

Il funzionamento del motore asincrono può essere facilmente compreso, almeno in linea di principio, tenendo presente che esso può essere considerato come una generalizzazione del trasformatore trifase e coincide con questo in particolari condizioni. Ciò vale in modo diretto nel caso dei motori di potenza in cui l'avvolgimento rotorico è accessibile dall'esterno; per questa ragione nel seguito faremo riferimento esplicito a questo caso.

Quando il rotore è bloccato, il comportamento della macchina coincide esattamente con quello di un trasformatore trifase il cui primario è l'avvolgimento statorico. A causa, però, della necessaria presenza del traferro nella macchina asincrona la riluttanza del circuito magnetico principale e le reattanze di dispersione sono maggiori che nei trasformatori a parità di potenza. Ne discende che nelle macchine asincrone la corrente magnetizzante è più alta che nei trasformatori (da due a quattro volte maggiore). Se chiudiamo l'avvolgimento rotorico su un carico resistivo trifase tramite il sistema spazzole-anelli, si ha una circolazione di corrente in esso ed un trasferimento di energia dal generatore collegato all'avvolgimento statorico al carico. La situazione è del tutto simile a quella di un trasformatore trifase chiuso su un carico trifase. In particolare se l'avvolgimento rotorico è chiuso in corto-circuito ed il rotore è bloccato si è nelle stesse condizioni di un trasformatore trifase in corto-circuito; unica differenza è nell'ordine di grandezza della corrente di corto-circuito, che a causa del valore maggiore delle reattanze di dispersione si aggira sulle 3,5 + 6,5 volte il valore nominale della corrente (nei trasformatori essa è 10 + 40 volte quella nominale).

Quando gli avvolgimenti sono percorsi da corrente, essendo immersi in un campo magnetico, sono soggetti ad azioni elettrodinamiche. Ciò vale in generale per il trasformatore e per la macchina; tuttavia nel caso della macchina si ha una situazione completamente diversa rispetto al trasformatore in quanto:

- 1) uno dei due avvolgimenti è libero di muoversi;
- 2) la distribuzione spaziale dell'induzione è fissa rispetto ad un riferimento che si muove lungo il traferro a velocità costante (campo rotante). La velocità di rotazione di tale campo prende il nome di velocità di sincronismo.

in cui r è la distanza del traferro dall'asse di rotazione e P viene comunemente denominato "numero delle coppie polari" della macchina. La funzione $B(\sigma)$ soddisfa perciò la condizione

$$B(\sigma) = B(\sigma + k \frac{2\pi}{P}) \quad (10.2)$$

in cui k è un intero qualsiasi.

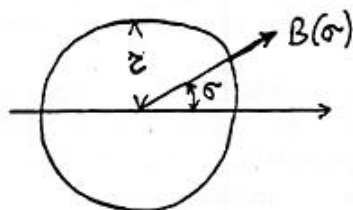


Fig. 10.1

Circonferenza che rappresenta la linea di mezzo del traferro nella sezione trasversale della macchina.

Per semplicità di trattazione supponiamo che $B(\sigma)$ sia una funzione sinusoidale. Ciò è ordinariamente accettabile, sia perché si cerca di realizzare praticamente tale andamento sia perché il disostamento da tale andamento è facilmente trattabile per via analitica in un secondo momento mediante lo sviluppo in serie di Fourier della funzione periodica $B(\sigma)$. In base a questa ipotesi risulta, avendo scelto opportunamente l'origine degli angoli

$$B(\sigma) = B_M \cos(P\sigma) \quad (10.3)$$

La (10.3) vale nell'ipotesi che l'avvolgimento che stiamo considerando sia alimentato da una tensione indipendente dal tempo. Usualmente, invece, l'eccitazione è sinusoidale nel tempo e quindi tale è anche l'induzione nell'ipotesi di strutture lineari. Tale ipotesi è accettabile con buona approssimazione in quanto nel motore asincrono il flusso principale ha un percorso anche in aria (traferro), che fornisce il contributo principale alla riluttanza. Perciò si ha, nell'ambito della suddetta approssimazione

$$B(\sigma, t) = B_M \cos(\omega t) \cos(P\sigma) \quad (10.4)$$

avendo scelto opportunamente l'origine dei tempi.

