

IL MOTORE ASINCRONO

5.1 – Generalità e caratteristiche costruttive

La macchina asincrona utilizza il principio del campo rotante introdotto da Galileo Ferraris nel 1885. Il campo magnetico, prodotto da un avvolgimento polifase ancorato ad una struttura magnetica fissa (statore), induce un sistema di f.e.m. e di correnti in un avvolgimento polifase ancorato alla struttura magnetica mobile (rotore).

L'interazione tra il campo rotante ed il sistema di correnti rotoriche indotte produce un effetto meccanico di trascinamento del rotore. Questo effetto si esplica attraverso la generazione di una coppia motrice che tende a sincronizzare il rotore con il campo rotante induttore. Naturalmente, qualora il rotore risultasse possedere la stessa velocità del campo di statore (generalmente indicata con il termine *velocità di sincronismo*, ω_s), verrebbero meno i fenomeni di induzione e la stessa coppia motrice si annullerebbe.

Questa macchina necessita, per poter attuare la conversione elettromeccanica, della presenza di uno *scorrimento* tra rotore e campo: di qui il nome di macchina asincrona.

Come tutte le altre macchine elettriche, anche la macchina asincrona può funzionare sia da motore, sia da generatore elettrico. Quest'ultima possibilità richiede, tuttavia, che la macchina sia allacciata ad una rete in grado di provvedere alla generazione del campo rotante e che il rotore sia trascinato a velocità ipersincrona attraverso l'impiego di un motore primo.

Oggi la macchina asincrona trova le sue principali applicazioni come motore elettrico: si parla quindi di motore asincrono o motore a induzione.

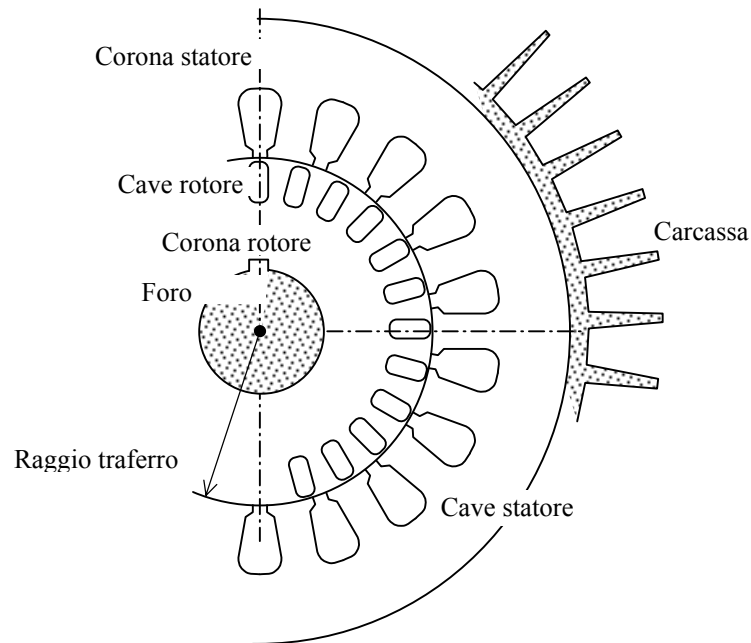
I motori a induzione sono tra i motori elettrici più diffusi nel campo dello sfruttamento industriale dell'energia elettrica a fini meccanici. Nei paesi industrializzati si stima che una percentuale compresa tra il 40% ed il 60% dell'energia elettrica globalmente prodotta venga utilizzata dai motori a induzione.

5.1.1 – Aspetti costruttivi

Struttura magnetica

I motori asincroni presentano una struttura magnetica, destinata a contenere il flusso generato dagli avvolgimenti, realizzata in ferro laminato (vedi figura seguente). Tale struttura magnetica è costituita in due parti concentriche, mobili l'una rispetto all'altra, separate da un sottile strato d'aria denominato traferro.

- ✓ La parte esterna, solitamente fissa, viene chiamata statore.
- ✓ La parte interna, mobile e solidale con l'albero del motore, viene detta rotore.



Struttura magnetica di un motore asincrono

Sia lo statore che il rotore presentano, lungo il traferro, le scanalature destinate a contenere gli avvolgimenti della macchina. Tali scanalature vengono chiamate *cave*. Le parti in ferro tra due cave contigue vengono chiamate *denti* e servono per convogliare il flusso dal traferro alle *corone* di statore o rotore. A volte le corone sono chiamate *gioghi*. Le due parti vengono tranciate direttamente, o in passi successivi, sulla stessa lamiera; i dischi così ottenuti, completi di cave e di fori, vengono impilati nel numero sufficiente a ottenere la lunghezza desiderata del motore.

Le due pile di lamiere di statore e di rotore vengono dette comunemente pacco statorico e pacco rotorico. Entrambi i pacchi possono essere continui o, nelle taglie più grandi, interrotti da canali di ventilazione trasversali.

Il pacco rotorico viene reso solidale all'albero (accoppiamento a chiavetta, a giunto mille righe, etc.) mentre il pacco statorico è inserito con forzamento a caldo o con altri collegamenti in una carcassa metallica (acciaio, ghisa, alluminio). Tale carcassa è quasi sempre aleata al fine di favorire lo smaltimento del calore, anche grazie ad un flusso assiale di aria prodotto da una ventola solidale all'albero del motore.

