza e ridotte dimensioni e peso sono importanti.

II-7/2. Aspetti funzionali.

I motori brushless dal punto di vista funzionale possono essere considerati motori in corrente continua a magneti permanenti con commutatore elettronico; analoga è pertanto la logica di controllo del moto.

Sia nei motori in corrente continua che nei motori brushless i vettori rappresentativi dei campi statorico e rotorico risultano sfasati di 90° elettrici (fig. II-45).

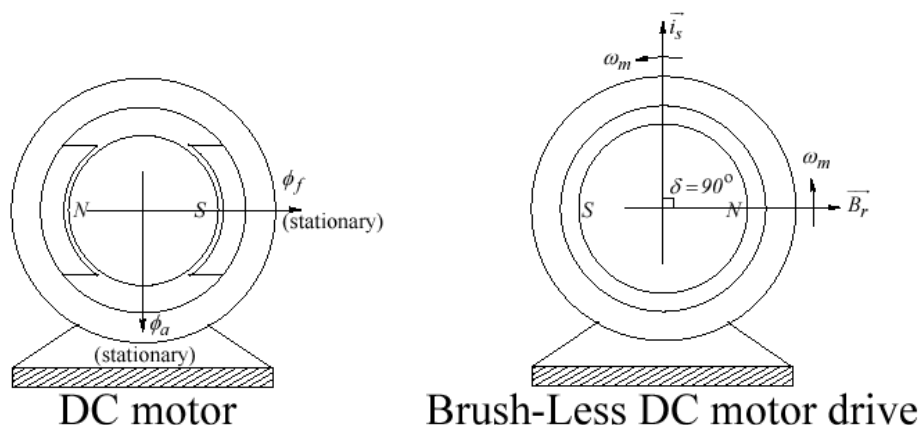


Fig. II-45

Nei motori in corrente continua, in cui il campo di eccitazione prodotto dai magneti permanenti statorici è stazionario, il campo prodotto dalle correnti che circolano negli avvolgimenti rotorici viene mantenuto stazionario dall'azione del commutatore meccanico, che inverte il senso della corrente nei conduttori rotorici ogni volta che attraversano il piano di commutazione. Questo dispositivo, convertendo quindi la corrente continua in ingresso alle spazzole in una corrente alternata nei conduttori rotorici, la cui frequenza è legata alla velocità di rotazione del rotore, fa sì che la distribuzione del campo rotorico si mantenga sempre mediamente perpendicolare a quella del campo statorico, sviluppando quindi una coppia praticamente costante.

Nei motori brushless, in cui il campo prodotto dai magneti permanenti rotorici è rotante, il campo rotante prodotto dalle correnti circolanti nei tre avvolgimenti statorici è mantenuto mediamente in anticipo di 90° elettrici dall'azione del controllo sull'inverter che alimenta il motore.

In relazione alla forma d'onda delle f.c.e.m. di fase a regime stazionario (fig. II-46), che dipende dalla distribuzione spaziale dell'induzione di traferro e da quella dei conduttori delle tre fasi, si distinguono due tipi di motori brushless:

- **brushless trapezoidali**, in cui le f.c.e.m. hanno andamento trapezoidale, con parte piatta dell'onda avente una estensione di 120° elettrici;

- **brushless sinusoidali**, in cui le f.c.e.m. hanno andamento sinusoidale.

I primi hanno prestazioni simili a quelle dei servomotori in corrente continua, senza le limitazioni imposte dal commutatore meccanico. I secondi, che presentano una stretta somiglianza ai motori sincroni, sono più costosi per la maggiore complessità del controllo, ma consentono più facilmente di minimizzare le inevitabili pulsazioni di coppia utilizzando tecniche di progetto standard (ad esempio: inclinazione dei magneti o dei lamierini statorici di un passo di cava, avvolgimenti a passo accorciato, avvolgimenti a passo di cava frazionario).

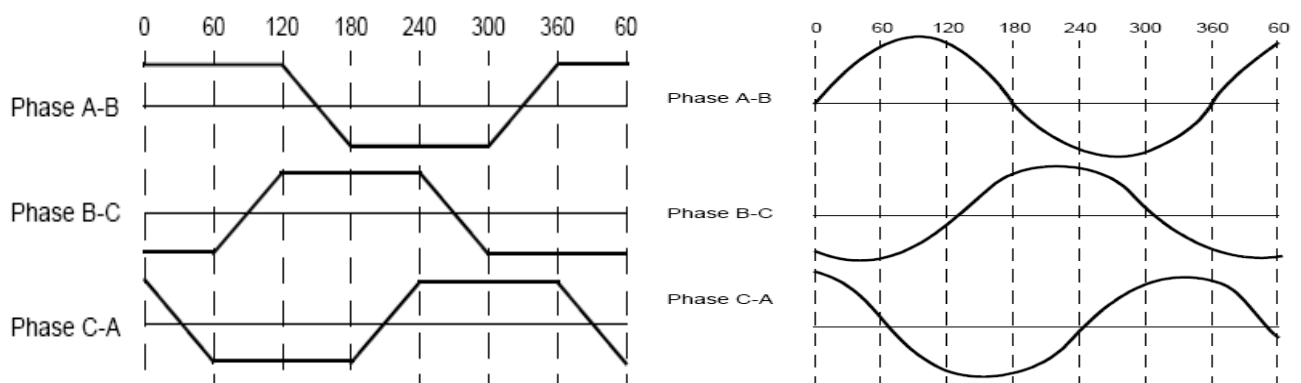


Fig. II-46

Il campo di applicazione dei motori brushless, anche se essenzialmente circoscritto a potenze medio-piccole (≤ 50 kW) in quanto le macchine di grossa taglia richiedono magneti di dimensioni e costo attualmente assai elevati, è importante e in notevole crescita (macchine utensili a controllo numerico, automazione industriale, robotica, trazione leggera, macchine da ufficio, apparecchiature trasportabili, attrezzature mediche, campo aerospaziale, ecc.).

I motori brushless trovano inoltre sempre più numerose applicazioni nel controllo del moto in quanto, a spese di una certa ondulazione di coppia e di maggiori costi, presentano molti vantaggi rispetto ai motori tradizionali sia a corrente continua che asincroni.

In particolare rispetto ai motori in corrente continua presentano vari vantaggi, dovuti essenzialmente all'assenza delle spazzole e del commutatore, quali ad esempio:

- ridotta manutenzione;
- maggiore affidabilità;
- campo di variazione della velocità più ampio;
- assenza di limitazioni ambientali;
- maggiore rendimento;
- più agevole asportazione del calore, in quanto essendo gli avvolgimenti disposti sullo statore è minore la resistenza termica incontrata dal calore da essi generato;
- più elevato rapporto potenza/dimensioni per la più agevole asportazione del calore;
- ridotta inerzia e più elevate prestazioni dinamiche per la presenza sul rotore di magneti permanenti
- minore rumore acustico e EMI.

Rispetto ai motori asincroni, per la presenza nel rotore di magneti permanenti, presentano i seguenti vantaggi:

- più elevato rapporto potenza/dimensioni;
- più elevate prestazioni dinamiche;
- non necessitano di speciali dispositivi di avviamento;
- scorrimento nullo.

Nella tabella II-10 sono riportati i dati di alcuni servomotori brushless sinusoidali.

Servomotori Brushless XMK4...XMK7 (magneti Nd-Fe-B) U=320VDC

Caratteristiche			XMK4-0100	XMK5-0210	XMK5-0430	XMK6-0350	XMK6-0700	XMK7-0650	XMK7-1200	XMK7-1950
Coppia nominale	M _n	Nm	0,9	1,9	3,9	3	6	5	10	15
Velocità nominale*	n _n	min ⁻¹	3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000
Corrente alla coppia nominale	I _n	A	1,95	2,6	4,8	5,2	8,2	7,6	12,5	18,2
Coppia di stallo	M ₀	Nm	1	2,1	4,3	3,5	7	6,5	12	19,5
Corrente alla coppia di stallo	I ₀	A	2	2,7	5	5,2	9	8,5	14	21,8
Coppia massima	M _{max}	Nm	4	8,4	17	14	28	26	48	78
Corrente a coppia massima	I _{max}	A	9,2	12	22	23	41	39	64	100
Velocità massima	n _{max}	min ⁻¹	10000	6000	6000	5000	5000	5000	5000	5000
Costante di coppia	K _M	Nm/A	0,5	0,79	0,87	0,68	0,78	0,76	0,85	0,89
Costante f.e.m.	K _E	V/1000	30	47,5	52	41	47	46	51	54
Resistenza	R _{Ph}	Ω	13,9	7	2,16	3,6	1,26	1,31	0,45	0,25
Induttanza	L _{Ph}	mH	23	16,5	10	12	8,6	4,2	1,9	1,4
Cost. di tempo elettrica	T _{el}	ms	1,65	2,4	4,6	3,3	6,8	3,2	4,2	5,6
Cost. di tempo mec.	T _{mec}	ms								
Cost. di tempo termica	T _{ther}	min	40	33	34	31	38	79	70	61
Inerzia rotore	J	kgcm ²	0,64	4	5,8	8	11,3	29	47	62
Massa (senza freno)	m	kg	2,7	3,9	6,8	5,5	8,7	10	14,5	19
Massa (con freno)	m _{Br}	kg	3,15	4,9	7,8	7	10,2	12,5	17	21,5
Coppia nominale del freno	M _{Br}	Nm	2,5	5	5	5	5	12	12	12

* Sono disponibili avvolgimenti per diverse velocità nominali

Classe di protezione IP54, opzionale IP65

Collegamenti elettrici

Protezione termica

Parametri di esercizio

Alimentazione

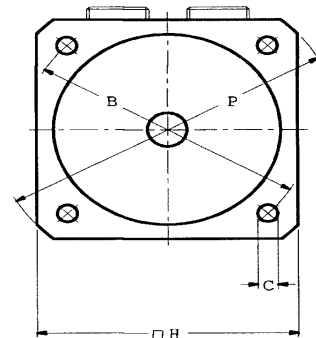
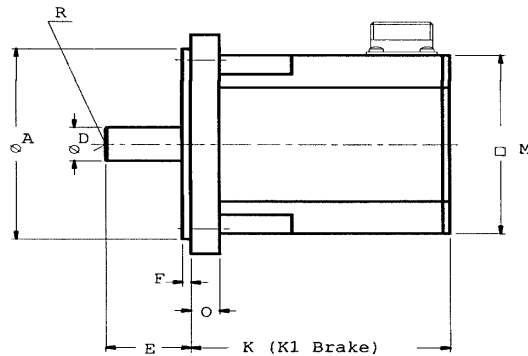
IP54, opzionale IP65

Connettori Interconnectron (2) (mod. XMK7-1950: connettore di alimentazione Cannon (2))

Interruttore termico (normalmente chiuso) con intervento a 145°C, PTC o NTC opzionale

Secondo VDE 0530, temperatura ambiente Tamb= 40°C, D T = 100 K

Avvolgimento standard per alimentazione U = 320 VDC. esecuzione diversa in opzione



Dati meccanici

Tipo motore	Aj6	B	C	Dk6	E	F	H	K	K1	M	O	P	R
XMK4-0100	95	115	9	14	30	2,5	105	90	122	97	8	134	M4x10
XMK5-0210	130	165	11	19	40	3	142	121	157	127	9	188	M5x12
XMK5-0430	130	165	11	19	40	3	142	138	174	127	9	188	M5x12
XMK6-0350	180	215	12	19	50	3,5	190	126	158	158	10	250	M5x12
XMK6-0700	180	215	12	19	50	3,5	190	143	175	158	10	250	M5x12
XMK7-0650	180	215	14	24	50	3,5	190	137	175	190	11	250	M8x19
XMK7-1200	180	215	14	24	50	3,5	190	160	198	190	11	250	M8x19
XMK7-1950	180	215	14	24	50	3,5	190	198	236	190	11	250	M8x19

Tab. II-10

II-8. Motori passo-passo.

I motori passo-passo sono trasduttori elettromeccanici che convertono direttamente un'informazione numerica, costituita da un dato numero di impulsi elettrici, in uno spostamento angolare incrementale, costituito da un numero equivalente di spostamenti unitari o passi, sincronizzati con gli impulsi di comando.

La loro tipica caratteristica, che li differenzia da tutti gli altri tipi di motori elettrici, è quella di poter mantenere fermo l'albero in una determinata posizione angolare di equilibrio stabile senza necessità di freni meccanici.

L'applicazione di treni di impulsi provoca la rotazione del motore ad una velocità che dipende solo dalla frequenza di tali impulsi.

I vantaggi fondamentali dei motori passo-passo sono:

- possibilità di controllare il moto in modo digitale e ad anello aperto;
- eccellente dinamica;
- elevata robustezza e affidabilità;
- semplicità costruttiva e di controllo e costo non elevato;
- limitazioni ambientali e manutenzione praticamente nulle, in quanto brushless;
- elevate coppie a bassa velocità, quindi assenza della necessità di riduttori meccanici.

Essi comportano però:

- necessità di circuiti elettronici;
- problemi di risonanza;
- tempi di stabilizzazione relativamente lunghi;
- funzionamento a scatti, con vibrazioni ai bassi regimi;
- velocità massime limitate (in genere $\approx 1000 \div 1500$ g/1').

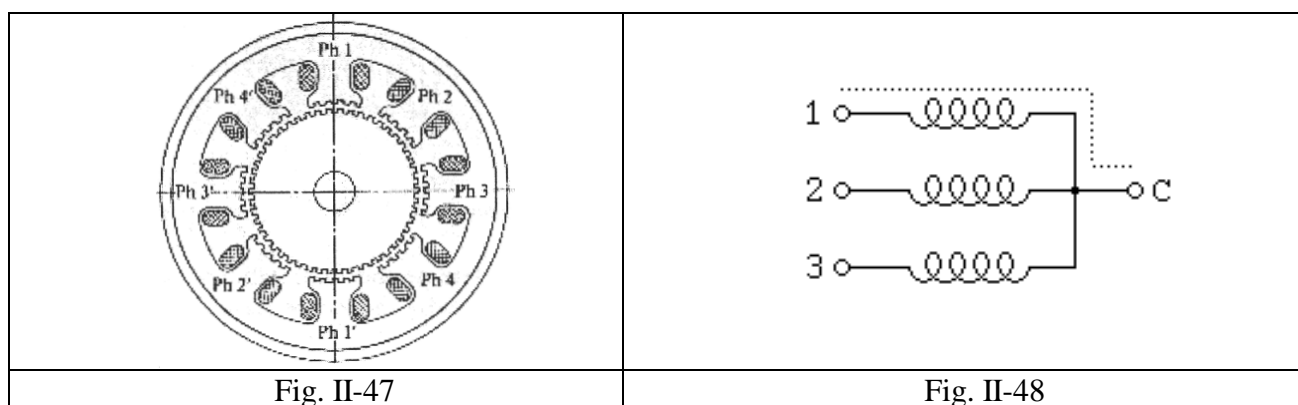
I motori passo-passo costituiscono la scelta ideale per tutte quelle applicazioni di piccola potenza che richiedono posizionamenti rapidi e precisi, quali ad esempio: stampanti a getto di inchiostro, plotter, macchine fotografiche, orologi, sistemi di posizionamento dei telescopi, macchine utensili a controllo numerico, robotica, valvole a farfalla delle autovetture, analizzatori del sangue, dispositivi per la fabbricazione di chip integrati, apparecchiature di prova e di collaudo, automazione industriale, controllori programmabili, controlli aerospaziali, servomeccanismi in generale, ecc.