L'ipotesi di comportamento lineare del circuito magnetico della macchina, utilizzata per derivare la (10.4), è essen-

Tale velocità si ottiene dalla (10.6) andando a determinare il legame tra t e σ per il quale l'argomento del coseno si mantiene costante, cioè

$$d(\omega t - P\sigma) = 0 \quad (10.8)$$

La (10.7) mette in evidenza che la velocità di sincronismo dipende solo dalla pulsazione delle tensioni di eccitazione e dal numero delle coppie polari. In particolare si vede come al crescere di P diminuisca tale velocità, che come vedremo successivamente è molto vicina a quella di funzionamento della macchina.

Osservazione 10.1

La derivazione della (10.6) è stata fatta nell'ipotesi che il sistema trifase delle tensioni di eccitazione sia diretto. Se esso invece è inverso si ricava facilmente, procedendo nello stesso modo

$$B_t = \frac{3}{2} B_M \cos(\omega t + P\sigma) \quad (10.9)$$

che mette in evidenza come in questo caso il campo rotante ruoti in senso contrario al precedente, cioè nel verso degli angoli decrescenti. Riassumiamo questa osservazione nella seguente proprietà:

Proprietà 10.1 "In un motore asincrono alterando il senso ciclico delle fasi di alimentazione se ne ottiene l'inversione di marcia".

L'avvolgimento rotorico è dello stesso tipo di quello statorico o riconducibile a questo nel caso dei motori a gabbia di scoiattolo. Supponiamo tale avvolgimento aperto ed il rotore fermo; è evidente che in esso si esplicano grandezze elettriche aventi la stessa pulsazione di quelle che agiscono sullo statore; infatti siamo in una situazione identica a quella di un trasformatore trifase funzionante a vuoto. Nel caso invece di rotore in movimento occorre considerare la composizione dei due moti rotatori, del campo magnetico e del rotore stesso. Precisamente, se indichiamo con ω_r la velocità angolare del rotore, presa positiva se concorde con quella del campo, la pulsazione delle tensioni indotte nel rotore è

volgimento. In conclusione quindi in ogni situazione di funzionamento esiste un campo magnetico rotante alla velocità di sincronismo. E' opportuno riassumere quanto detto nella seguente proprietà:

Proprietà 10.2 "In un motore asincrono con rotore in movimento ad una velocità costante, il campo magnetico generato nel traferro ruota alla velocità di sincronismo, qualsiasi sia la velocità del rotore e la chiusura dell'avvolgimento rotorico. La pulsazione delle grandezze elettriche che sono applicate all'avvolgimento rotorico è uguale a quella dell'eccitazione moltiplicata per lo scorrimento".

Nel par. 11 questa proprietà verrà ulteriormente confermata, utilizzando i circuiti elettrici e magnetici del dispositivo.

11. Circuiti elettrici e magnetici del motore asincrono

Nel presente paragrafo considereremo i circuiti elettrici e magnetici che possono essere usati per analizzare il funzionamento del motore asincrono. Tali circuiti sono di tipo trifase, in quanto l'alimentazione trifase è essenziale alla generazione del campo rotante*. Tuttavia, è sufficiente limitare la tensione ad una sola fase tenendo conto dell'ipotesi fatta di eccitazioni simmetriche e strutture equilibrate. Infatti in questo caso, come per il trasformatore trifase (cfr. par. 7.4), si possono dedurre per questa via tutte le grandezze elettriche e magnetiche di una fase e quindi successivamente quelle delle altre fasi tramite il vincolo di simmetria. Consideriamo perciò una fase dello statore e la corrispondente del rotore e supponiamo che il rotore sia in movimento con velocità angolare uguale ad ω_m . Se lo statore è alimentato con una tensione di pulsazione ω , il circuito elettrico dell'avvolgimento per la fase scelta è quello di fig. 11.1, in cui R_s è la resistenza elettrica, E_s è la tensione indotta dal campo rotante, I_s è la corrente. Le grandezze elettriche precedenti sono fasori relativi alla pulsazione ω ; per questo vengono contrassegnati con una barra al di sotto.

* Anche nel caso che l'alimentazione del motore asincrono sia monofase, la sua trattazione viene ricondotta al caso trifase.