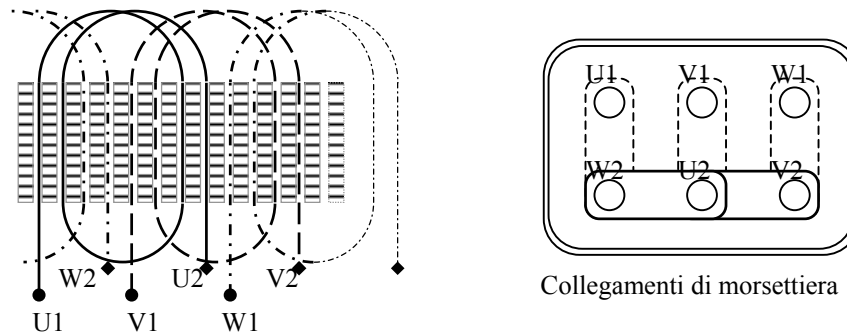
Molto spesso, per motivi legati alla soppressione o riduzione di disturbi di funzionamento del motore, al pacco di lamiere di rotore (più raramente al pacco di statore) viene data una rotazione continua in modo che ciascun lamierino si presenti leggermente ruotato di un piccolo angolo rispetto al precedente. In tal modo si ottengono strutture dette a cave inclinate. In assenza di questa operazione si parla di pacco a cave diritte.

Avvolgimenti

Tipicamente un motore asincrono industriale possiede un avvolgimento di tipo trifase sullo statore ed un avvolgimento trifase o una gabbia di scoiattolo sul rotore.

L'avvolgimento di statore è tipicamente organizzato in bobine preformate in filo o in piattina di rame smaltato. I lati delle bobine (tratti attivi) vengono inseriti nelle cave attraverso le aperture che devono avere larghezza adeguata a favorire l'operazione.

I principi e le fini di ciascuna fase vengono riportati alla morsettiera, posta sulla carcassa, in modo sfalsato, come illustrato nella figura seguente.



Sistema degli avvolgimenti statorici e disposizione dei morsetti in morsettiera

In questa maniera è possibile collegare le tre fasi nella configurazione a stella (connessione a tratto continuo in figura) ovvero a triangolo (connessione a tratteggio nella stessa figura).

Il motore può essere alimentato con tensioni diverse. Ad esempio, se le fasi sono dimensionate singolarmente per una tensione di 230 V, il motore connesso a triangolo potrà essere alimentato da una rete trifase con tensione di linea (concatenata) pari a 230 V; se il motore è invece collegato a stella, potrà essere alimentato da una rete trifase a 400 V concatenati. La duplice possibilità di collegamento Y/D può inoltre essere utilizzata per risolvere alcuni problemi di avviamento, come sarà illustrato in seguito.

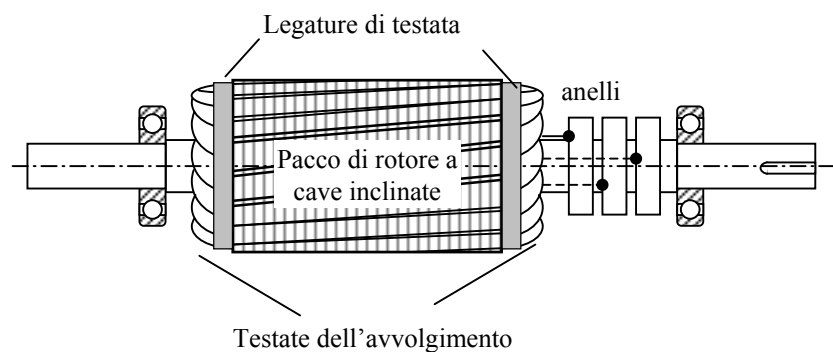
Nella figura precedente si possono osservare le *testate di avvolgimento* o *connessioni frontali*, cioè i tratti di avvolgimento che non sono inseriti all'interno delle cave. Questi conduttori hanno il compito di richiudere opportunamente le spire per realizzare la distribuzione voluta di corrente nei tratti attivi di avvolgimento. Le testate non servono quindi per la conversione elettromeccanica dell'energia che si attua al trasferimento della macchina.

Per quanto riguarda il rotore esistono due tipologie di avvolgimento.

- ✓ *Rotore avvolto*
- ✓ *Rotore a gabbia*

Nel primo caso l'avvolgimento è tipicamente trifase e **deve avere** lo stesso numero di polarità dello statore; anch'esso è organizzato in bobine inserite nelle cave di rotore. In questo caso le cave rotoriche devono essere del tipo aperto o semichiuso, come illustrato alla fine di questo paragrafo.

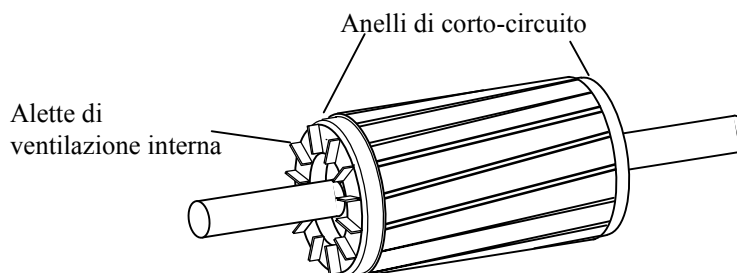
Nei motori a rotore avvolto viene sfruttata la possibilità di accedere agli avvolgimenti rotorici attraverso dei contatti striscianti (spazzole) e degli anelli a cui fanno capo i terminali liberi delle tre fasi di rotore, come illustrato schematicamente in figura.



Configurazione di principio di un rotore avvolto.

Questa soluzione costruttiva, abbastanza in uso in passato, è oggi praticamente abbandonata nei motori industriali. Motori asincroni a rotore avvolto vengono ancora costruiti esclusivamente per grosse taglie di potenza, laddove si pensi di realizzare una regolazione di velocità del motore con interventi sull'avvolgimento rotorico.