In relazione al principio di funzionamento si distinguono tre tipi di motori passo-passo:

- a riluttanza variabile, basati sulla minimizzazione della riluttanza;
- a magneti permanente, basati sulle azioni di attrazione e repulsione tra poli magnetici rispettivamente eteronomi e omonimi;
- ibridi, basati su entrambi i principi funzionali dei motori a riluttanza variabile e di quelli a magneti permanenti.

II-8/1. Motori a riluttanza variabile (VR).

Lo statore é costituito da pacchi di lamierini con espansioni polari dentate, su cui sono disposte delle bobine (quelle su poli diametralmente opposti sono collegate in serie e costituiscono una fase); il rotore é un cilindro dentato il cui passo di dentatura è uguale a quello dello statore (fig. II-47). Il traferro deve essere più piccolo possibile ($0,03 \div 0,10$ mm) e lo statore ed il rotore devono essere realizzati con materiale ferromagnetico dolce ad alta permeabilità, in modo da ottenere, anche con limitate forze magnetomotrici, notevoli flussi magnetici e quindi maggiore coppia e accuratezza di posizionamento. Tutte le fasi, il cui numero è pari a metà di quello delle espansioni polari ed è tipicamente compreso tra tre (fig. II-48) e cinque, hanno un terminale a comune e l'altro mantenuto separato.



Il funzionamento si basa sul principio di minima riluttanza, in base al quale in un circuito magnetico con una parte mobile una posizione di minima riluttanza costituisce una posizione di equilibrio stabile.

Pertanto energizzando le fasi una alla volta si crea sequenzialmente su determinate coppie di poli statorici una polarità nord ed una polarità sud ed il corrispondente flusso magnetico attrae il rotore posizionandolo di volta in volta, in modo tale da minimizzare la riluttanza del suo percorso (fig. II-49).

Con riferimento al motore passo-passo di figura II-50 (in cui ogni fase è costituita da una sola bobina), se si fa circolare una corrente continua nella fase A il rotore si sposta nella posizione di minima riluttanza del circuito magnetico della fase alimentata, in corrispondenza della quale i denti di rotore si allineano con quelli del polo A e risultano sfalsati di $1/3$ di passo di dentatura con quelli del polo B e di $2/3$ con quelli del polo C. Tale posizione rimane invariata finché non si diseccita la fase A e se ne alimenta un'altra (B), nel qual caso il rotore si sposta in una nuova posizione di equilibrio, in corrispondenza della quale i denti rotorici si allineano con quelli del polo B, ecc. Con la suddetta sequenza di energizzazione e disenergizzazione delle fasi statoriche (A-B-C-A-....) si ottiene una rotazione antioraria; invertendo la sequenza (A-C-B-A-....) si ottiene una rotazione oraria.

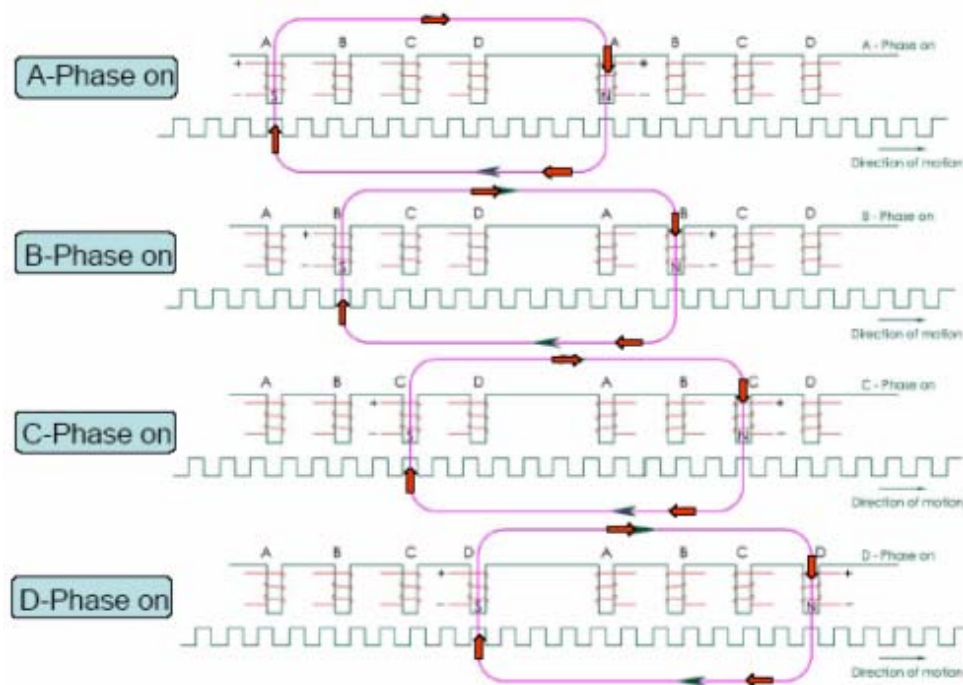


Fig. II-49

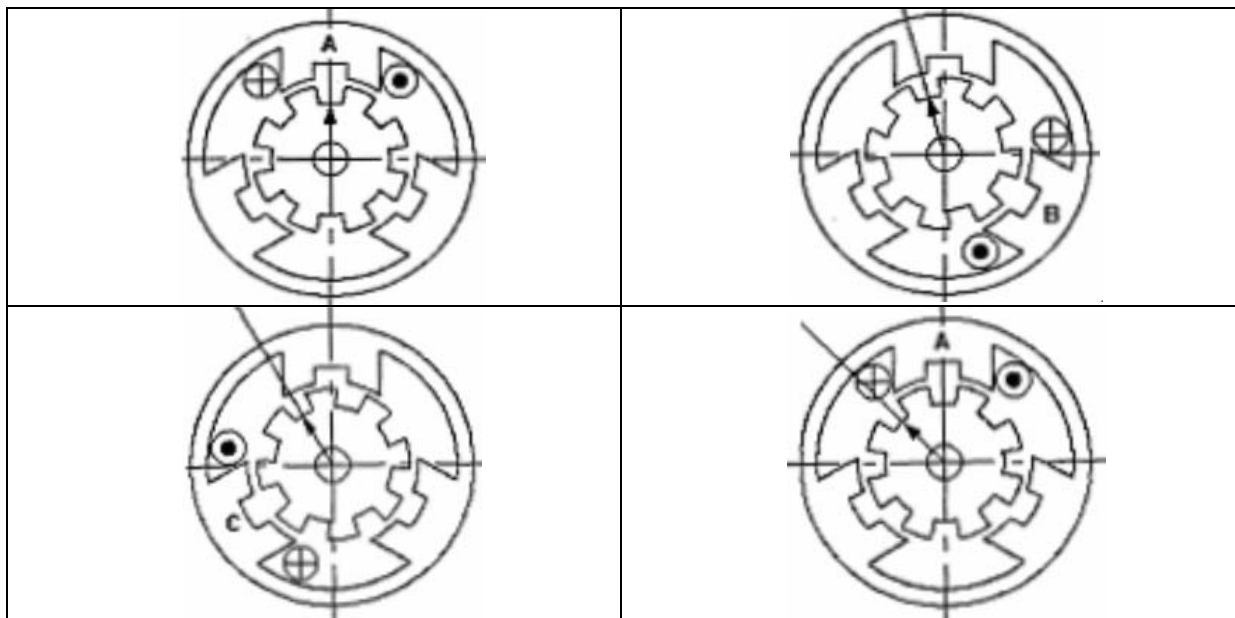


Fig. II-50

Tale tipo di motore, che è stato il primo motore passo-passo costruito, è attualmente poco usato in quanto presenta:

- alti costi,
- coppie limitate,
- pessimi smorzamenti.

II-8/2. Motori a magnete permanente (PM).

Il rotore di materiale magnetico permanente presenta sulla superficie cilindrica una successione di poli nord e sud; lo statore é costituito da due semistatori di materiale ferromagnetico sfalsati tra loro di un quarto di passo polare, ciascuno dei quali ha un numero di poli salienti identico al numero di poli del rotore (fig. II-51). Su ogni polo è disposta una bobina avvolta in senso alternativamente orario e antiorario; le bobine disposte sui poli del semistatore anteriore sono connesse tutte in serie e costituiscono una fase (fase A), analogamente quelle disposte sui poli del semistatore posteriore (fase B).

In tale tipo di motore, contrariamente al caso di quello a riluttanza variabile, il segno della corrente è importante a causa della presenza del magnete permanente.

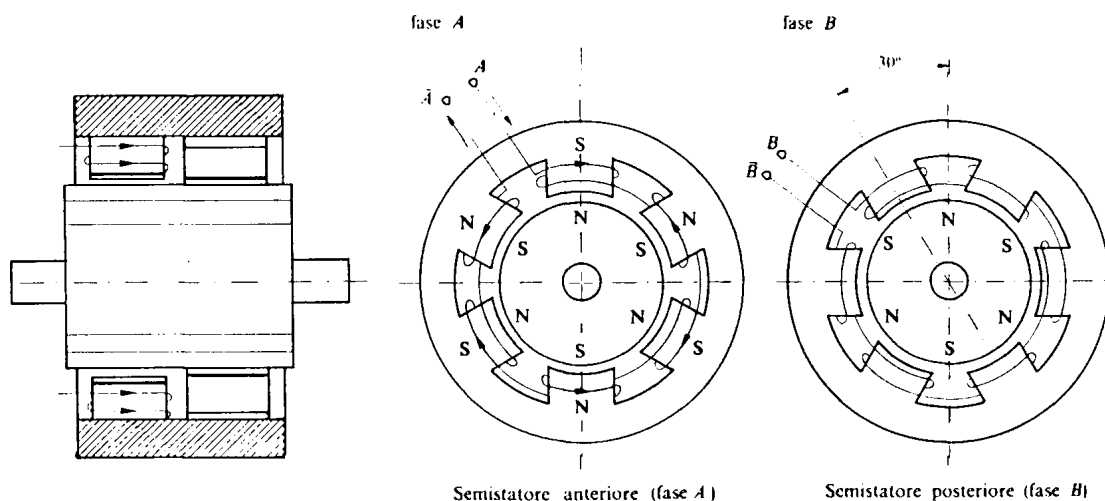


Fig. II-51

Il funzionamento si basa sul principio di attrazione tra poli magnetici eteronimi e di repulsione tra poli magnetici omonimi. Ad esempio se si invia corrente nell'avvolgimento di figura II-52a si creano delle polarità statoriche il cui corrispondente flusso magnetico determina una rotazione del rotore (fig. II-52b).

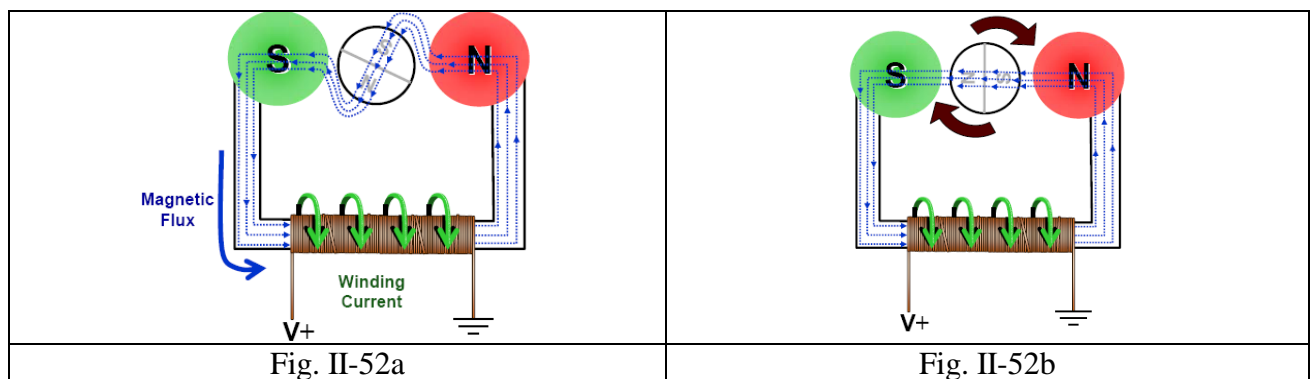


Fig. II-52a

Fig. II-52b

Alimentando quindi le singole fasi secondo una data sequenza il rotore ruota. Per mantenere il rotore in una data posizione, una volta raggiunta la posizione desiderata si deve bloccare la sequenza e mantenere l'alimentazione sulla fase appropriata.

Nelle figure II-53 e II-54 sono riportate la successione delle configurazioni e delle corrispondenti posizioni angolari assunte dal rotore a seconda che si ecciti una o due fasi per volta.