Quanto detto costituisce una proprietà importante del motore asincrono, già accennata nel par. 10, che si può esprimere nel modo seguente:

Proprietà 11.1 "In un motore asincrono, le correnti rotoriche generano un campo rotante avente la stessa velocità angolare ω_c del campo rotante generato dallo statore. Perciò in un riferimento fisso tali due campi risultano entrambi variabili con pulsazione ω ".

Il circuito magnetico mostrato in fig. 11.3 mette in rilievo la somiglianza del motore asincrono con il trasformatore. Tuttavia la differenza più importante è rappresentata dalla presenza del traferro che rende in questo caso di valore più elevata la riluttanza relativa al flusso principale e rende poco importanti le perdite nel ferro ad esso associate. Inoltre in questo caso risultano più grandi i flussi dispersi, che possono attraversare anche tratti interamente nel ferro; per questa ragione in alcuni casi potrebbe essere opportuno inserire due induttori in parallelo ad \mathcal{R}_s e \mathcal{R}_r di fig. 11.3(b). Le relazioni che legano le tensioni indotte \underline{E}_s ed \underline{E}_r ai rispettivi flussi, sono le seguenti

$$\underline{E}_s = j\omega N_s (\underline{\Phi} + \underline{\Phi}_s) \quad (11.1)$$

$$\underline{E}_r = j\omega_r N_r (\underline{\Phi} + \underline{\Phi}_r) \quad (11.2)$$

avendo barrato in alto i fasori che si riferiscono alla pulsazione ω_r . La relazione (11.1) si riferisce all'interazione del campo rotante con il circuito statorico. E' evidente che in tale caso la pulsazione da considerare è ω . La relazione (11.2) si riferisce all'interazione del campo con il rotore; in tale caso è evidente che il campo appare variabile a pulsazione ω_r , a causa della rotazione del rotore. Quindi, nella (11.2) occorre considerare tale pulsazione ed inoltre i fasori relativi al flusso, pur essendo di valore identico a quelli considerati in fig. 11.3(b), si riferiscono alla pulsazione ω_r . Risolvendo il circuito di fig. 11.3(b) si ottiene

$$\underline{\Phi} + \underline{\Phi}_s = N_s \underline{I}_s \left(\frac{1}{\mathcal{R}} + \frac{1}{\mathcal{R}_s} \right) + N_r \underline{I}_r \frac{1}{\mathcal{R}} \quad (11.3)$$

$$\underline{\Phi} + \underline{\Phi}_r = N_s \underline{I}_s \frac{1}{\mathcal{R}} + N_r \underline{I}_r \left(\frac{1}{\mathcal{R}} + \frac{1}{\mathcal{R}_r} \right) \quad (11.4)$$

Sostituendo la (11.3) nella (11.1) e la (11.4), espressa nel riferimento rotorico, nella (11.2), si ottiene

$$\underline{E}_s = j\omega N_s^2 \left(\frac{1}{\mathcal{R}} + \frac{1}{\mathcal{R}_s} \right) \underline{I}_s + j\omega N_r N_s \frac{1}{\mathcal{R}} \underline{I}_r \quad (11.5)$$

$$\underline{E}_r = j\omega_r N_s N_r \frac{1}{\mathcal{R}} \underline{I}_s + j\omega_r N_r^2 \left(\frac{1}{\mathcal{R}} + \frac{1}{\mathcal{R}_r} \right) \underline{I}_r \quad (11.6)$$

Le due relazioni precedenti sono simili a quelle di due induttori mutuamente accoppiati, con la differenza che nel caso presente i due induttori sono percorsi da grandezze elettriche aventi pulsazione diversa. Tale differenza va indicata esplicitamente, come fatto in fig. 11.4, che fornisce un primo circuito equivalente elettrico del motore asincrono, relativamente ad una fase.