Oggi, nel campo delle applicazioni industriali, la tipologia di motori a induzione più impiegata prevede la versione a gabbia di scoiattolo dell'avvolgimento rotorico.



Motore con rotore a gabbia presso-fusa

Il nome di questo tipo di avvolgimento derivata dall'idea che se si eliminassero i lamierini di rotore, le sbarre e gli anelli di cortocircuito relizzerebbero una struttura simile a quella delle ruote per far giocare i criceti e gli scoiattoli (vedi figura al paragrafo 5.1.2).

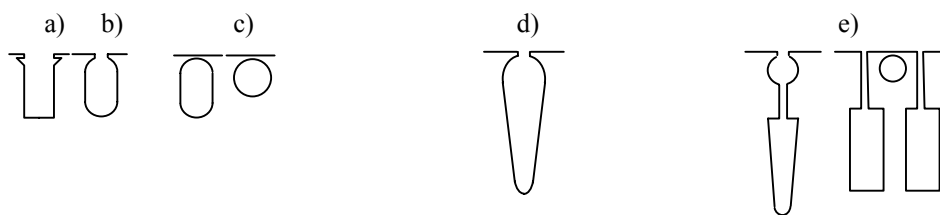
Tale gabbia viene realizzata, almeno per le taglie di potenza orientativamente inferiori ai 250 kW, in alluminio attraverso un processo di pressofusione. Questo procedimento è estremamente veloce e vantaggioso, in termini economici, per una vasta produzione di serie; esso consiste nell'iniettare alluminio fuso, sotto pressione, nelle scanalature del rotore con l'ausilio di appositi stampi. In questa maniera in un'unica operazione vengono realizzate sia le sbarre che gli anelli terminali di corto circuito della gabbia. La struttura del rotore appare come quella raffigurata in figura. La tecnica di pressofusione permette di realizzare forme di cava anche molto complesse.

Il numero di sbarre della gabbia deve essere convenientemente scelto in relazione al numero di poli e di cave dello statore, al fine di ridurre possibili disturbi o irregolarità di funzionamento. La possibili combinazioni sono riportate nella tabella seguente.

Cave di rotore compatibili

N. poli	2				4				6				8			
N. cave statore	18	24	30	36	24	36	48	36	54	72	36	48	72	36	48	72
N. cave rotore	14	16	22	24	18	26	30	26	38	52	44	34	54			
	16	20	24	28	30	30	40	28	40	56	46	36	58			
	22	28	37	42	32	42	54	44	64	58		38	86			
	24	29		46	34	46	58	45	68	92		60	90			
	26	30					62	46	70	94			96			
		32							72							

Nel caso di motori asincroni 'general purpose', si ricorre spesso ad un disegno di cava di rotore particolarmente sviluppato in senso radiale (*motori a cave profonde*), oppure a soluzioni a gabbie multiple concentriche, come illustrato nella figura seguente. Questi accorgimenti consentono di ottenere buone prerogative di avviamento, come verrà spiegato in seguito.

**Forme di cave rotoriche**

a) cava aperta

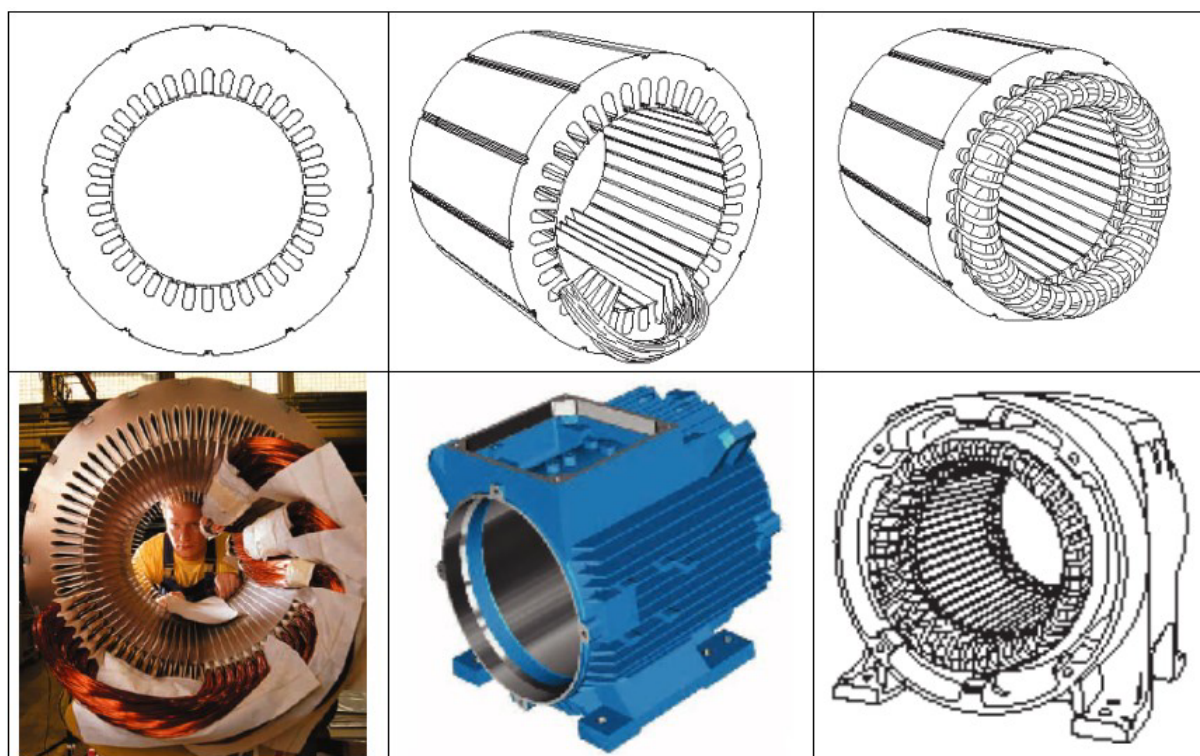
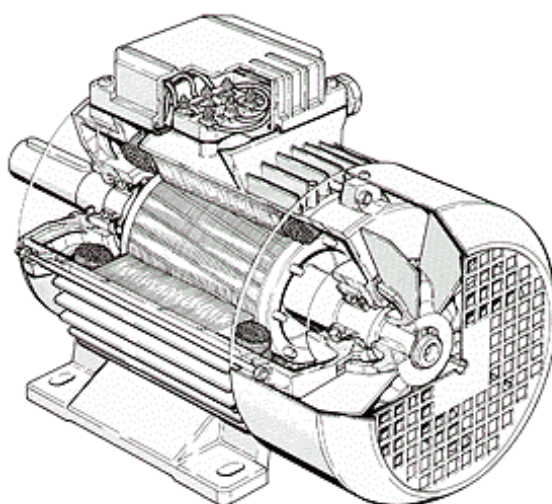
d) cava profonda