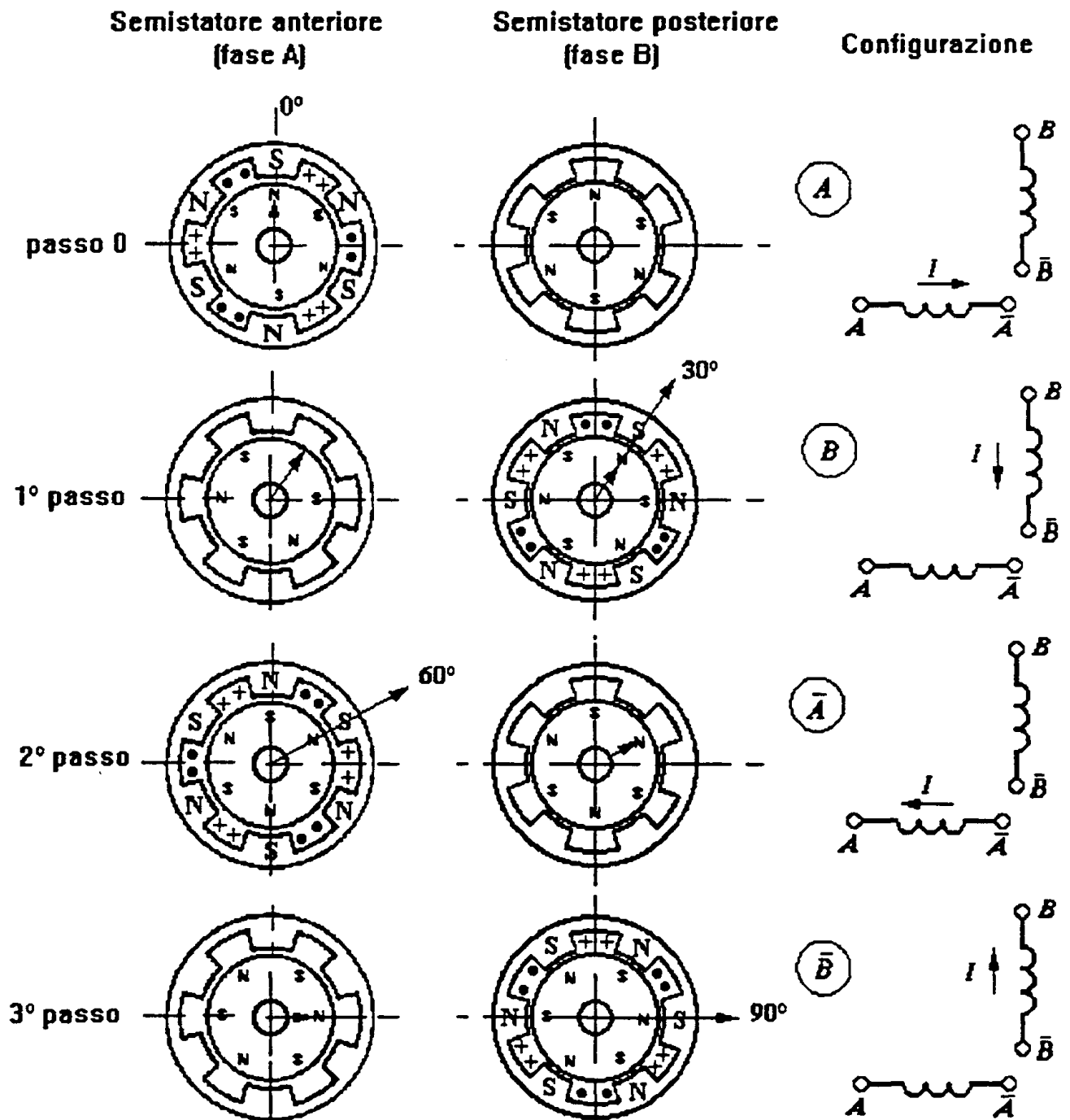


Fig. II-53

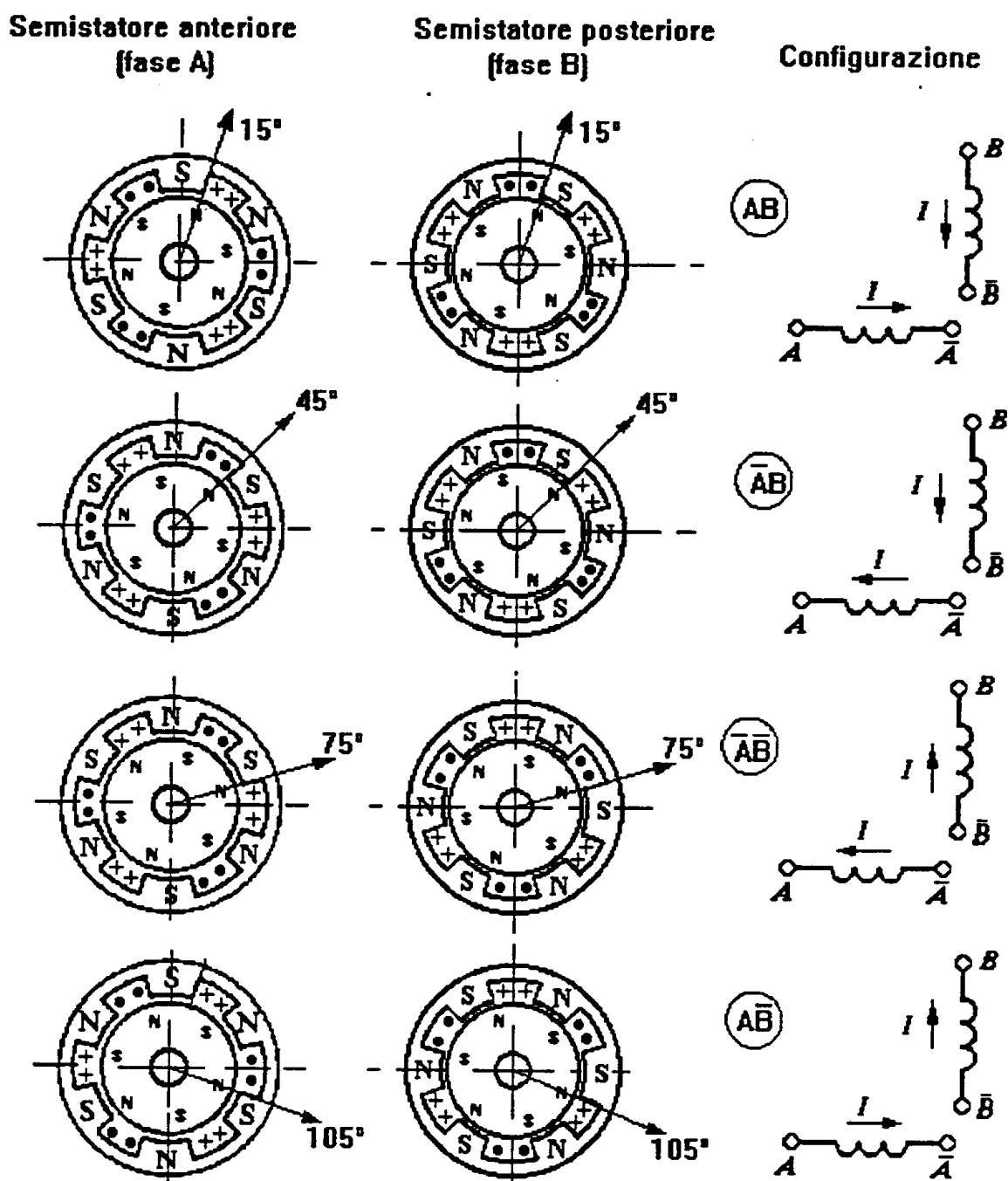


Fig. II-54

Il metodo più comune è quello con due fasi energizzate contemporaneamente, che rispetto a quello con una sola fase energizzata per volta fornisce una coppia maggiore del 41,4% ma richiede una potenza di ingresso doppia.

L'inversione del senso del moto si può ottenere: percorrendo la sequenza in senso inverso, scambiando la fase A con la fase B.

Per ragioni di costo i motori passo-passo a magneti permanenti vengono realizzati attualmente con una struttura diversa da quella mostrata in figura II-51. Ogni semistatore si realizza infatti tranciando e imbutendo due lamierini di ferro dolce e inserendo tra i due gusci dentati così ottenuti una bobina; i poli corrispondono ai denti dei due gusci. I due semistatori sono poi saldati assieme sfasandoli di mezzo passo polare (fig. II-55). Si ottengono così motori dal prezzo conveniente con passi angolari tipici compresi tra $7,5$ e 15° , particolarmente adatti per applicazioni in settori a basse prestazioni.

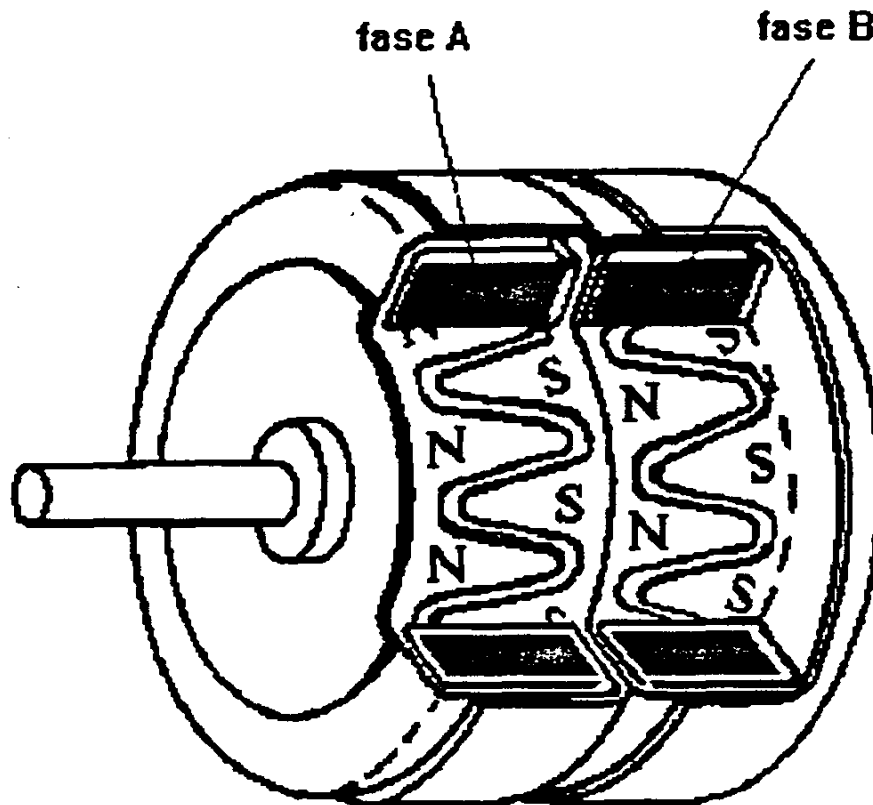


Fig. II-55

Principali pregi di questo tipo di motore sono:

- basso costo;
- elevata robustezza.

Principali difetti:

- bassa risoluzione, limitata dal numero delle loro paia di poli;
- limitate prestazioni in coppia e velocità.

II-8/3. Motori ibridi (HY).

La costruzione di motori a magneti permanenti diventa molto complessa se si vogliono ottenere passi angolari inferiori a $7,5^\circ$. Passi angolari più piccoli si possono ottenere con i motori passo-passo ibridi (fig. II-56), cioè con motori che condividono i principi funzionali dei motori a riluttanza variabile e di quelli a magneti permanenti.

Il rotore dei motori ibridi é costituito da due nuclei costituiti da lamierini di materiale ferromagnetico dolce dentati (coppette), separati da un magnete permanente magnetizzato in direzione assiale (figg. II-56, II-57, II-58) e assemblati in modo tale che i denti di una coppetta siano sfalsati di mezzo passo di dentatura rispetto a quelli dell'altra (fig. II-58b); in tal modo i denti di una coppetta risultano tutti magnetizzati nord, quelli dell'altra tutti magnetizzati sud (fig. II-58). Lo statore é simile a quello del motore passo-passo a riluttanza variabile (fig. II-59).

A causa della presenza del magnete permanente, in tali motori il segno della corrente é importante e bastano quindi due sole fasi per svolgere (sfruttando l'inversione della corrente) la stessa funzione di quattro fasi in un motore a riluttanza variabile. I motori ibridi, come anche quelli a riluttanza variabile, sono caratterizzati rispetto ai motori a magneti permanenti da risoluzioni più elevate, in relazione alla struttura dentata del loro rotore, ma da maggiori costi, in relazione ai più complessi processi di fabbricazione.

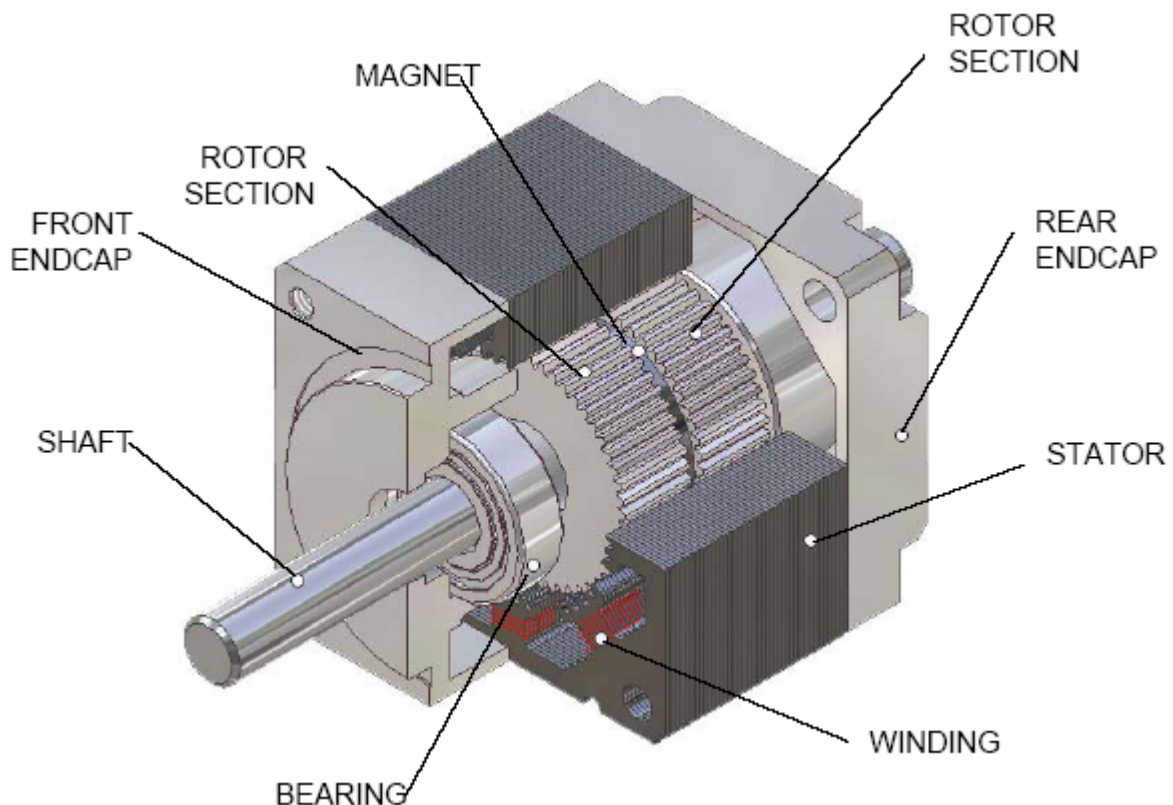


Fig. II-56

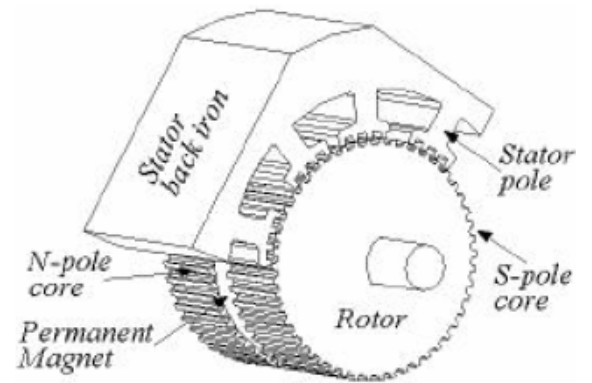
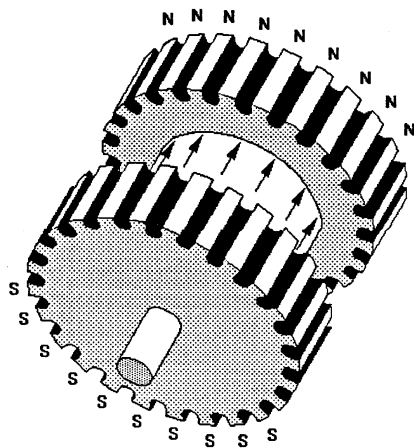
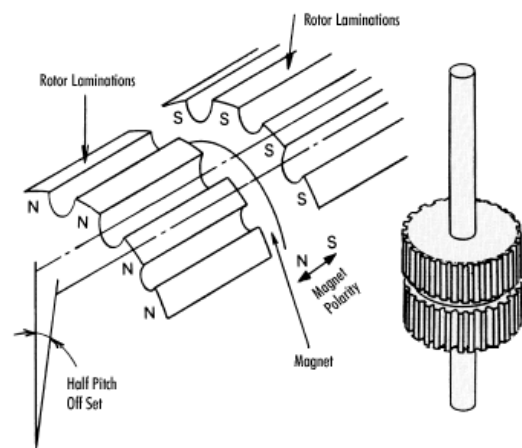


Fig. II-57



a)



b)

Fig. II-58

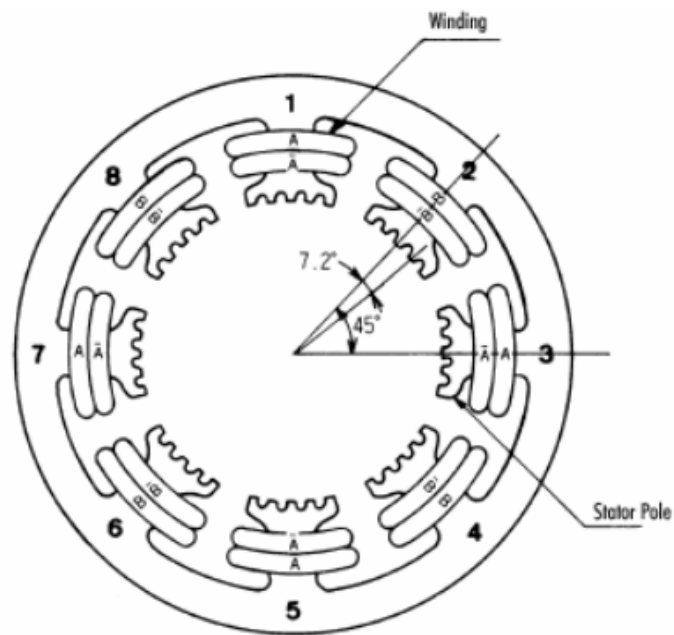


Fig. II-59

In figura II-60 sono mostrati gli andamenti di alcune linee del flusso prodotto dal magnete permanente.