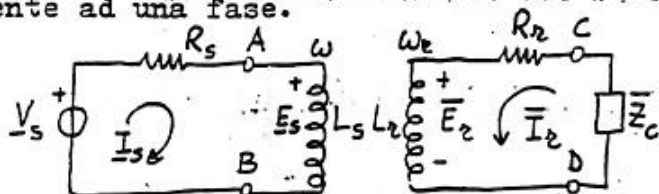


Fig. 11.4
Circuito equivalente elettrico del motore asincrono. I due induttori lavorano a pulsazione diversa, ciò che è indicato esplicitamente.

$$L_s = N_s^2 \left(\frac{1}{\mathcal{R}} + \frac{1}{\mathcal{R}_s} \right) ; L_r = N_r^2 \left(\frac{1}{\mathcal{R}} + \frac{1}{\mathcal{R}_r} \right) ; M = N_r N_s \frac{1}{\mathcal{R}}$$

Lo schema di fig. 11.4 permette di effettuare facilmente il bilancio energetico della macchina, inclusa la parte meccanica e di derivare la coppia e la relativa caratteristica esterna.

12. Bilancio energetico e coppia del motore asincrono

Sulla base del circuito equivalente di fig. 11.4 in cui sono presenti due induttori accoppiati che lavorano a frequenza diversa, effettueremo il bilancio energetico della macchina (par. 12.1) e deriveremo la coppia meccanica (par. 12.2). Inoltre faremo vedere che il circuito di fig. 11.4 può essere ricondotto ad uno contenente componenti di tipo usuale (par. 12.3), quando venga tenuto conto anche della parte meccanica e non solo di quella magnetica, come fatto in precedenza.

Non è necessario utilizzare direttamente il circuito meccanico. Infatti dalla (12.5) deduciamo che la potenza attiva ceduta al circuito meccanico, cioè la potenza meccanica P_m fornita al rotore per fase, vale

$$P_m = P_s - P_r = P_s (1 - s) \quad (12.7)$$

L'espressione (12.7) permette di valutare il rendimento del motore asincrono; si ottiene

$$\eta = \frac{P_m}{P_s} = 1 - s \quad (12.8)$$

Si vede quindi che l'utilizzazione della macchina è conveniente per valori dello scorrimento prossimi a zero e cioè in vicinanza della velocità di sincronismo; d'altra parte valori di rendimento pari ad uno non possono essere raggiunti in quanto, come si vedrà successivamente, non è possibile utilizzare la macchina per scorrimenti nulli. Il valore del rendimento, dato dalla (12.8), rappresenta ovviamente un valore limite massimo, in quanto nel suo calcolo non è stata tenuto in conto l'esistenza di perdite di vario tipo quali quelle associate alla corrente statorica (effetto Joule), alle correnti parassite nel circuito magnetico, all'attrito, alla ventilazione, ecc.. E' importante notare che le perdite per effetto Joule nell'avvolgimento rotorico sono già tenute in conto nella (12.8), in quanto strettamente legate al funzionamento della macchina.

12.2 Determinazione della coppia del motore asincrono

Un aspetto di grande importanza nella descrizione di una macchina elettrica è rappresentato dalla determinazione della coppia meccanica che agisce sull'asse del motore e che rende utilizzabile la macchina nelle applicazioni. E' da tenere presente che ciò che interessa non è solo il valore della coppia, ma il suo andamento in funzione della velocità angolare (caratteristica meccanica) E' evidente che la conoscenza di tale caratteristica serve a definire in modo quantitativo i vari campi di applicazione della macchina stessa.

Nel caso del motore asincrono l'andamento della coppia in funzione della velocità angolare dipende dall'impedenza

L'espressione (12.13) mette in evidenza che per il calcolo della coppia è sufficiente determinare la corrente rotorica. Tale corrente si ottiene analizzando su base maglie il circuito di fig.11.4, cioè aggiungendo alla (12.11) l'equazione di equilibrio della maglia statorica

$$\underline{V}_s = (j\omega L_s + R_s) \underline{I}_s + j\omega M \underline{I}_r \quad (12.14)$$

Eliminando \underline{I}_s dalle (12.14) e (12.11), si ha

$$\begin{aligned} \underline{V}_s = \underline{I}_r \left\{ j\omega M - \frac{(R_s + j\omega L_s)(R_r + j\omega L_r)}{j\omega_2 M} \right\} = \underline{I}_r \left\{ j\omega \left(M - \frac{L_s L_r}{M} \right) + \right. \\ \left. + j \frac{R R_s}{\omega_2 M} - \frac{R L_s}{s M} - \frac{L_r R_s}{M} \right\} \end{aligned} \quad (12.15)$$