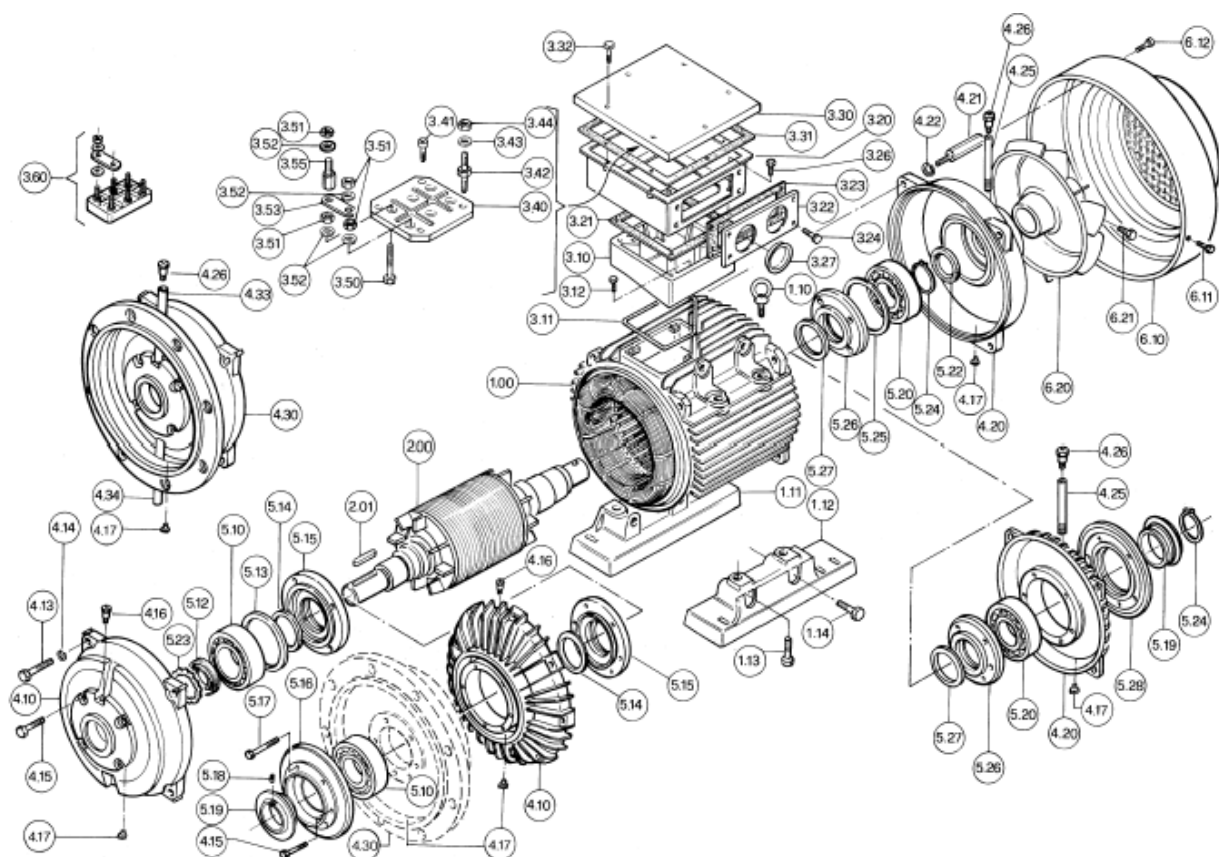
b) cava semichiusa

e) cave per doppia gabbia

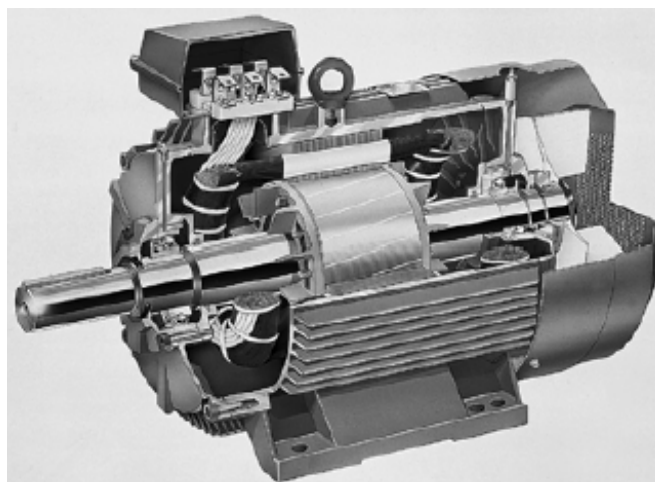
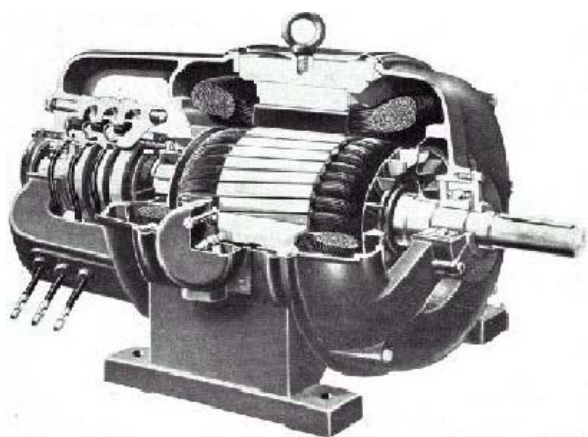
c) cave chiuse

5.1.2 – Immagini del motore asincrono trifase

**Assemblaggio del pacco statorico e dell'avvolgimento di statore****Spaccato di un motore ad induzione a gabbia di scoiattolo**

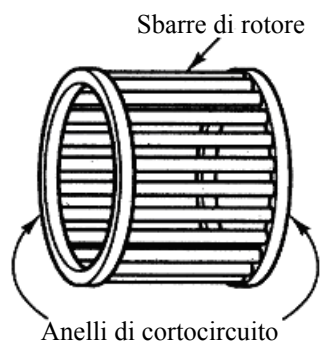


Esploso di un motore asincrono a gabbia



Motore asincrono a rotore avvolto (a sinistra) ed a gabbia (a destra)

Esempio di gabbia di scoiattolo



5.2 – Principio di funzionamento e circuito equivalente

Nello studio semplificato del funzionamento a regime della macchina asincrona, affrontato in questo paragrafo, si farà costantemente riferimento, per aderenza alle tipologie di macchine più importanti a livello applicativo, ad uno statore dotato di avvolgimento trifase. Nessuna ipotesi viene fatta circa la connessione a stella o a triangolo delle bobine; tensioni e correnti di statore sono pertanto da intendersi come **tensioni e correnti di fase**.

Per il rotore si tenderà a prescindere dal numero di fasi e l'avvolgimento potrà essere interpretato indifferentemente, sia come avvolgimento trifase, sia come avvolgimento polifase.

Occorre ricordare che questa generalità della trattazione è possibile se si accetta di trascurare, dal punto di vista della conversione elettromeccanica dell'energia, gli effetti delle armoniche spaziali di F.m.m prodotte dagli avvolgimenti reali. In altre parole, lo studio considera solo le fondamentali delle distribuzioni spaziali al traferro definite al capitolo 4.

5.2.1 – Funzionamento con avvolgimento di rotore aperto e con rotore fermo

Si immagini che l'avvolgimento trifase di statore di una macchina asincrona sia alimentato con una terna simmetrica di tensioni sinusoidali e che esso sia percorso da una corrispondente terna simmetrica di correnti. Sia ω la pulsazione di queste grandezze elettriche. Si supponga, inoltre, che l'avvolgimento di rotore sia aperto e non lasci circolare alcuna corrente. Il campo rotante è quindi prodotto dalle sole correnti di statore.