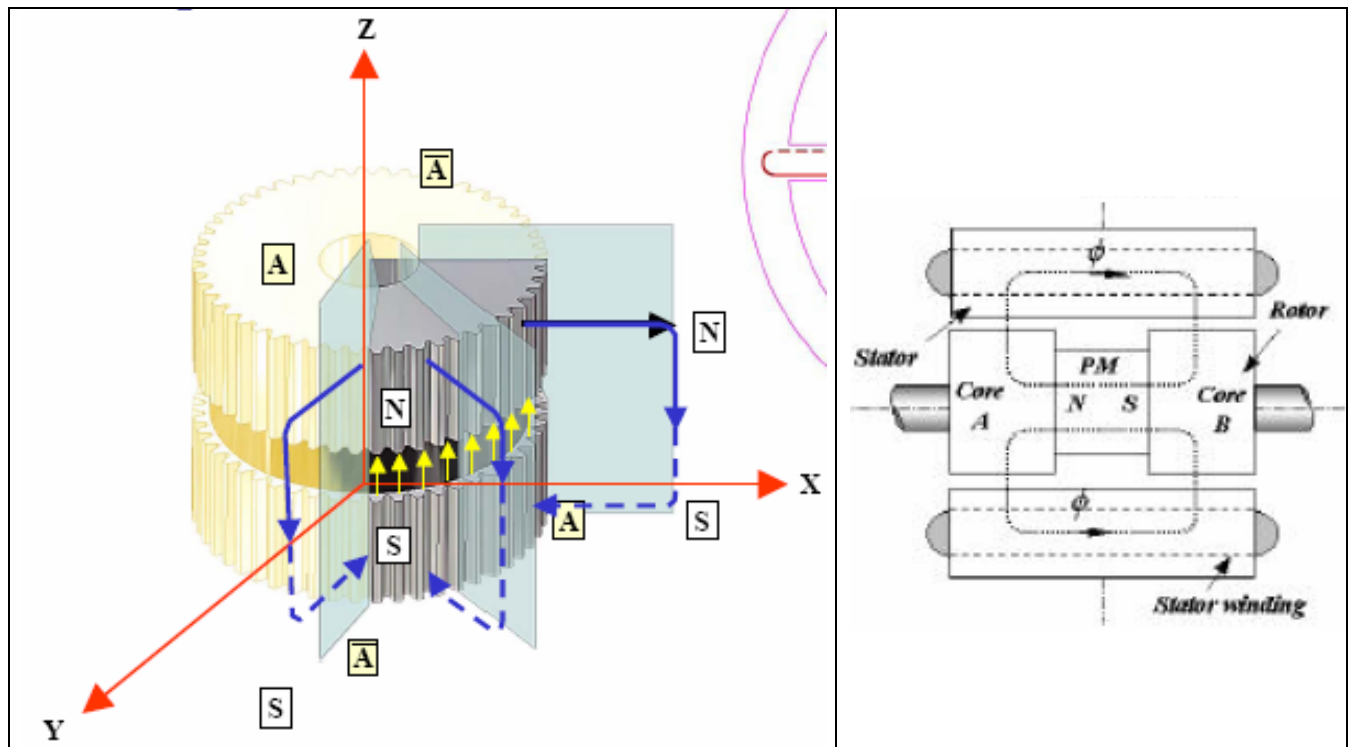


Fig. II-60

Il passo dei denti delle coppette rotoriche è leggermente diverso da quello dei denti delle espansioni polari statoriche. Tale differenza di passo di dentatura è tale da far sì che quando alcuni denti rotorici sono completamente affacciati a quelli di una delle due espansioni polari statoriche diametralmente opposte, altrettanti denti rotorici sono sfalsati di mezzo passo di dentatura rispetto ai denti dell'altra espansione polare statorica.

Pertanto se, con riferimento alla figura II-61, si eccita la fase A la posizione del rotore è determinata dall'azione congiunta:

- sui denti della coppetta anteriore (tutti di polarità sud) di attrazione da parte dei denti del polo nord della fase A e di repulsione da parte di quelli del polo sud;
- sui denti della coppetta posteriore (tutti di polarità nord) di attrazione da parte dei denti del polo sud della fase A e di repulsione da parte di quelli del polo nord.

Il rotore si posiziona quindi con alcuni denti della coppetta anteriore allineati con quelli del polo nord della fase A e alcuni denti della coppetta posteriore allineati con quelli del polo sud della fase A.

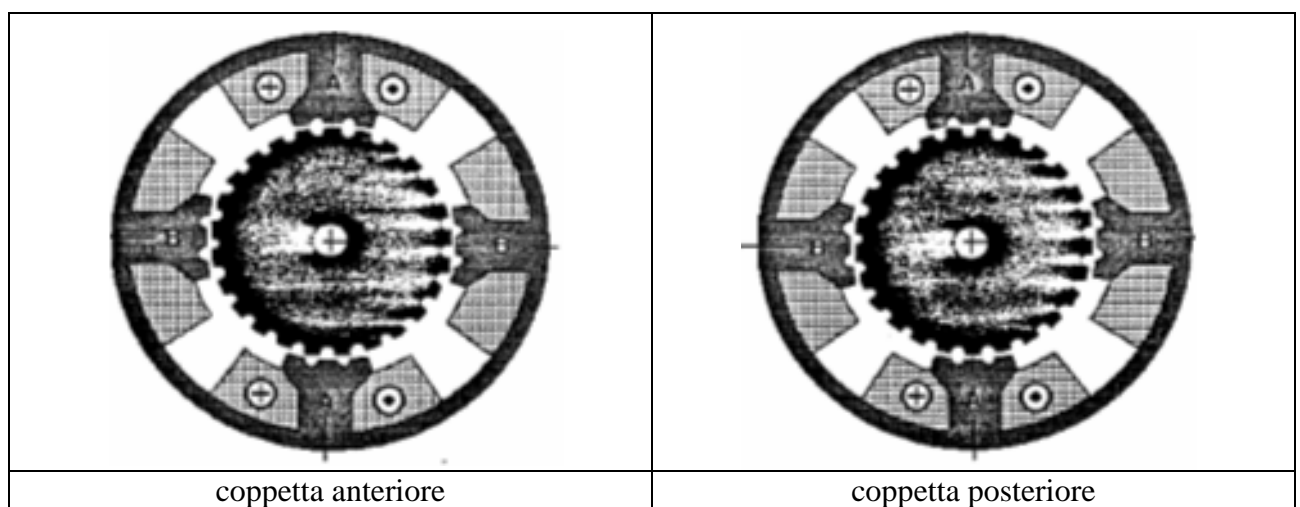


Fig. II-61

Se si diseccita la fase A e si eccita la fase B il rotore si sposta di $\frac{1}{4}$ di passo di dentatura in modo da allineare i denti della coppetta anteriore con quelli del polo nord della fase B e i denti della coppetta posteriore con quelli del polo sud della fase B.

Le principali caratteristiche di tale tipo di motore, che a causa della maggiore complessità meccanica è più costoso di quello a magneti permanenti, sono:

- alta precisione di posizionamento e risoluzione,
- elevate prestazioni in coppia e in velocità,
- buono smorzamento
- bassa ondulazione di coppia.

II-8/4. Funzionamento in condizioni statiche.

Se con motore alimentato e in condizioni di equilibrio stabile forziamo l'albero a ruotare nasce una coppia che contrasta tale movimento e ha un andamento approssimativamente sinusoidale al variare dell'angolo. Il valore massimo di tale coppia (fig. II-62), nel caso in cui la corrente di alimentazione assuma il valore nominale, prende il nome di **coppia di tenuta o holding torque (HT)**.

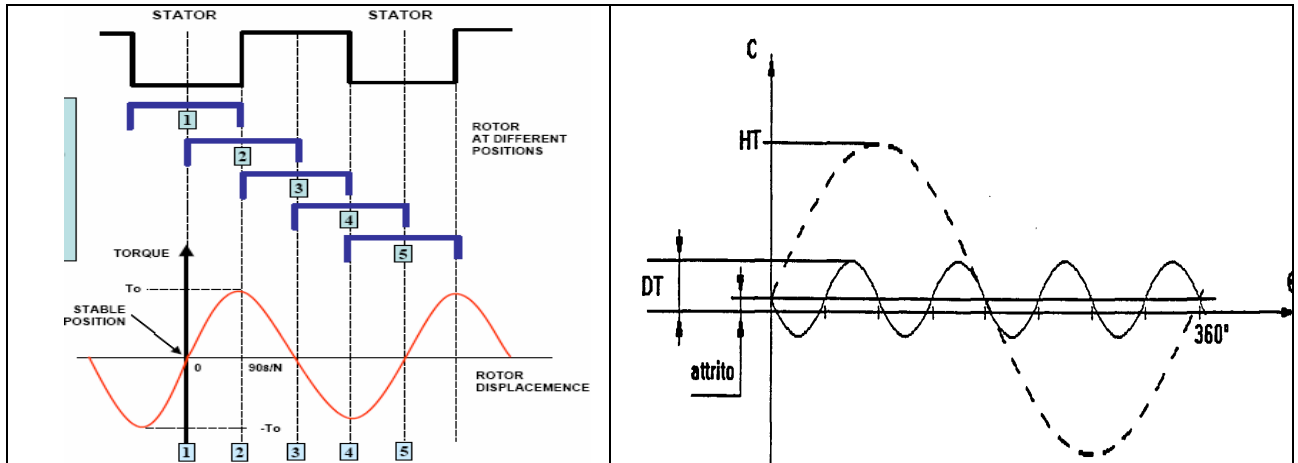


Fig. II-62

I motori passo-passo a magneti permanenti e ibridi anche quando non sono alimentati sviluppano (per la presenza del magnete) una coppia di richiamo, il cui valore massimo (compreso tra il 3% e il 23% della HT) prende il nome di **coppia residua o detent torque (DT)**. Per cui anche quando non sono alimentati sono in grado, se la coppia di carico è piccola, di mantenere una data posizione.

In figura II-63 è evidenziato come la precisione di posizionamento di un motore passo-passo sia influenzata, a parità di holding torque, dal numero di fasi e dal passo di dentatura.

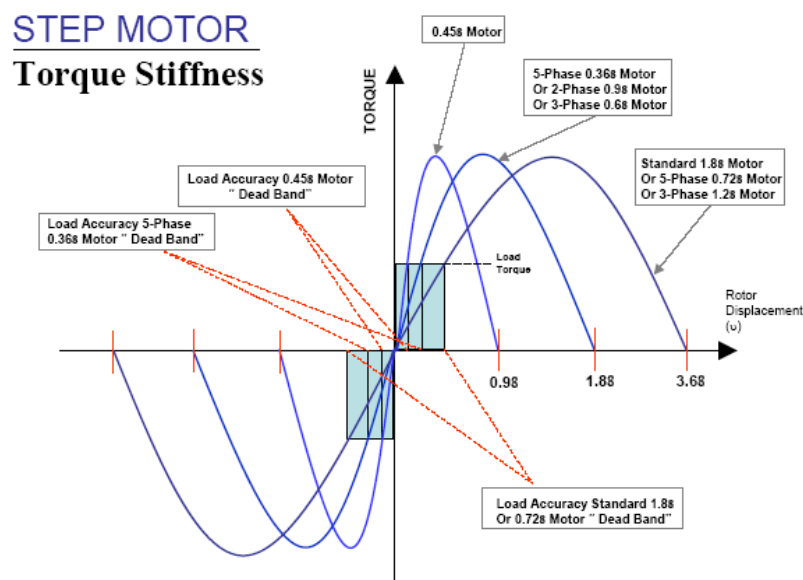


Fig. II-63

II-8/5. Funzionamento in condizioni dinamiche.

Poiché per porre in rotazione il motore passo-passo occorre, mediante un idoneo circuito di pilotaggio, alimentare le fasi in successione una dopo l'altra e la corrente impiega un certo tempo per raggiungere il suo valore di regime, la coppia sviluppata in condizioni dinamiche, diversamente da quella statica che è relativa alla corrente nominale, assumerà valori più o meno elevati in relazione al valore che la corrente riesce a raggiungere; valore che dipende dalla costante di tempo del motore, dalla sua velocità di rotazione e dalla tensione di alimentazione.

Nell'ipotesi di trascurare il tempo di salita della corrente nella fase di volta in volta eccitata, il massimo valore medio della coppia che un motore passo-passo riesce a sviluppare mentre ruota a bassissima velocità è in teoria pari a $0,9 H_T$, ma in pratica, per tenere conto del fatto che le commutazioni di corrente non sono istantanee e per evitare che condizioni anomale o accidentali possano bloccare il motore, il valore consigliato dai costruttori è $0,5 H_T$.

All'aumentare della velocità tale coppia, che va sotto il nome di **coppia sincrona o di pull-out**, diminuisce progressivamente fino ad annullarsi (fig. II-64). Questa diminuzione è dovuta sia al fatto che la corrente non ha il tempo di raggiungere il valore nominale (fig. II-65), poiché mentre sta crescendo viene effettuata una nuova commutazione, sia alla maggiore f.c.e.m. di natura mozionale in relazione all'aumentata velocità del rotore.

La coppia di pull-out è quindi la massima coppia resistente che alle varie velocità può essere applicata all'albero del motore (ruotante a velocità costante) senza fargli perdere il passo. Per sviluppare tale coppia il motore deve però essere portato gradualmente alla velocità richiesta con opportune rampe di accelerazione.

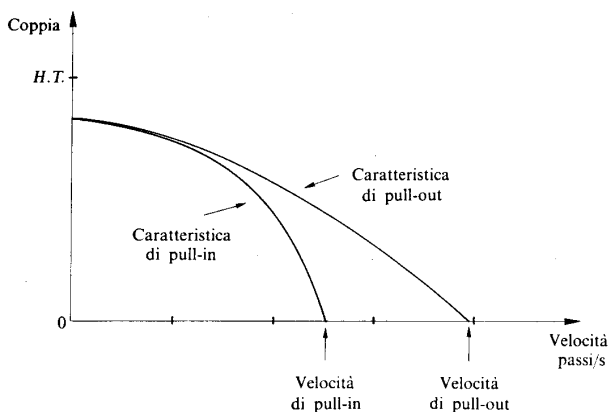


Fig. II-64

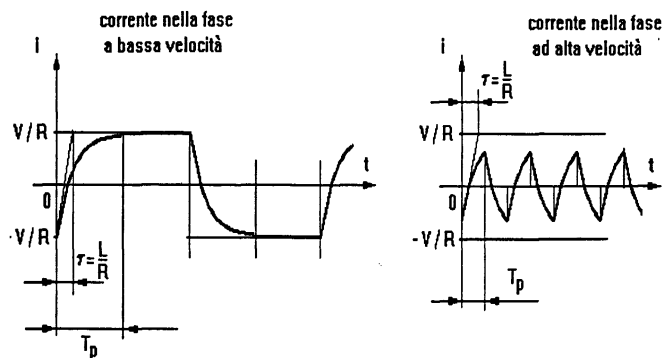


Fig. II-65

Non sempre gli azionamenti sono così sofisticati: in molte applicazioni il motore, fermo, viene azionato immediatamente con passi aventi la velocità finale, senza rampe di accelerazione graduali intermedie.