In conclusione, inserendo la (12.15) nella (12.13) e questa nella (12.9), si ha

$$C = \frac{3 P_m}{\omega_m} = \frac{3 P_m}{\omega_c (1-s)} = \frac{3 |\underline{V}_s|^2 M^2}{2 \omega_c L_s^2} \frac{\frac{R}{s}}{A_1 \left(\frac{R}{s} \right)^2 + A_2 \left(\frac{R}{s} \right) + A_3} \quad (12.16)$$

$$A_1 = 1 + \left(\frac{R_s}{\omega L_s} \right)^2 \quad ; \quad A_2 = 2 \frac{R_s M^2}{L_s^2}$$

$$A_3 = \omega^2 \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)^2 + \left(R_s \frac{L_r}{L_s} \right)^2$$

La caratteristica meccanica è ottenibile riportando in un grafico la (12.16). Si ricava la curva tipica del motore asincrono di fig.12.2, il cui massimo è individuabile ponendo a zero la derivata di C rispetto ad s. Poiché, tuttavia, C nella (12.16) è funzione di R/s conviene effettuare il calcolo rispetto a questa variabile, ottenendo

$$\frac{\partial C}{\partial (R/s)} = 0 \Rightarrow A_1 \left(\frac{R}{s} \right)^2 + A_2 \frac{R}{s} + A_3 - 2A_1 \left(\frac{R}{s} \right)^2 - A_2 \frac{R}{s} = 0 \quad (12.17)$$

da cui si ottiene

$$s_{\max} = (R_c + R_r) \sqrt{\frac{A_4}{A_3}} \quad (12.18)$$

$s_{max} = 1$, si ha proprio la coppia massima allo spunto. Ciò è sempre vero in quanto:

- 1- la resistenza R_r dell'avvolgimento rotorico è molto piccola rispetto a

$$\omega \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right);$$

- 2- la coppia massima è indipendente da R_c .

Con il valore di R_c suddetto la caratteristica meccanica viene ad avere il massimo in $s=1$, come mostrato in fig.12.3. E' da notare che nei motori privi di collettore, in cui l'avvolgimento rotorico è a gabbia di scoiattolo, si raggiunge un risultato analogo al presente utilizzando due distinti avvolgimenti (motore a doppia gabbia di scoiattolo).

Per quanto riguarda il funzionamento a regime a velocità costante, la prestazione che più interessa è il rendimento, fornito dalla (12.8). Da tale formula si vede che conviene avere a regime lo scorrimento più basso possibile, ciò che richiede di ridurre il più possibile la resistenza dell'avvolgimento rotorico. Per questa ragione nei motori a collettore è previsto un dispositivo automatico che mette in corto-circuito gli avvolgimenti rotorici dopo l'avviamento, escludendo il dispositivo spazzole-anelli.

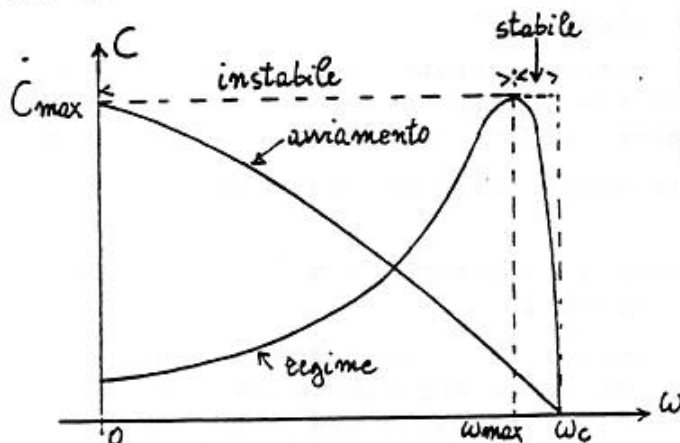


Fig.12.3
Caratteristica meccanica all'avviamento ed a regime del motore asincrono.

Il funzionamento a regime, tuttavia, è possibile solo in una zona limitata della caratteristica meccanica: quella in cui la coppia è decrescente con la velocità. Infatti solo in tale zona la macchina è stabile dal punto di vista meccanico (fig.12.3). La stabilità si può accertare come segue.