Il flusso di macchina (o flusso utile, Φ_u), ruotando al traferro indurrà delle forze elettromotrici nei vari avvolgimenti presenti. Infatti ogni avvolgimento vede variare nel tempo il suo flusso concatenato a seguito della rotazione, lungo il traferro, dell'onda di flusso Φ_u . Si ricorda ancora che l'ampiezza della distribuzione fondamentale di flusso è costante nel tempo. È possibile dimostrare che i flussi concatenati massimi⁽¹⁾ con una fase di statore ed una fase di rotore valgono:

$$\lambda_{s\max} = N_s^* \cdot \Phi_u ; \quad \lambda_{r\max} = N_r^* \cdot \Phi_u$$

dove N_s^* e N_r^* rappresentano rispettivamente il **numero di spire equivalenti ai fini della produzione di forza elettromotrice (o del concatenamento di flusso)** dell'avvolgimento di statore e di rotore. Si osservi che il concatenamento di flusso da parte di una fase dipende da come la fase stessa è distribuita lungo il traferro. Ne consegue che fenomeni indotti in due cave contigue saranno sfasati temporalmente. Tale osservazione permette di concludere che se le fasi di statore sono sfasate di 120° elettrici nello spazio, i fenomeni indotti nelle stesse sono sfasati di 120° nel tempo.

In analogia a quanto visto per il trasformatore (a parte la modalità di concatenamento di flusso appena illustrate), si possono esprimere tali F.e.m indotte nel seguente modo:

Forza elettromotrice di statore

$$e_s(t) = + \frac{d\lambda_s(t)}{dt} \quad \Rightarrow \quad \overline{E}_s = +j \cdot \omega \cdot \overline{\Lambda}_s = +j \cdot 4.44 \cdot N_s^* \cdot f \cdot \hat{\Phi}_u \quad (5.1)$$

Forza elettromotrice di rotore (per ipotesi il rotore è fermo, $\omega_r = 0$)

$$e_r(t) = - \frac{d\lambda_r(t)}{dt} \quad \Rightarrow \quad \overline{E}_r = -j \cdot \omega \cdot \overline{\Lambda}_r = +j \cdot 4.44 \cdot N_r^* \cdot f \cdot \hat{\Phi}_u \quad (5.2)$$

⁽¹⁾ condizione che si verifica quando il vettore spaziale di flusso utile è posizionato sull'asse della fase.