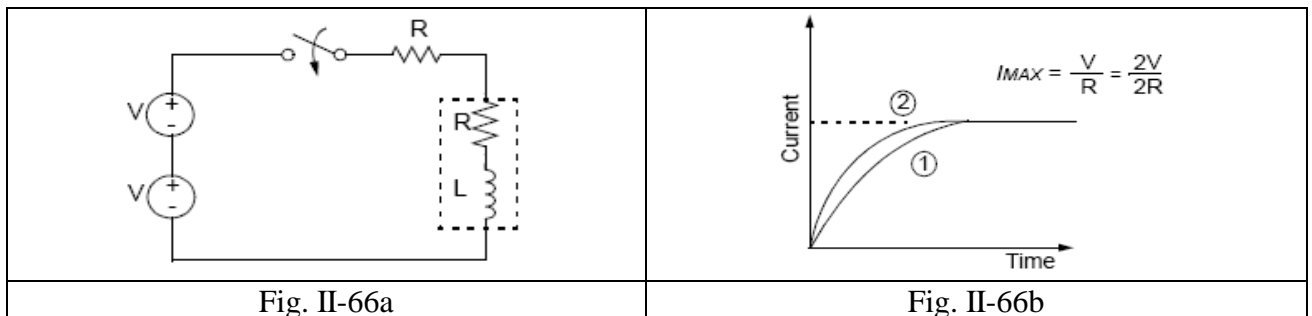
In questo caso la massima coppia è sempre inferiore a quella di pull-out e prende il nome di **coppia sincronizzante o di pull-in** (fig. II-64).

La coppia di pull-in dipende fortemente dal momento di inerzia del carico.

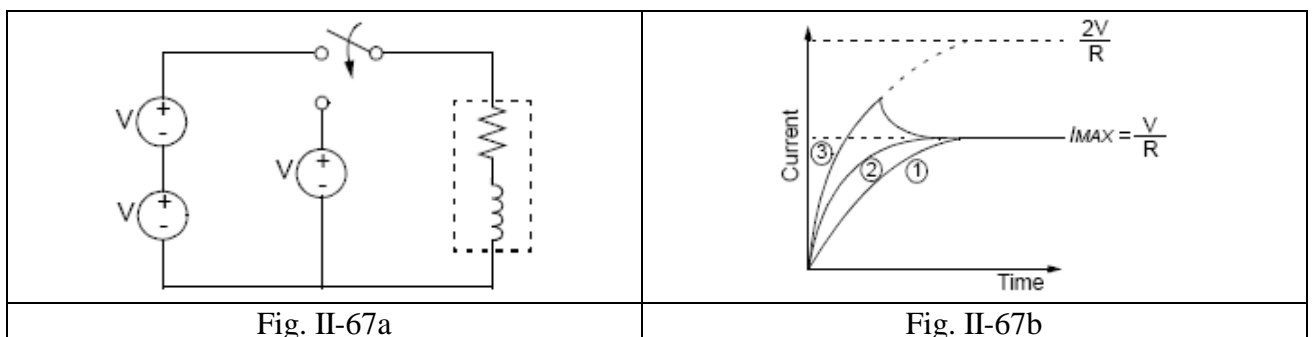
I motori passo-passo sono spesso fatti funzionare a valori di tensione più elevati del loro valore nominale allo scopo di migliorare le loro prestazioni dinamiche, forzando la corrente a salire più rapidamente nelle fasi alimentate in successione; naturalmente la corrente non dovrà mai superare il valore massimo riportato nel data sheet del motore, in modo da non provocare temperature eccessive, saturazione del circuito magnetico e smagnetizzazioni dei magneti permanenti rotorici. Alimentare un motore passo-passo con tensioni elevate senza prendere in considerazione le limitazioni di corrente può essere molto pericoloso per la vita del motore e il circuito di controllo.

Tre sono le modalità comunemente usate.

1- Riduzione della costante tempo del motore. Si realizza mediante l'inserzione di una resistenza addizionale in serie alle fasi del motore e l'utilizzo di una tensione di alimentazione maggiore (fig. II-66a), in modo che a regime stazionario la corrente (curva 2 di fig. II-66b) assuma il relativo valore nominale. Il metodo è semplice ma la resistenza introdotta, che può essere grande e costosa, comporta una significativa riduzione del rendimento del sistema a causa delle maggiori perdite per effetto Joule.



2- Utilizzo di due sistemi di alimentazione. All'istante di commutazione si alimenta il motore con una tensione molto maggiore della nominale e appena la corrente raggiunge il valore desiderato si alimenta il motore con la tensione nominale (fig. II-67a). In questo caso la costante tempo del motore non cambia ma il valore asintotico della corrente è maggiore di quello nominale (curva 3 di fig. II-67b).



Questo metodo comporta rispetto a quello precedente migliori prestazioni e rendimenti ma richiede un alimentatore più complicato. Inoltre utilizzare due separate alimentazioni è poco pratico e per controllare l'istante in cui deve avvenire la commutazione tra le due tensioni di alimentazione è necessario un dispositivo che può essere controllato ad anello chiuso (con uno shunt che fornisce la retroazione al

controllore) o ad anello aperto (si deve calcolare la durata di applicazione della tensione maggiore della nominale).

3- Alimentazione a tensione elevata e limitazione della corrente mediante chopper. Si utilizza una tensione di alimentazione molte volte (≥ 10) maggiore di quella necessaria per far circolare a regime la corrente nominale nelle fasi del motore. La corrente cresce quindi molto rapidamente tendendo a valori molto elevati, ma appena supera di poco il valore nominale, interviene il chopper che impone alla corrente di oscillare attorno al suo valore nominale (fig. II-68), mediante idonee successive energizzazioni e disenergizzazioni della fase. Questo metodo, che è il più usato, è molto adatto quando si usa un microcontrollore per controllare il motore poiché limitate risorse addizionali sono richieste al microcontrollore.

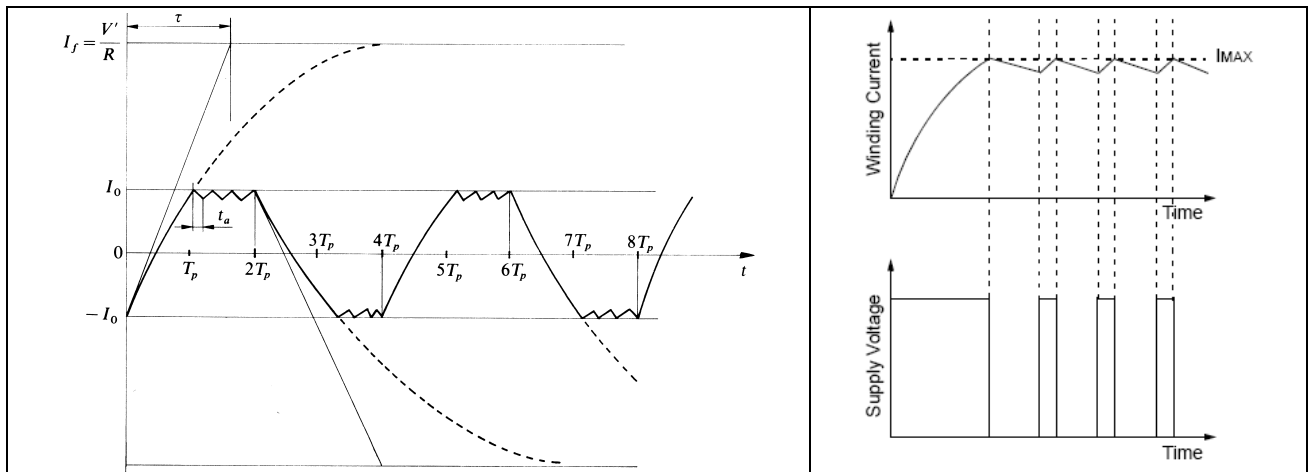


Fig. II-68

Nel comportamento dinamico si possono distinguere tre fasi: -nella prima il motore viene accelerato da fermo fino a raggiungere la velocità di regime; -nella seconda il motore viene fatto ruotare a velocità costante; -nella terza il motore viene decelerato e quando raggiunge la posizione di destinazione l'evoluzione delle fasi viene fermata sull'ultima configurazione ed il rotore viene trattenuto magneticamente sulla posizione finale di equilibrio stabile. La fermata non può però essere istantanea perché il rotore raggiunge la posizione di equilibrio finale con una certa velocità e, essendo caratterizzato da un debole smorzamento proprio, la oltrepassa di un certo angolo, viene poi richiamato verso tale posizione, la supera di nuovo ed il ciclo prosegue con un moto oscillatorio smorzato, il cui periodo è tanto più lungo quanto più grande è l'inerzia e più piccola la coppia di tenuta. Gli azionamenti con motore passo-passo presentano quindi all'arresto un comportamento fortemente oscillatorio. Pertanto in quelle applicazioni nelle quali tale comportamento non è tollerabile è necessario adottare opportuni dispositivi di smorzamento: ad attrito coulombiano o viscoso, o invertendo la corrente nella seconda metà dell'ultimo passo, onde sviluppare una coppia frenante che faccia arrivare il rotore al punto di equilibrio con energia meccanica nulla o quasi.

II-8/6. Motori unipolari, bipolari e bifilari.

Un fattore che distingue i differenti tipi di motori passo-passo dal punto di vista elettrico è costituito dalla disposizione degli avvolgimenti.

Da questo punto di vista i motori a riluttanza variabile, le cui fasi sono tipicamente comprese tra tre e cinque ed hanno un terminale a comune e l'altro mantenuto separato (Fig. II-48), si differenziano nettamente dagli altri due tipi (Figg. II-69a-b, II-70a, II-71).

I motori passo-passo sia a magneti permanenti che ibridi si suddividono in unipolari e bipolari a seconda delle modalità di connessione dall'esterno del motore agli avvolgimenti delle fasi statoriche (fig. II-69).

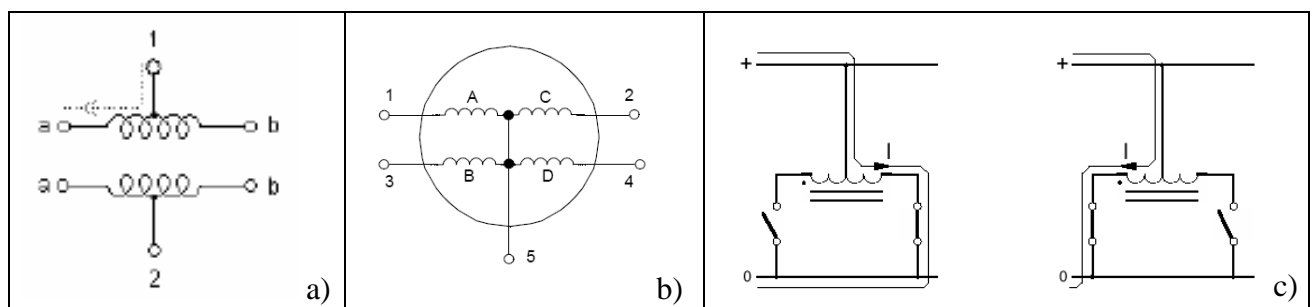


Fig. II-69

Gli avvolgimenti dei motori passo-passo con configurazione unipolare sono costituiti da due fasi, ognuna delle quali ha una presa centrale accessibile dall'esterno del motore assieme ai terminali delle due fasi.

Le prese centrali possono essere rese accessibili dall'esterno del motore mediante 2 cavi separati (motore unipolare con 6 morsetti, fig. II-69a) o connesse tra loro internamente e rese accessibili dall'esterno del motore mediante un solo cavo (motore unipolare con 5 morsetti, fig. II-69b).

Ma indipendentemente dal numero dei morsetti (5 o 6) tali motori sono controllati nello stesso modo: la presa centrale è connessa all'alimentazione e i terminali delle fasi sono messi a terra alternativamente (fig. II-69c).

La corrente ad ogni istante scorre in modo unidirezionale solo in metà avvolgimento di ciascuna fase e la sua direzione dipende da quale metà della fase è energizzata.

Negli avvolgimenti dei motori passo-passo con configurazione bipolare (fig. II-70a) le due fasi non hanno prese centrali, pertanto sono accessibili dall'esterno del motore solo i terminali delle due fasi (4 morsetti) e la corrente ad ogni istante scorre nell'intero avvolgimento di ciascuna fase in entrambe le direzioni (fig. II-70b).

I motori bipolari sviluppano quindi una coppia maggiore di quella prodotta da motori unipolari delle stesse dimensioni, richiedono però un circuito di controllo più complesso.

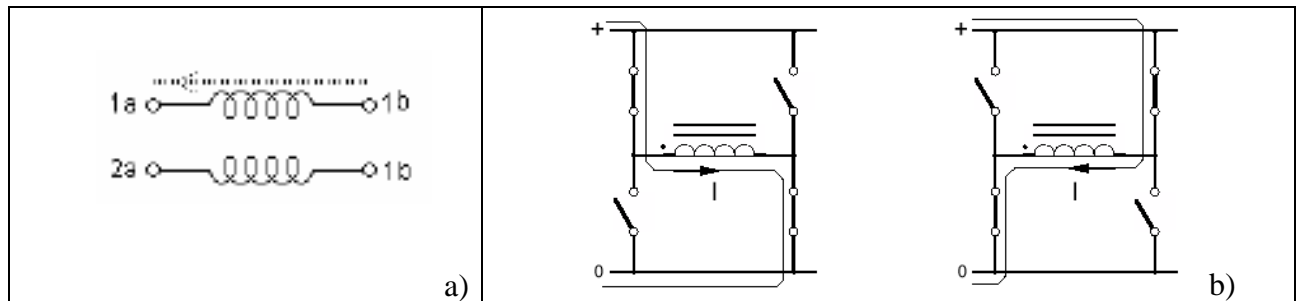


Fig. II-70

I motori passo-passo con avvolgimenti bifilari sono identici ai motori bipolari con una sola differenza: ogni avvolgimento è costituito da due fili avvolti in parallelo. Pertanto i motori bifilari comuni hanno quindi 8 morsetti invece dei 4 di un comparabile motore bipolare; possono quindi funzionare come motori unipolari (con i due fili di ciascun avvolgimento connessi in serie e il punto di connessione usato come presa centrale, avvolgimento 1 di figura II-71) o bipolari (con i due fili di ciascun avvolgimento connessi in serie per funzionamento ad alta tensione o in parallelo per funzionamento ad alta corrente, avvolgimento 2).

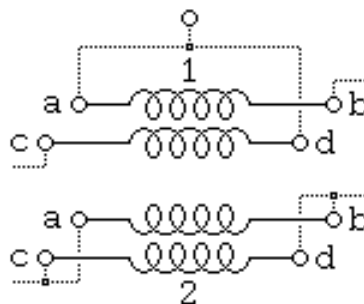


Fig. II-71

II-8/7. Confronto.

I motori a riluttanza variabile presentano, rispetto a quelli a magneti permanenti e ibridi, le seguenti caratteristiche:

- sono in generale più robusti;
- la coppia residua è praticamente nulla;
- comportano maggiore rumore e vibrazioni;
- il funzionamento è tipicamente a passo intero, non è cioè applicabile, come è possibile invece nei motori a magneti permanenti e ibridi, il controllo in modalità semipasso e microstepping.

I motori a magneti permanenti, rispetto a quelli a riluttanza variabile e ibridi, presentano una bassa risoluzione ma anche un basso costo, in quanto i relativi avvolgimenti sono molto meno complessi da realizzare.