Supponiamo che a causa di un disturbo esterno il carico meccanico sull'asse aumenti; ciò provoca una diminuzione della velocità angolare e quindi, su quel tratto della caratteristica, un aumento della coppia motrice, che tende quindi a superare il momentaneo sovraccarico. Analogamente una diminuzione del carico meccanico e quindi un aumento corrispondente della velocità provoca una diminuzione della coppia motrice. Il punto di equilibrio raggiunto fra coppia motrice e coppia resistente è quindi stabile. Al contrario, il tratto crescente della curva coppia-velocità angolare è instabile meccanicamente, in quanto ogni eventuale disturbo porta il motore o nella zona stabile oppure ne provoca l'arresto. E' perciò necessario utilizzare il motore asincrono solo nel tratto della caratteristica meccanica compreso fra la velocità corrispondente alla coppia massima e la velocità di sincronismo.

12.3 Circuito elettrico equivalente del motore asincrono

La descrizione effettuata in precedenza del motore asincrono si basa sull'uso contemporaneo di tre tipi di circuiti:

- 1- circuiti elettrici per gli avvolgimenti statorico e rotorico;
- 2- circuito magnetico per la struttura magnetica statorica e rotorica;
- 3- circuito meccanico per la descrizione del comportamento meccanico del rotore e dell'utilizzatore del motore.

Usualmente, tuttavia, interessa la descrizione del dispositivo, che si sta esaminando, solo dal punto di vista elettrico esterno; ciò si ottiene eliminando le grandezze presenti di tipo non elettrico dalle equazioni risolventi. Nel caso del motore asincrono, nel funzionamento a velocità costante, tale eliminazione è complicata perché nella parte elettrica del circuito complessivo sono presenti pulsazioni diverse ed inoltre occorre entrare in maggiore dettaglio nel circuito meccanico. E' possibile ovviare a questa complicazione ricorrendo alla seguente osservazione. Il circuito di fig. 11.4 viene ottenuto, eliminando dalla parte elettrica le grandezze magnetiche; in tale circuito le grandezze meccaniche intervengono per il fatto che le pulsazioni delle grandezze elettriche nei due induttori accoppiati sono differenti. Tali pulsazioni appaio

la coppia (12.16) è direttamente ottenibile da fig.12.4 (o da fig.12.5) applicando ad esempio il teorema di Thevenin, come messo in evidenza in fig.12.6. Infatti risulta

$$C = \frac{3}{2} \frac{R}{\omega_m} \left(\frac{1}{s} - 1 \right) |I|^2 = \frac{3}{2} \frac{R}{s \omega_c} \frac{|V_{th}|^2}{|Z_{th} + R(\frac{1}{s} - 1)|^2} \quad (12.23)$$

che è esattamente uguale alla (12.16).

L'utilità del circuito equivalente completo nelle applicazioni deriva dalla possibilità di ottenere mediante semplici calcoli circuitali tutte le proprietà d'interesse; ciò viene illustrato di seguito con un esempio.

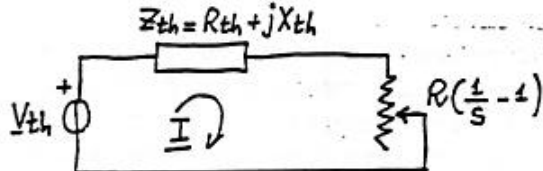


Fig.12.6
Applicazione del teorema di Thevenin agli schemi di fig. 12.4 e fig.12.5. In ambedue i casi è $R = R_r + R_c$

$$\begin{aligned} V_{th} &= \frac{j\omega M V_s}{R_s + j\omega L_s} \\ Z_{th} &= R + j\omega L_r + \frac{\omega^2 M^2}{R_s + j\omega L_s} \end{aligned} \quad \rightarrow \text{fig.12.4}$$

$$\begin{aligned} V_{th} &= \frac{j\omega L}{j\omega(L + L_1) + R_1} \\ Z_{th} &= R + j\omega L_2 + \frac{j\omega L(R_1 + j\omega L_1)}{R_1 + j\omega(L + L_1)} \end{aligned} \quad \rightarrow \text{fig.12.5}$$