Le relazioni precedenti rimangono valide anche per un motore a p paia poli. In questo caso i vettori spaziali al traferro ruotano alla velocità ω/p , ma lungo l'intera circonferenza si susseguono p paia poli. Dal punto di vista elettrico, le F.e.m. indotte avranno sempre la stessa pulsazione $\omega = 2\pi f$. In altre parole, la pulsazione delle F.e.m. indotte è pari alla velocità elettrica del campo magnetico rotante ($\omega = p \omega_s = 2\pi f$).

Le equazioni (5.1) e (5.2) dimostrano che, nelle condizioni di funzionamento specificate (avvolgimento di rotore aperto e rotore fermo), il motore asincrono si comporta esattamente come un trasformatore a vuoto. Si parla di *trasformatore a campo rotante*. Pregio di questa macchina è la possibilità di variare a piacere il numero di fasi del sistema elettrico secondario, che viene a coincidere con il numero di fasi dell'avvolgimento rotorico.

Ovviamente in questo caso l'avvolgimento di rotore deve essere di tipo avvolto (con anelli e spazzole) per collegare il carico elettrico. Nel trasformatore a campo rotante il trasferimento di potenza elettrica tra statore e rotore (entrambi fermi) avviene grazie al campo magnetico rotante al traferro anziché tramite il campo pulsante nel nucleo magnetico di un trasformatore convenzionale (fisso nello spazio). Si noti che per attuare questo trasferimento di potenza, lo statore ed il rotore si scambiano reciprocamente una coppia.

Sempre dalle equazioni (5.1) e (5.2) è possibile osservare che il rapporto dei moduli delle tensioni indotte a statore ed a rotore vale:

$$\frac{E_s}{E_r} = \frac{N_s^*}{N_r^*} \quad (5.3)$$

Per le analogie viste, il funzionamento del motore asincrono nelle condizioni specificate può essere studiato con un circuito equivalente uguale a quello del trasformatore dove il primario si interpreta come statore ed il secondario come rotore. Si osservi ancora l'isofrequenzialità del circuito di statore e rotore.

5.2.2 – Funzionamento con avvolgimento di rotore aperto e con rotore in movimento

Si supponga ora di trascinare dall'esterno il rotore ad una velocità ω_r . Se l'avvolgimento di rotore è aperto non possono circolare correnti ed il campo magnetico al traferro continua ad essere generato solo dalle correnti di statore.

La F.e.m. indotta in una fase di statore rimane inalterata (vedi equazione (5.1)), mentre la (5.2) non è più vera a causa del moto relativo tra il campo magnetico rotante ed il rotore.

Si noti che il moto relativo deve essere valutato in termini di "velocità elettrica" e non di "velocità meccanica" in quanto i concatenamenti di flusso dipendono dall'angolo elettrico. Ne consegue che la forza elettromotrice indotta a rotore vale:

$$\bar{E}_r = -j \cdot (\omega - p\omega_r) \cdot \bar{\Lambda}_r \quad (5.4)$$

Il fasore E_r possiede una pulsazione diversa da quella del fasore E_s . **Questi due fasori non possono quindi essere rappresentati in un unico diagramma vettoriale.** Si vedrà in seguito come risolvere tale problema.

Si definisce *scorrimento* del rotore il rapporto tra la velocità relativa del campo rotante rispetto al rotore e la velocità del campo rotante stesso (in valore assoluto o percentuale). Nel caso generale di una macchina a p coppie polari la velocità del campo rotante vale $\omega_s = \omega/p$, quindi lo scorrimento è dato da:

$$s = \frac{\omega - p \cdot \omega_r}{\omega} = \frac{\omega/p - \omega_r}{\omega/p} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}; \quad s\% = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \cdot 100 \quad (5.5)$$

Il concetto di scorrimento rappresenta una grandezza fondamentale nello studio della macchina asincrona. Due particolari valori di scorrimento assumono una certa importanza:

- ✓ il valore $s = 0$ corrispondente alla rotazione del rotore sincrona con il campo $\omega_r = \omega/p$;
- ✓ il valore $s = 1$ corrispondente alla condizione di rotore fermo $\omega_r = 0$

La velocità relativa del campo rotante rispetto al rotore viene comunemente detta anche velocità di scorrimento ed è data da:

$$\omega_{sc} = \frac{\omega}{p} - \omega_r \quad \text{velocità di scorrimento **meccanica**} \quad (5.6)$$

Le grandezze elettriche (tensioni, correnti), indotte dal campo rotante negli avvolgimenti rotorici presentano una pulsazione denominata pulsazione di scorrimento, proporzionale alla velocità di scorrimento e al numero di coppie polari p del campo al traferro. Questa pulsazione vale:

$$s\omega = \omega - p \cdot \omega_r \quad \text{pulsazione **elettrica** di scorrimento} \quad (5.7)$$

Grazie alla definizione di pulsazione di scorrimento la F.e.m. indotta a rotore può essere scritta come:

$$\bar{E}_r = -j \cdot (\omega - p\omega_r) \cdot \bar{\Lambda}_r = -j \cdot s \cdot \omega \cdot \bar{\Lambda}_r = -j \cdot 4.44 \cdot N_r^* \cdot (s \cdot f) \cdot \hat{\Phi}_u \quad (5.8)$$

La (5.8) dimostra che l'ampiezza della F.e.m. indotta nell'avvolgimento di rotore varia linearmente con lo scorrimento e la sua pulsazione corrisponde alla pulsazione di scorrimento $s\omega$. Ovvero *fenomeni indotti a rotore sono ad una frequenza pari a $s f$* , dove f è la frequenza di alimentazione dello statore.