I motori ibridi vengono usati quando interessano elevate prestazioni: precisione angolare elevata, alta velocità, alta coppia, buon smorzamento, notevole risoluzione; è facile infatti realizzare strutture di materiale ferromagnetico con un elevato numero di denti, mentre è difficile realizzare rotori a magneti permanenti con elevato numero di poli.

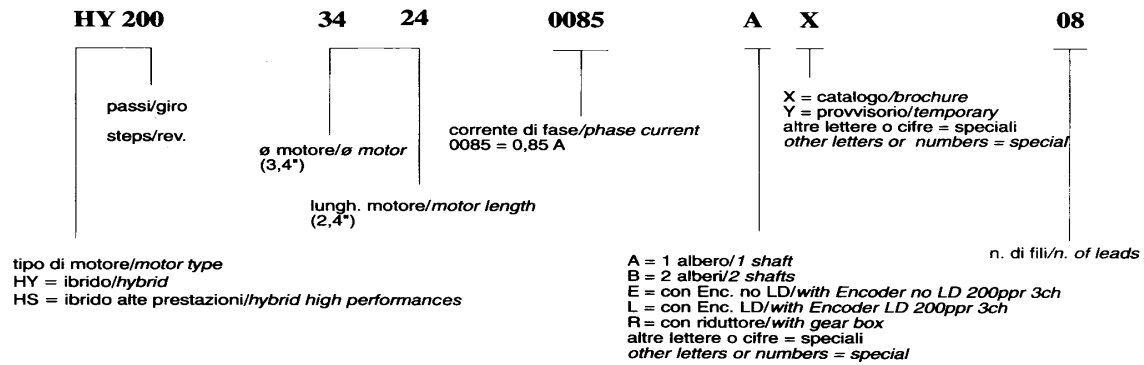
Nella tabella II-11 sono messe a confronto le principali caratteristiche dei tre tipi di motore passo-passo, per facilitare la scelta del motore più adatto in relazione ad una data applicazione.

<i>Motore</i> ⇒	VR	PM	H
<i>Caratteristiche</i> ↓			
costo	medio	basso	alto
velocità	alta	bassa	molto alta
coppia residua	bassissima	alta	media
coppia di pull-out	media	bassa	molto alta
smorzamento	scarso	buono	buono
risoluzione	media ($\leq 1,8^\circ$)	bassa ($3,6^\circ \div 30^\circ$)	elevata ($\leq 1,8^\circ$)
precisione angolare	media	bassa	molto alta
passo	intero	intero, semi-passo, micro-	intero, semi-passo, micro-
rumore	rumoroso	silenzioso	silenzioso
progetto	semplice	moderatamente complesso	complesso

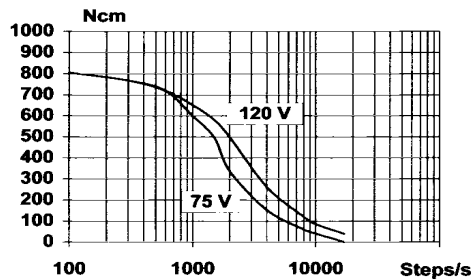
Tab. II-11

Nella tabella II-12 sono riportati i parametri meccanici ed elettrici di tre motori passo-passo ed il significato della sigla riportata sulla loro targa.

LEGENDA DESCRIZIONE MOTORI PASSO / STEPPING MOTORS DESCRIPTION KEY

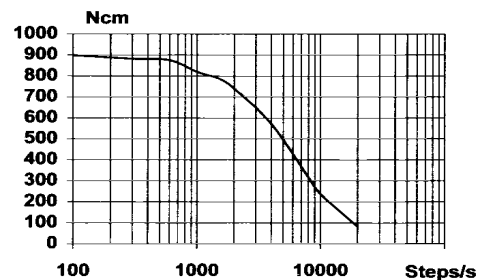


HY 200 4270 340 A8-



PILOTAGGIO: BIP. CHOP. PAR., 4,8 A/F
DRIVE: BIP. CHOP. PAR., 4,8 A/PH

HY 200 4270 710 A8-



PILOTAGGIO: BIP. CHOP. PAR., 140 V - 10 A/F
DRIVE: BIP. CHOP. PAR., 140 V - 10 A/PH

Specifiche / Specifications

		340 A8 340 B8	710 A8 710 B8	900 A8 900 B8
- angolo di passo - step angle		1,8°	1,8°	1,8°
- precisione dell'angolo di passo - step angle accuracy	%	5	5	5
- corrente di fase nominale - rated phase current	A	3,4	7,1	9,0
- resistenza di fase - phase resistance	Ω	1,1	0,30	0,34
- induttanza di fase - phase inductance	mH	6,3	2,0	2,7
- coppia di mantenimento unipolare* - holding torque unipolar*	Ncm	798	830	1024
- coppia di mantenimento bipolare* - holding torque bipolar*	Ncm	990	1030	1270
- coppia residua - detent torque	Ncm	70	70	70
- inerzia del rotore - rotor inertia	g cm ²	5500	5500	5500
- massa - mass	Kg	7,3	7,3	7,3
- tensione massima applicabile - maximum applicable voltage	V	140	140	140
- classe di isolamento - insulation class		B	B	B

* eccitazione a due fasi - two phases "ON"

Tab. II-12

II-9. Motore a riluttanza commutata.

Il motore a riluttanza commutata (SRM) dal punto di vista elettromagnetico è il più semplice di tutti i motori elettrici. Esso però, sebbene il suo primo prototipo risalga alla metà del 1800, fu presto abbandonato a causa delle difficoltà connesse alla implementazione di un controllo tale da ottenere un funzionamento con ondulazioni di coppia e rumore acustico di entità trascurabile ed anche a seguito dell'introduzione dei motori in corrente continua e asincroni. Solo recentemente, in relazione alla possibilità di implementare tecniche di controllo più sofisticate, si è determinato un nuovo e crescente interesse nei confronti dei motori SR, che sono stati ristudiati allo scopo di realizzare azionamenti elettrici per il controllo della velocità meno costosi e più affidabili di quelli con motori asincroni e brushless.

Il loro utilizzo dapprima limitato solo ad applicazioni di tipo militare ed aeronautico si è successivamente esteso a svariati prodotti destinati al grande consumo, quali: aspirapolvere, fon, lavatrici, essicatori, pompe, condizionatori, ventilatori, plotter, azionamenti industriali general-purpose, azionamenti per compressori nei sistemi di aria condizionata dei treni, azionamenti per l'industria mineraria, automobili [sia per gli ausiliari di bordo (servosterzo, tergicristalli, alzacvetri e ventilatori), sia per la propulsione (al fine di migliorare l'efficienza energetica e ridurre le emissioni nocive), sia più recentemente per gli ausiliari intelligenti (drive-by-wire.)], ecc.

Il campo automobilistico, dove si richiedono ampi campi di variazione della velocità a potenza costante, alta coppia specifica, rapida risposta, elevata affidabilità e capacità di funzionare a molto alte velocità, temperature e vibrazioni, costituisce il mercato più attivo per lo sviluppo dei motori SR.

In figura II-72 è mostrata una macchina per la movimentazione terra, le cui quattro ruote motrici sono azionate da motori SR.



Fig. II-72

II-9/1. Struttura elettromagnetica.

Lo statore ed il rotore sono due cilindri cavi costituiti da pacchi di lamierini di materiale ferromagnetico al silicio che presentano un numero dei poli salienti sulla loro periferia affacciata al traferro. Su ogni polo statorico è disposta una bobina, mentre nel rotore non sono presenti né avvolgimenti né magneti permanenti. (fig. II-73a).



Fig. II-73a

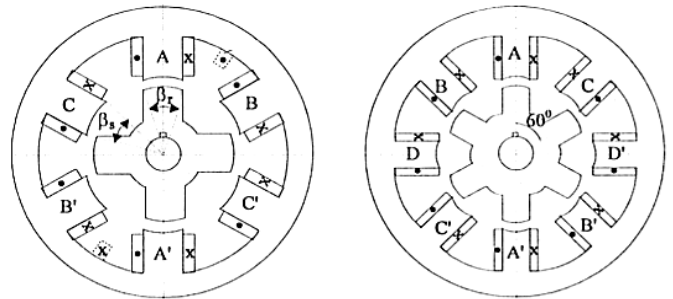


Fig. II-73b

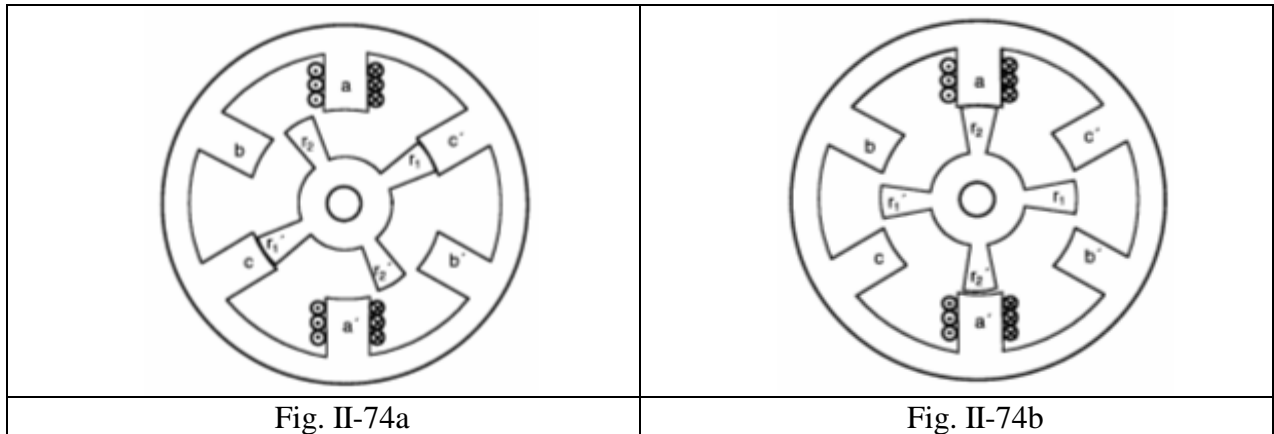
Le bobine sui poli statorici diametralmente opposti sono connesse a due a due in serie e sono avvolte in modo da creare polarità magnetiche opposte quando sono percorse da corrente. Il motore presenta quindi un numero di fasi pari alla metà dei poli statorici. Le configurazioni più comuni sono quella a tre fasi 6/4 (la prima cifra indica il numero di poli statorici e la seconda il numero di poli rotorici) e quella a quattro fasi 8/6 (fig. II-73b).

II-9/2. Principio di funzionamento.

Il funzionamento dei motori SR si basa sul principio di minima riluttanza. Se si alimenta una generica fase si sviluppa una coppia che determina uno spostamento angolare del rotore tale da fargli assumere la posizione che minimizza la riluttanza del circuito magnetico percorso dal flusso generato dalle due bobine energizzate; cioè i poli salienti rotorici tendono ad allinearsi con quelli statorici le cui bobine sono percorse da corrente, in modo da minimizzare la riluttanza della via percorsa dal flusso principale.

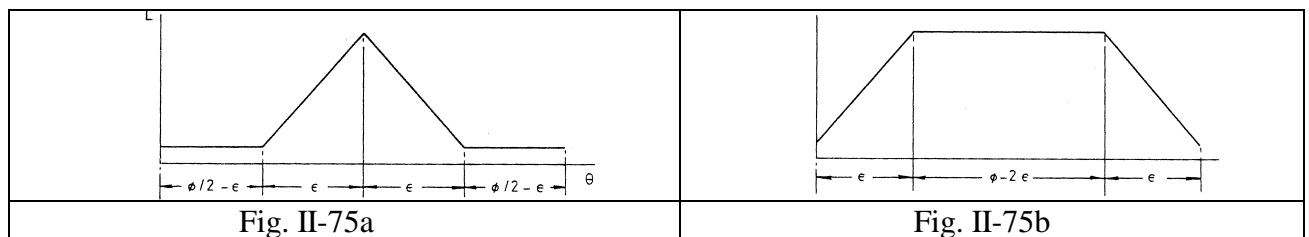
Con una adeguata alimentazione sequenziale delle varie fasi si sviluppa un campo magnetico rotante statorico e quindi una coppia unidirezionale regolabile tale da portare in rotazione il rotore alla velocità desiderata.

In figura II-74a i poli rotorici r_1 e r'_1 di un SRM trifase 6/4 sono allineati con i poli statorici c e c' . Se si invia corrente nella fase a i poli rotorici r_2 e r'_2 vengono attratti dai poli statorici a e a' ; essendo massimo il disallineamento tra i poli r_2 e r'_2 e a e a' , la riluttanza del circuito magnetico è massima e l'induttanza minima (L_{\min}).



In prima approssimazione si può assumere che a partire dall'istante in cui i fianchi dei poli di rotore r_2 e r'_2 incontrano quelli dei poli di statore a e a' la riluttanza inizia a diminuire linearmente (e l'induttanza a crescere) con la rotazione e nel momento in cui i poli rotorici r_2 e r'_2 sono completamente affacciati a quelli statorici a e a' raggiunge il suo valore minimo (e l'induttanza il suo valore massimo L_{\max}) che mantiene per un certo intervallo che dipende dalla differenza tra le grandezze degli archi polari di rotore β_r e di statore β_s ; tale intervallo denominato zona morta mancherebbe (fig. II-75a) solo nel caso in cui $\beta_r = \beta_s$. In realtà, per motivi prestazionali si assume sempre $\beta_r > \beta_s$ e pertanto nella curva dell'induttanza è sempre presente la zona morta (fig. II-75b).

Se raggiunta la posizione di allineamento tra queste coppie di poli (fig. II-74b) si disalimenta la fase a e si alimenta la fase b , i poli r_1 e r'_1 vengono attratti dai poli statorici b e b' . Disalimentando quindi la fase b e alimentando la fase c , i poli rotorici r_2 e r'_2 verranno attratti dai poli statorici c e c' e così di seguito.



Pertanto, per muovere il rotore di un passo polare rotorico si dovranno alimentare in sequenza le tre fasi una volta ciascuna; per far compiere al rotore un giro completo, le correnti in ogni fase dovranno essere commutate tante volte quanti sono i poli rotorici. Alimentando in una opportuna maniera sequenziale le fasi è possibile far ruotare il motore in un dato senso e ad una data velocità; per invertire il senso di rotazione basta invertire la sequenza di alimentazione delle fasi.

I principali vantaggi dei motori SR (fig. II-76) rispetto ad altri tipi di motori sono: maggiore semplicità costruttiva e robustezza nei confronti degli stress meccanici e termici (poiché il rotore non ha né avvolgimenti né magneti permanenti), minore costo (gli avvolgimenti essendo costituiti da bobine sono meno costosi da realizzare e presentano quantità di rame inattivo, resistenza e perdite per effetto Joule molto inferiori), maggiore rendimento e potenza specifica, minore manutenzione (per l'assenza di spazzole e commutatore), più facile asportazione del calore (perché la maggior parte del calore si sviluppa nello statore), alto rapporto coppia/volume, basso momento di inerzia (per l'assenza degli avvolgimenti rotorici), possibilità di operare in ambienti dalle condizioni particolarmente gravose dal punto di vista termico, meccanico e chimico, più elevata affidabilità (essendo le fasi elettricamente separate tra di loro e trascurabile il mutuo accoppiamento, un guasto elettrico in una fase non viene risentito dalle altre e non pregiudica il termine dell'operazione in corso), capacità di raggiungere alte velocità (fino a 100.000 giri/min) e accelerazioni (avendo il rotore dimensioni e momento di inerzia minori di quelli degli altri motori). Ai vantaggi del motore SR si aggiungono anche quelli del relativo convertitore che è più affidabile di quelli utilizzati negli azionamenti in corrente alternata.