Esempio 12.1

Un motore asincrono trifase con 3 coppie polari di 10CV, 60 Hz, 127 Volt (efficaci) ha le seguenti costanti del proprio circuito equivalente per fase (ohm)

$$\begin{aligned} R_1 &= 0,294 & R_2 &= 0,144 & \omega L &= 13,25 \\ \omega L_1 &= 0,503 & \omega L_2 &= 0,209 \end{aligned}$$

Le perdite meccaniche, in corrispondenza ad uno scorrimento del 2% ($s=0,02$), si possono considerare indipendenti dal carico ed ammontano a 403 watt. Calcolare la velocità, la coppia e la potenza meccanica effettivamente disponibile sull'albero, il fattore di potenza ed il rendimento in corrispondenza di detto valore di scorrimento. Calcolare inoltre la coppia massima ottenibile da tale motore e la velocità per cui si avrebbe questa coppia nell'ipotesi che le perdite meccaniche siano quelle precedenti. Calcolare infine la coppia di spunto.

Svolgimento

Per determinare le varie quantità richieste riportiamo in fig. 12.7 sia il circuito equivalente del tipo di fig. 12.5 sia quello del tipo di fig. 12.6; in ambedue i casi supponiamo che l'avvolgimento rotorico sia in corto-circuito, cioè $R_c = 0$.

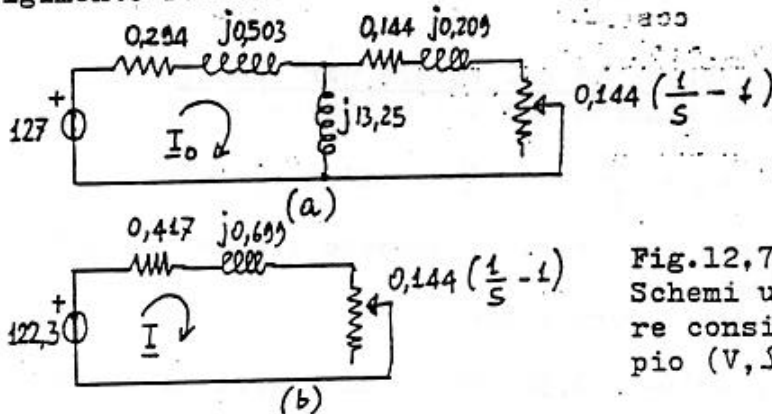


Fig. 12,7

Schemi usati per il motore considerato nell'esempio (V, Σ).

Il calcolo dei parametri dello schema (b) di fig. 12.7 viene effettuato tramite le formule riportate in fig. 12.6, cioè

$$V_{th} = \frac{j13,25 V_s}{j13,25 + j0,503 + 0,294} \approx 122,3 \text{ volt}$$

$$Z_{th} = 0,144 + j0,209 + \frac{j13,25(0,294 + j0,503)}{j13,25 + j0,503 + 0,294} = 0,417 + j0,699$$

Perciò la potenza meccanica effettivamente disponibile sull'albero del motore è

$$P_{m \text{ disp}} = 5630 - 403 = 5227 \text{ watt}$$

e quindi la coppia meccanica effettiva vale

$$C = \frac{5227}{0,98 \cdot 125,6} = 42,5 \text{ newton x metro}$$

E' interessante osservare che nella situazione considerata la potenza meccanica disponibile è di soli 5227 watt, corrispondenti a circa 7,1 CV contro i 10 che la macchina potrebbe fornire.

Calcolo del rendimento complessivo

Il calcolo del rendimento viene effettuato, determinando la potenza erogata dal generatore applicato allo statore. Tale potenza vale

$$P_s = 3 \frac{|V_s|^2}{|Z_i|^2} \operatorname{Re}[Z_i] = 3 \left(\frac{127}{6,75} \right)^2 5,70 = 6053 \text{ watt}$$

Quindi il rendimento è

$$\eta = \frac{P_{m \text{ disp}}}{P_s} = \frac{5227}{6053} = 0,864$$

Tale valore è molto più piccolo di quello limite ottenibile con la (12.8), che vale

$$1 - s = 0,98$$

Calcolo della coppia massima e della velocità per cui si ha
La coppia massima (incluse le perdite) è calcolabile con la (12.19), tenendo conto che