Nella pratica, la velocità di sincronismo del campo rotante viene espressa in giri al minuto (n_s in [rpm]) e può essere calcolata nel seguente modo:

$$\omega_s = \frac{\omega}{p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_s}{60} \quad \Rightarrow \quad n_s = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (5.9)$$

Quindi la velocità di sincronismo è una grandezza che dipende dal numero di poli del motore e dalla frequenza di alimentazione. Ne consegue che per un motore, alimentato a frequenza costante, la velocità di sincronismo è una costante.

La tabella a fianco riporta le velocità di sincronismo al variare del numero di poli della macchina nel caso comune di una alimentazione a 50 Hz.

Si anticipa il concetto che, nelle normali condizioni di funzionamento del motore (ad esempio, per il funzionamento nominale), il valore dello scorrimento è un numero molto piccolo (pochi percento della velocità di sincronismo). Ne consegue che la velocità meccanica del rotore sarà molto prossima alla velocità di sincronismo. Come esempio si considerino i seguenti dati:

Velocità di sincronismo con $f = 50$ Hz

p paia poli	$2p$ numero poli	n_s [rpm]
1	2	3000
2	4	1500
3	6	1000
4	8	750
...

$$s_n = 3\%; \quad f = 50 \text{ Hz}; \quad p = 2 \text{ (paia poli)}$$

$$n_s = \frac{60 \cdot f}{p} = 1500 \text{ rpm}; \quad n_r = (1 - s_n) \cdot n_s = (1 - 0.03) \cdot 1500 = 1455 \text{ rpm}$$

5.2.3 – Funzionamento con avvolgimento di rotore in cortocircuito e con rotore in movimento

Se l'avvolgimento indotto di rotore è chiuso in corto circuito, come accade nelle condizioni di funzionamento normale di una macchina asincrona⁽¹⁾, il sistema di f.e.m. di rotore rappresentato dal fasore E_r (5.8) produce nell'avvolgimento di rotore un sistema isofrequenziale di correnti alla pulsazione elettrica di scorrimento $s\omega$.

Grazie alle ipotesi fatte, tale sistema di correnti è una stella equilibrata e simmetrica che, fluendo nelle fasi rotoriche, produce un campo magnetico rotante al traferro. Il campo magnetico generato dal rotore ruota rispetto al rotore stesso (cioè rispetto alla struttura di avvolgimento che lo ha generato) alla velocità $s\omega/p$. Si ricordi che il numero di poli di rotore è uguale a quello di statore.

In questo modo si è indotta una magnetizzazione a rotore dallo statore (ovvero “il magnete permanente” a rotore considerato al paragrafo 4.1). Si presti però attenzione al fatto che il rotore ruota alla velocità meccanica ω_r . Ne consegue che la velocità del campo rotante generato dal rotore rispetto ad un riferimento fisso vale, componendo i moti relativi:

$$\omega_r + \frac{s \cdot \omega}{p}$$

Ricordando la definizione di scorrimento, la relazione precedente può essere riscritta nel seguente modo:

$$\omega_r + \frac{s \cdot \omega}{p} = \frac{p \cdot \omega_r + s \cdot \omega}{p} = \frac{p \cdot \omega_r + (\omega - p \cdot \omega_r)}{p} = \frac{\omega}{p} = \omega_s \quad (5.10)$$

La (5.10) indica che il campo magnetico generato dal rotore (e **non il rotore**) è sincrono con il campo magnetico di statore. Questa condizione permette uno scambio di coppia tra la struttura di rotore e di statore, come chiarito al paragrafo 4.1.

A questo punto si comprende che, in caso di avvolgimento di rotore in cortocircuito, il campo magnetico risultante al traferro deriva dall'azione congiunta dei due sistemi di corrente di statore e di rotore che percorrono i rispettivi avvolgimenti. Come già visto nel caso del trasformatore l'avvolgimento indotto reagisce all'avvolgimento induttore esplicando un'azione di tipo smagnetizzante. Non si ritiene utile proseguire sull'argomento.

Sulla base di quanto finora esposto e ricordando le analogie con il trasformatore si può pensare al seguente circuito equivalente per descrivere il funzionamento del motore asincrono nelle condizioni specificate.

Tale circuito equivalente deve intendersi come circuito equivalente monofase, nel senso che descrive una fase di statore ed una fase di rotore. Il significato dei parametri riportati nel circuito è il seguente:

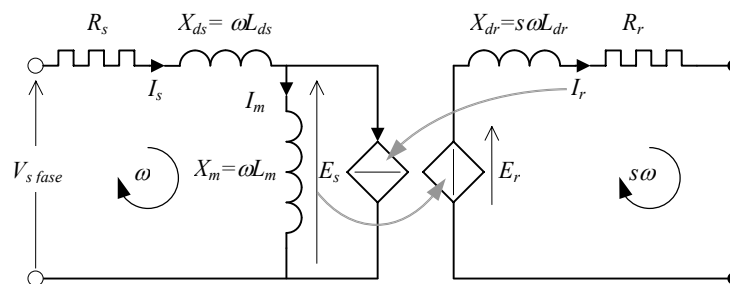
- $V_{s \text{ fase}}$: tensione di fase di statore
- R_s : resistenza di fase di statore
- L_{ds} : induttanza di dispersione di fase di statore
- $\omega = 2\pi f$: pulsazione elettrica delle grandezze di statore
- L_m : induttanza di magnetizzazione
- E_s : F.e.m. di fase indotta a statore