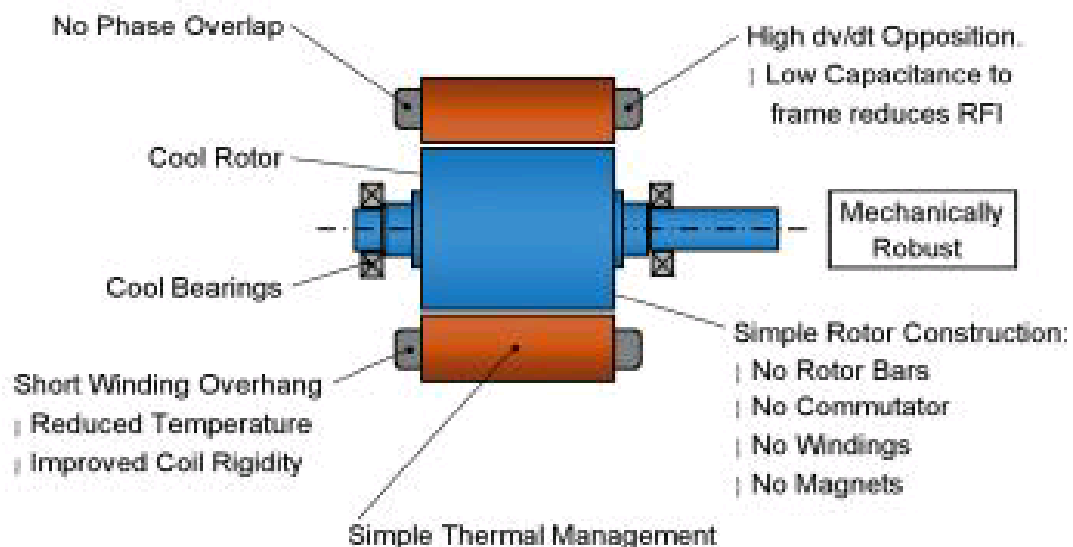


Fig. II-76

I motori SR presentano però anche alcuni aspetti negativi, in particolare: elevate ondulazioni di coppia, vibrazioni e notevole rumore acustico (effetti causati dal fatto che la coppia è prodotta ad impulsi e che la struttura è doppiamente saliente), richiedono cuscinetti ed alberi di alta qualità (in relazione al necessario piccolo traferro per ottenere coppie più elevate), devono essere alimentati tramite un convertitore, il cui sistema di controllo richiede la conoscenza istante per istante della posizione assunta dal rotore, e le strategie di controllo sono piuttosto complesse in relazione al fatto che le induttanze di fase sono funzioni altamente non-lineari della posizione del rotore e delle correnti.

II-9/3. Tipologie di motori.

I motori SR presentano un'ampia varietà di topologie in relazione al numero dei poli statorici e rotorici, all'ampiezza degli archi polari statorico e rotorico, al numero delle fasi.

Poli. Un fattore limitante nella scelta dei poli è il numero dei componenti di potenza e di controllo ed il loro costo. Aumentando il numero dei poli rotorici cresce in proporzione la frequenza statorica e si ha una sensibile attenuazione dell'ondulazione di coppia, a spese del rendimento e della semplicità di controllo. E' preferibile un rapporto tra poli statorici e rotorici non intero; possibili combinazioni: 6/4 ($q=3$), 8/6 ($q=4$), 10/4 ($q=5$). Essendo la coppia proporzionale alla pendenza dell'induttanza, per incrementarla bisogna massimizzare la riluttanza corrispondente a L_{min} , mantenendo il numero di poli di rotore più piccolo possibile.

Archi polari. Aumentando l'ampiezza dell'arco di polo rotorico o inclinandolo leggermente in direzione della rotazione si ottengono: massima coppia di spunto e più rapida estinzione della corrente. Infatti, poiché la coppia raggiunge il massimo quando inizia la sovrapposizione tra polo di rotore e polo di statore, se il polo di rotore è più ampio la sovrapposizione avverrà prima e sarà completa prima che gli assi dei poli di rotore e statore siano allineati.

Fasi. Il numero di fasi ha una notevole influenza su vari caratteristiche del motore, in particolare: sul costo, sull'ondulazione di coppia, sulla capacità di avviamento e sull'affidabilità, che aumenta all'aumentare del numero delle fasi, in quanto, essendo le fasi del motore SR indipendenti, se si verifica un guasto in una fase, il motore può ancora funzionare sia pure con ridotta potenza di uscita.

Per quanto riguarda la capacità di avviamento:

- i motori monofase (adatti per applicazioni con coppia di avviamento tipicamente inerziale: pompe o ventilatori) sono i più semplici e con il minor numero di dispositivi di potenza del convertitore e quindi meno costosi, presentano però una ondulazione di coppia molto alta e sono incapaci di avviarsi in presenza di allineamento di alcuni poli rotorici con i poli statorici alimentati, per tale motivo viene inserito un piccolo magnete permanente tra i poli statorici che sviluppa una coppia piccola (per evitare di interferire nel normale funzionamento del motore) che in assenza di alimentazione dispone il rotore in una posizione angolare tale da mantenere i poli rotorici in posizione non allineata e quindi in presenza di alimentazione fa ruotare nel verso voluto il motore (esempio: in dispositivi ad alta velocità, come aspirapolvere e asciugacapelli, possono essere utilizzati al posto dei motori universali a collettore, meno affidabili e ugualmente rumorosi);
- nel caso di carichi con elevato attrito statico, il magnete non è sufficiente a portare il rotore nella posizione desiderata e allora si utilizzano motori bifasi; in tale caso quando i poli rotorici sono allineati con quelli statorici anche alimentando l'altra fase non si genera una coppia; il problema di assicurare sempre una adeguata coppia di avviamento può essere superato introducendo un'asimmetria nel rotore (fig. II-77) o nello statore;
- i motori trifasi sono la tipologia più diffusa in quanto offrono la soluzione più semplice per garantire l'avviamento a partire da qualsiasi posizione e per essere certi della direzione di rotazione, inoltre presentano una ondulazione di coppia accettabile per molte applicazioni;
- i motori con quattro fasi presentano migliori prestazioni all'avviamento e riducono ulteriormente l'ondulazione di coppia, ma il costo più elevato in relazione al maggiore numero di connessioni e di dispositivi di potenza ne limita il campo di applicazione;
- i motori a cinque e sei fasi infine presentano una ondulazione di coppia ancora più piccola ma il costo ancora più elevato ne limita ulteriormente il campo di applicazione.

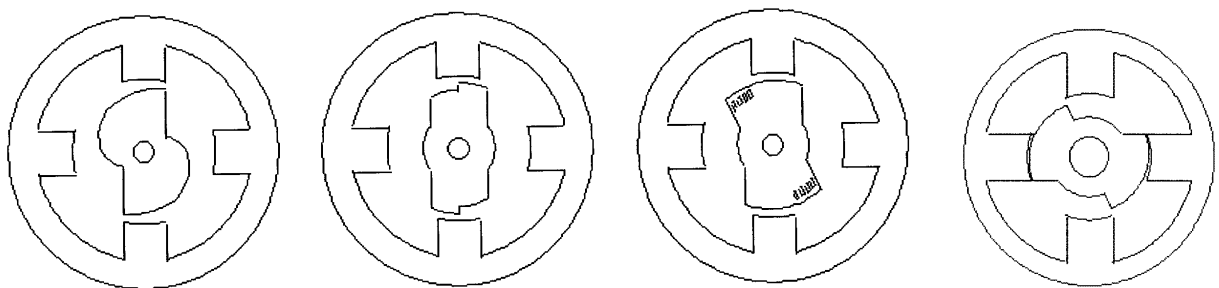


Fig. II-77

Sebbene i motori SR e quelli passo-passo a riluttanza variabile funzionino entrambi in base al principio di minima riluttanza e la loro struttura sia molto simile (in figura II-78 sono messe a confronto le sezioni ortogonali all'asse delle due tipologie di motori), l'obiettivo del progetto elettromagnetico e la strategia di controllo di tali motori sono molto diversi.

I motori SR infatti sono più adatti per il controllo della velocità e per potenze anche elevate; i motori passo-passo a riluttanza variabile sono invece più adatti per il controllo della posizione e per piccole potenze.

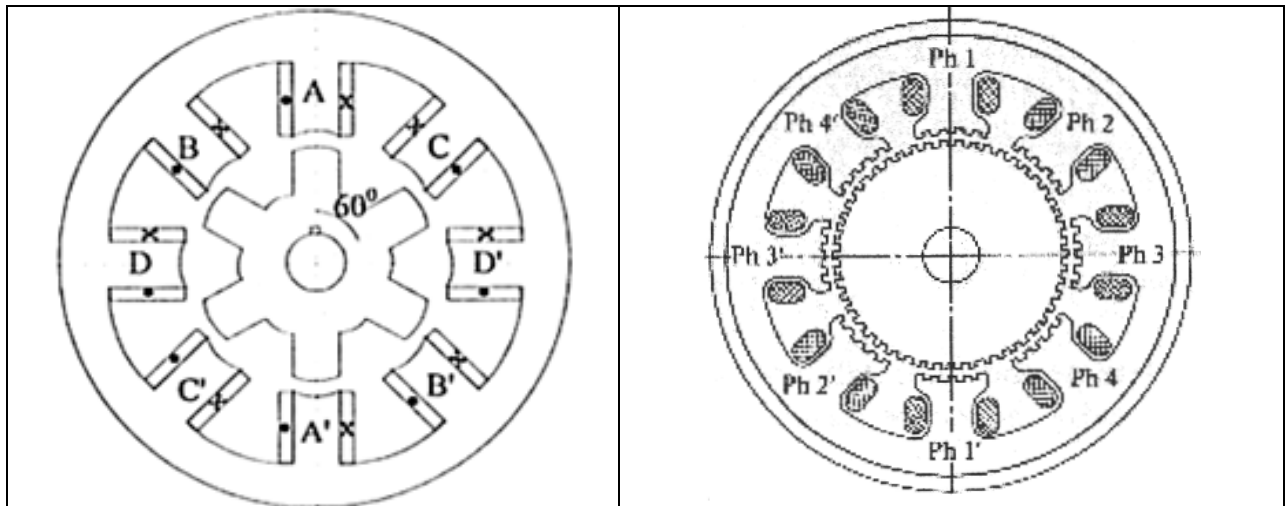


Fig. II-78

Recentemente la macchine a riluttanza commutata SR hanno iniziato ad essere usate anche come generatori per alcune applicazioni, quali: generatori aerospaziali, starter/alternatori per veicoli ibridi e applicazioni per turbine eoliche.

II-9/4. Produzione e controllo di coppia.

Nei motori SR durante il funzionamento ad ogni variazione della posizione angolare θ del rotore si ha una variazione della riluttanza del circuito magnetico e quindi una variazione della caratteristica di magnetizzazione.

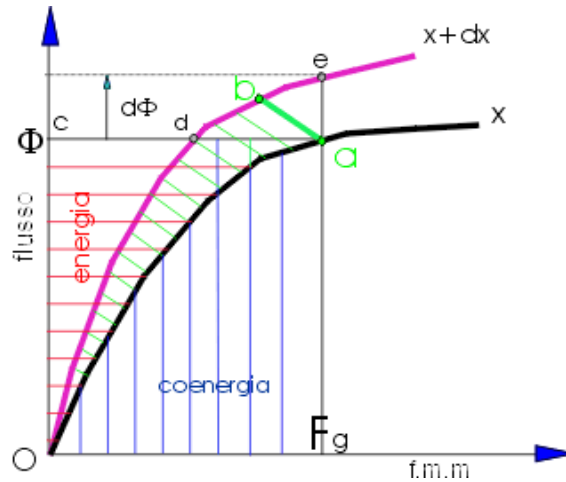


Fig. II-79

Nella figura II-79 l'area Oac, compresa tra la caratteristica di magnetizzazione (relativa al caso del rotore posizionato in θ) e l'asse del flusso, rappresenta l'energia immagazzinata nel campo mentre quella Oag tra la caratteristica di magnetizzazione e l'asse della f.m.m. rappresenta la coenergia. Pertanto, nel caso di una variazione $d\theta$ della posizione angolare del rotore, le aree OeaO e OdaO rappresentano le variazioni di coenergia a f.m.m. costante e di energia a flusso costante e l'area ObaO il lavoro della coppia che ha prodotto la variazione $d\theta$. Se $d\theta$ è infinitesimo l'area OabO si confonde sia con l'incremento della coenergia a f.m.m. costante sia con il decremento dell'energia a flusso costante. Pertanto la coppia si può ricavare calcolando la derivata rispetto a θ dell'energia a flusso costante (cambiando il segno) o della coenergia a f.m.m. costante. Tale coppia agisce nel senso di una diminuzione dell'energia a flusso costante o di un aumento della coenergia a f.m.m. costante. Nello studio del funzionamento dei motori SR spesso per semplicità in prima approssimazione si considera solo l'energia immagazzinata nel traferro, si trascura cioè la saturazione del materiale ferromagnetico ne consegue linearità tra flusso e f.m.m. e uguaglianza tra energia e coenergia.

$$\mathfrak{T}_k = Ni_k = \mathfrak{R} \cdot \Phi_k \quad \psi_k = N \cdot \Phi_k = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \cdot i_k \quad L = \frac{\Psi_k}{i_k} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}}$$

Sotto tale ipotesi, in un motore SR rotante, essendo lineare la relazione tra flusso concatenato e corrente, la coenergia relativa alla fase k-esima è:

$$W_k(\theta, i) = \int_0^i \psi_k(\theta, i_k) di_k = \int_0^i Li di_k = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i_k^2$$

e, considerando, anche in condizione di saturazione, trascurabili (in relazione alla simmetria del circuito magnetico) gli accoppiamenti mutui tra le fasi, la coppia elettromagnetica dovuta alla fase k -esima è data dalla derivata della coenergia rispetto allo spostamento:

$$C_k = \frac{\partial}{\partial \theta} W_k(\theta, i_k) = \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\theta} \cdot i_k^2$$

Il segno della coppia non dipende quindi dal verso della corrente ma dal segno della derivata di L rispetto a θ e pertanto perché una fase sviluppi una coppia positiva (funzionamento da motore) si deve alimentarla durante l'intervallo in cui la sua induttanza cresce nel verso di rotazione concorde alla coppia (cioè da quando il fianco di un polo di rotore incontra il fianco del polo di statore la cui bobina è percorsa da corrente a quando il polo di rotore è completamente affacciato a quello di statore); mentre perché sviluppi una coppia negativa (funzionamento da generatore) si deve alimentarla durante l'intervallo in cui la sua induttanza decresce (cioè da quando il polo di rotore inizia a non essere più completamente affacciato quello di statore a quando non è più affacciato del tutto). Infine quando $L(\theta)$ è costante, la coppia è nulla.

In figura II-80 sono riportati gli andamenti in assenza di saturazione magnetica dell'induttanza e della coppia relativa ad una fase nel funzionamento da motore e in quello rigenerativo, al variare della posizione del rotore, che nel caso di corrente di alimentazione costante è di tipo rettangolare.

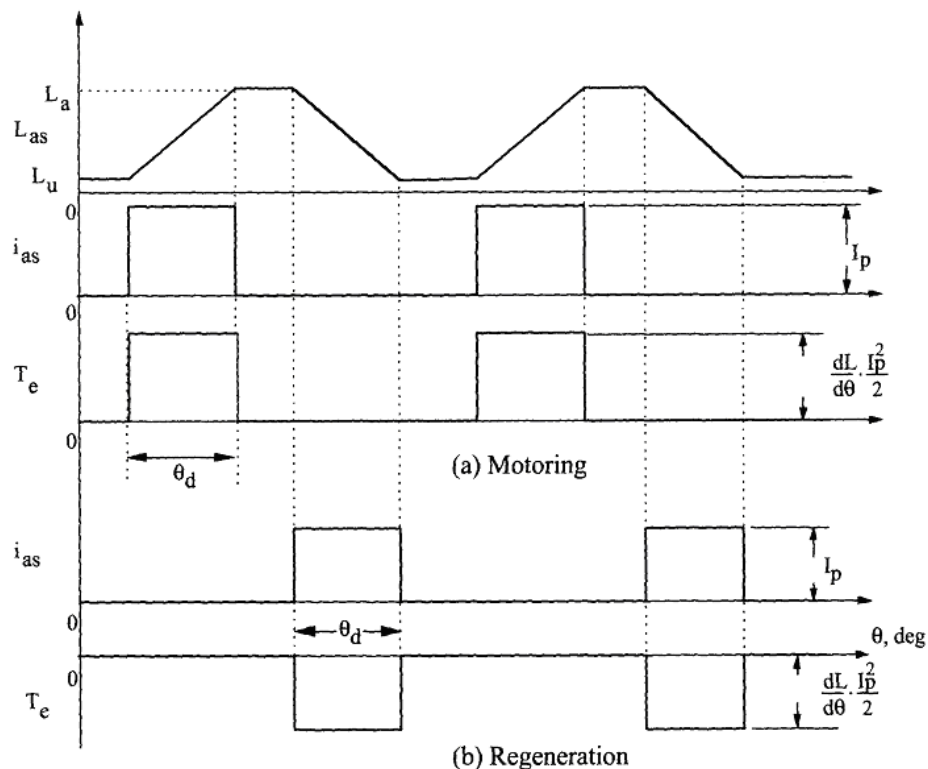
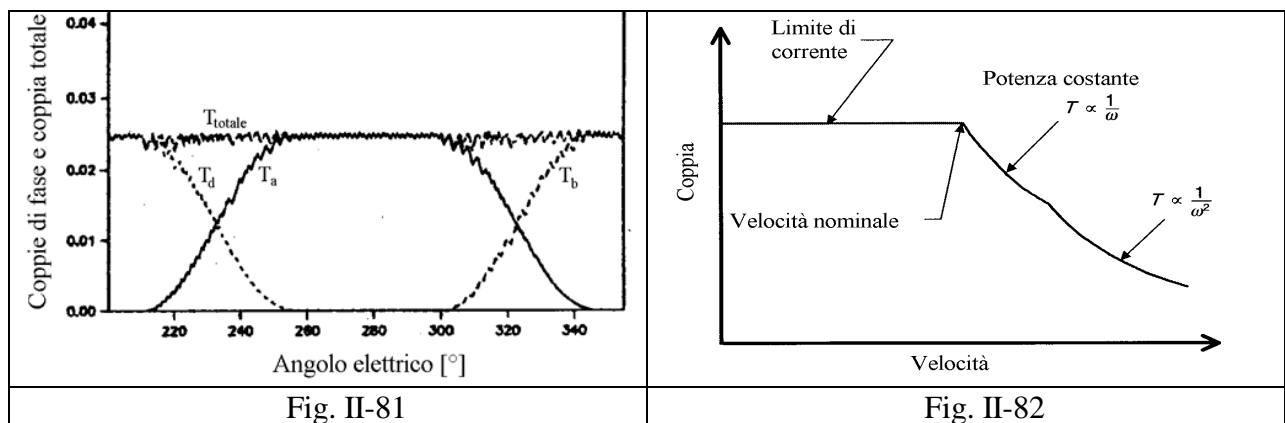


Fig. II-80

Per ottenere una coppia motrice continua (fig. II-81) si devono alimentare in successione le varie fasi del motore durante il fronte di salita del profilo della corrispondente induttanza, adottando una opportuna combinazione degli angoli di accensione e di spegnimento di ciascuna fase in funzione della posizione del rotore. Pertanto è necessario un opportuno convertitore, che provveda in istanti ben precisi a commutare la corrente fra le varie fasi statoriche, e il relativo sistema di controllo deve conoscere la posizione assunta istante per istante dal rotore, per sincronizzare le commutazioni tra le varie fasi con il movimento del rotore, anche al fine di ottenere una coppia dolce continua e quindi una rotazione uniforme e un alto rendimento.

Per individuare gli istanti di commutazione più idonei serve quindi un sensore di posizione, o, dato che tale sensore aumenta il costo dell'azionamento, ne riduce l'affidabilità e le prestazioni e in certe condizioni ambientali non può essere utilizzabile, un opportuno algoritmo di stima in modo da realizzare un controllo sensorless (tendenza attuale), sfruttando ad esempio la relazione che esiste tra induttanza e posizione del rotore per ciascuna corrente di eccitazione.

Lo sviluppo delle strategie di controllo è però reso piuttosto complesso dal fatto che le induttanze di fase sono funzione altamente non-lineari della posizione del rotore e delle correnti.



Come nei motori asincroni, per funzionamento continuativo la coppia massima ammissibile è costante fino alla velocità nominale; oltre la velocità nominale è inversamente proporzionale alla velocità (zona a potenza costante) e alle velocità più elevate è inversamente proporzionale al quadrato della velocità (fig. II-82).

II-9/5. Modello del motore.

Nonostante la semplicità della struttura e del funzionamento, una analisi accurata dei motori SR è molto complessa a causa del loro comportamento estremamente non lineare, in relazione al fatto che le induttanze di fase o induttanze incrementali $L_{ik}(\theta, i_k)$ sono funzioni non-lineari della posizione del rotore e delle correnti, e pertanto le caratteristiche funzionali di tale macchina non possono essere descritte accuratamente per mezzo di funzioni analitiche o modellate mediante un circuito equivalente a parametri concentrati.

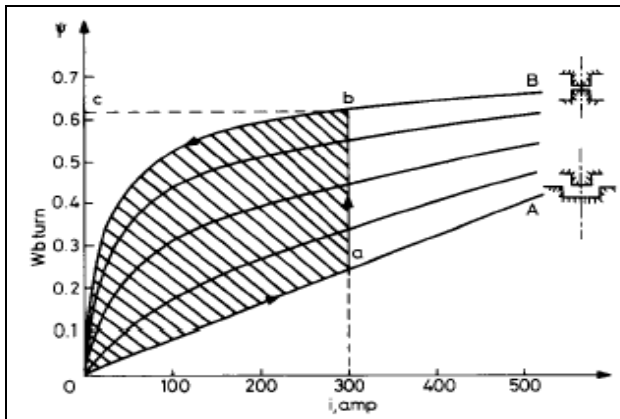


Fig. II-83a

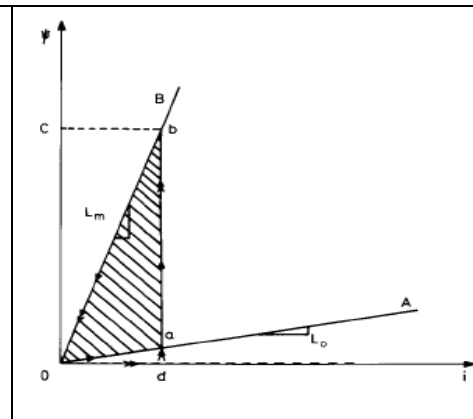


Fig. II-83b

Nelle figure II-83a e II-83b è riportato il legame tra il flusso concatenato ψ e la corrente i al variare della posizione del rotore, rispettivamente nel caso "reale" e nell'ipotesi, assunta nella presente trattazione, di trascurare la saturazione $L_1=L_1(\theta)$. Si nota che in entrambi i casi tale legame cambia notevolmente al variare della posizione del rotore e nel primo caso è sempre non lineare tranne che nella posizione di completo non allineamento, in corrispondenza del quale il flusso concatenato è limitato dal grande traferro.

Il modello matematico approssimato dell'SRM, ottenuto trascurando le mutue induttanze tra le fasi del motore, l'induttanza di dispersione, le perdite nel ferro, meccaniche e addizionali e gli effetti di bordo, è il seguente:

- equazione che regola l'equilibrio elettrico per la fase k-esima

$$\begin{aligned} v_k &= R_k i_k + \frac{d\psi_k(\theta, i_k)}{dt} = R_k i_k + \frac{\partial \psi_k(\theta, i_k)}{\partial i_k} \frac{di_k}{dt} + \frac{\partial \psi_k(\theta, i_k)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad [\psi_k(\theta, i_k) = L_{ik}(\theta, i_k) \cdot i_k] \\ &= R_k i_k + \frac{\partial [L_{ik}(\theta, i_k) \cdot i_k]}{\partial i_k} \frac{di_k}{dt} + \frac{\partial [L_{ik}(\theta, i_k) \cdot i_k]}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} = R_k i_k + L_{dk} \frac{di_k}{dt} + G_k \omega \end{aligned}$$

con L_{dk} induttanza differenziale relativa alla fase k-esima

$$L_{dk}(\theta, i) = \frac{\partial \psi_k(\theta, i_k)}{\partial i_k} = \frac{\partial}{\partial i_k} [(i_k \cdot L_{ik}(i_k, \theta))] = L_{ik}(i_k, \theta) + \left[\frac{\partial L_{ik}(i_k, \theta)}{\partial i_k} \cdot i_k \right]$$

che, in assenza di saturazione, coincide con quella incrementale $L_{ik}(\theta, i_k) = \psi_k(\theta, i_k)/i_k$ funzione non lineare della corrente e dell'angolo di rotore;

- coppia elettromagnetica, dovuta alle fasi contemporaneamente alimentate:

$$C_m = \sum_{k=1}^N C_k = \sum_{k=1}^N \frac{\partial W_k(\theta, i_k)}{\partial \theta} \text{ che nel caso di circuito magnetico lineare vale } \sum_{\text{fasi}} \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta}$$

- equazione di equilibrio meccanico $J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_r - B\Omega$

La determinazione dell'induttanza incrementale relativa alla fase k-esima $L_{ik}(\theta, i_k)$ può ottenersi tramite il calcolo del flusso concatenato $\psi_k(\theta, i_k)$, calcolo piuttosto complesso a causa della presenza dei flussi di dispersione (in particolare nel caso di non allineamento tra il polo di statore alimentato e un polo di rotore).

Il modello del motore SR (fig. II-84) risulta quindi molto simile a quello di un motore in corrente continua eccitato in serie (coppia proporzionale al quadrato della corrente, f.e.m. proporzionale alla corrente).

$$\left\{ \begin{array}{l} v_k = R_k \cdot i_k + L_{dk} \cdot \frac{di_k}{dt} + G_k \frac{d\theta}{dt} \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_r - B \cdot \Omega \\ C_m = \sum_{k=1}^N C_{mk} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta} i_k^2 \\ \frac{d\theta}{dt} = \Omega \end{array} \right.$$

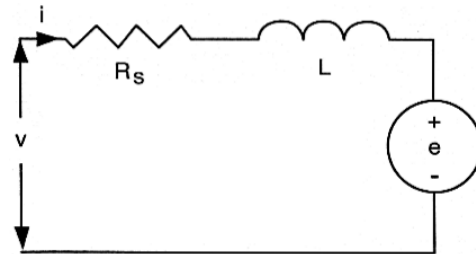


Fig. II-84

Malgrado la notevole similitudine con il modello di un motore in corrente continua non è possibile sviluppare una tecnica di controllo analoga.

Infatti, nel caso del motore in corrente continua, così come per tutti gli altri motori, le strategie di controllo si basano sull'ipotesi di parametri di macchina costanti. Invece nel caso del motore SR si deve tenere conto del fatto che l'induttanza è funzione periodica non lineare non solo della posizione del rotore ma anche della corrente di eccitazione; inoltre per minimizzare l'ondulazione di coppia e per ottenere elevate prestazioni dinamiche è necessario far condurre più fasi contemporaneamente. Tutto ciò comporta lo sviluppo di strategie di controllo molto più complesse.

II-10. Tabella motori.

Nella tabella II-13 sono riportati sinteticamente vantaggi, svantaggi, impieghi attuali e futuri e sostituzioni consigliate per le varie tipologie di motori elettrici.

	TIPO DI MOTORE	VANTAGGI	SVANTAGGI	IMPIEGO ATTUALE	IMPIEGO FUTURO	SOSTITUZIONI CONSIGLIATE
FLUSSO IMPRESSO	CORRENTE CONTINUA ad eccitazione indipendente	- alimentazione da rete - facile da controllare in velocità e coppia - basso costo	- commutatore a lamelle - disturbi provocati dal commutatore	medio	stazionario	- asincrono alimentato da inverter
	CORRENTE CONTINUA a magneti permanenti	- alimentazione da rete - facile da controllare in velocità - minore ingombro	- commutatore a lamelle - disturbi provocati dal commutatore - flusso impresso costante	molto diffuso	stazionario	- brushless a campo sinusoidale - brushless a campo trapezoidale
	BRUSHLESS a campo sinusoidale	- facile controllo della coppia e della velocità - rendimento buono - senza collettore - bassa ondulazione di coppia - rilizzazione di motori lineari	- alimentazione da convertitore dedicato al motore - trasduttore di posizione - potenza inferiore a 20 kW	molto diffuso	in aumento	- brushless a campo trapezoidale
	BRUSHLESS a campo trapezoidale	- facile da controllare in velocità - rendimento buono - sensore di posizione - senza collettore	- alimentazione da convertitore dedicato al motore - campo di variazione della velocità molto ampio - potenza inferiore a 20 kW	molto diffuso	in aumento	
FLUSSO INDOTTO	ASINCRONO monofase	- avviamento da rete - basso costo	- basso rendimento - limitate possibilità di controllo della velocità - potenza inferiore a 2 kW	molto diffuso	in diminuzione	- brushless a campo sinusoidale - asincrono trifase
	ASINCRONO trifase	- avviamento da rete - basso costo	- rendimento mediocre - dipendenza della velocità dalla coppia di carico - poco idoneo alla alimentazione da inverter	molto diffuso	in diminuzione	- brushless a campo sinusoidale - asincrono trifase ad alto rendimento - asincrono per inverter
	ASINCRONO trifase per inverter	- avviamento da rete - ottimizzato per alimentazione da inverter - rendimento elevato	- dipendenza della velocità dalla coppia di carico - alimentazione da convertitore	medio	in aumento	- brushless a campo trapezoidale
	UNIVERSALE	- avviamento da rete - coppia di spunto elevata	- rendimento scadente - commutatore a lamelle - disturbi provocati dal commutatore - potenza inferiore a 1 kW	molto diffuso	in diminuzione	- brushless - asincrono trifase - sincrono a riluttanza
RILUTTANZA VARIABILE	A PASSO	- facile da controllare in posizione - robusto - basso costo - senza commutatore	- alimentazione da convertitore dedicato al motore - basso rapporto peso potenza - potenza inferiore a 500 W	molto diffuso	in aumento	
	SINCRONO a riluttanza	- senza collettore - basso costo	- alimentazione da un convertitore dedicato al motore - basso fattore di potenza	scarso	stazionario	- brushless a campo trapezoidale
	COMMUTATO a riluttanza	- senza collettore - robusto	- alimentazione da convertitore dedicato al motore - sensore di posizione	scarso	in aumento	
	ISTERESI	- avviamento da rete - sincrono con la frequenza di alimentazione - senza commutatore e collettore - robusto	- basso rendimento - basso fattore di potenza	scarso	in diminuzione	

Tab. II-13