⁽¹⁾ La connessione elettrica tipica dell'avvolgimento di rotore è quella in cortocircuito. Si pensi a tal proposito ad un rotore a gabbia. Non si deve confondere la connessione elettrica dell'avvolgimento di rotore con il funzionamento in cortocircuito del motore, in cui si osservano correnti assorbite elevate. Il funzionamento in cortocircuito di un motore asincrono si ha per $s = 1$, vale a dire con il rotore bloccato (fermo).

E_r	: F.e.m. di fase indotta a rotore
R_r	: resistenza di fase di rotore
L_{dr}	: induttanza di dispersione di fase di rotore
$s\omega$: pulsazione elettrica delle grandezze di rotore

Le induttanze di dispersione tengono conto dei flussi dispersi dall'avvolgimento di statore e di rotore, ovvero di flussi che non si concatenano con entrambi gli avvolgimenti. Tali flussi si annidano principalmente in cava e nelle testate di avvolgimento ed evolvono per lunghi tratti in aria.

L'induttanza di magnetizzazione tiene conto del fatto che per creare il flusso utile al traferro si deve assorbire una corrente magnetizzante. Si noti che, al contrario del trasformatore, la corrente di magnetizzazione I_m non è percentualmente piccola rispetto alle correnti di normale funzionamento in quanto si deve magnetizzare il traferro (zona d'aria che presenta una riluttanza elevata).



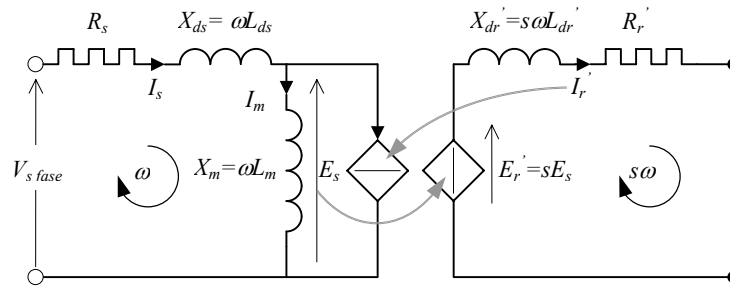
Circuito equivalente della macchina asincrona con due circuiti a frequenza diversa.

Prima di spiegare il significato dei generatori pilotati che compaiono in figura, è conveniente riportare grandezze e parametri di uno dei due avvolgimenti allo stesso numero di spire dell'altro avvolgimento (sempre in analogia a quanto visto per il trasformatore).

Nel caso del trasformatore poteva essere utile, secondo le necessità, condurre il riporto verso il primario oppure verso il secondario; nella macchina asincrona l'operazione di riporto è condotta esclusivamente verso l'avvolgimento di statore, poiché nella maggior parte dei casi l'avvolgimento di rotore è inaccessibile (avvolgimento a gabbia) e quindi l'operazione inversa non riveste particolare interesse. Tuttavia, mentre per il trasformatore il riporto poteva basarsi su un concetto univoco di rapporto spire o di trasformazione, nel caso delle macchine a campo rotante il numero di spire equivalenti di un avvolgimento è definito diversamente secondo che si tratti di valutare le f.m.m. (N°) ovvero le f.e.m. indotte (N^*), come illustrato ai paragrafi precedenti ad al capitolo 4.

Senza entrare nei dettagli, è possibile definire opportuni coefficienti che permettono di riportare i parametri di rotore allo statore. A valle delle operazioni descritte, l'avvolgimento di rotore risulta apparentemente costituito dallo stesso numero di fasi (generalmente 3) e dallo stesso numero equivalente di spire dell'avvolgimento di statore. I fenomeni elettrici di rotore continuano ancora avere una pulsazione pari alla pulsazione elettrica di scorrimento.

Il circuito equivalente così ottenuto è riportato nella pagina seguente. Si osservi che nel riporto (cioè nella variazione fittizia del numero di fasi e di spire del rotore), la F.e.m di rotore diventi pari a s volte la tensione indotta a statore.



Circuito equivalente della macchina asincrona con due circuiti a frequenza diversa e parametri di rotore riportati a statore.

Il confronto di questo circuito con il circuito equivalente del trasformatore mette in evidenza molte analogie ed alcune sostanziali differenze.

Il sistema dei due generatori pilotati ha il compito di adattare le frequenze tra statore e rotore. Il generatore dipendente I_r' , così come nel trasformatore, mette in risalto l'effetto prodotto dalla corrente equivalente di reazione d'indotto sull'avvolgimento di statore: la corrente $\bar{I}_m = \bar{I}_s - \bar{I}_r'$ (dove la corrente di rotore riportata a statore è da intendersi a frequenza f) può essere interpretata come corrente magnetizzante, in quanto ad essa è dovuta la produzione del flusso di macchina creato da tutti gli avvolgimenti.

La differenza sostanziale tra il circuito equivalente precedente e quello corrispondente del trasformatore è la seguente: nel trasformatore i due circuiti, primario e secondario, sono isofrequenziali e il generatore dipendente di f.e.m. indotta al secondario corrisponde esattamente alla tensione indotta sul circuito primario. Al contrario, nel caso del motore asincrono, i due circuiti sono relativi a frequenze diverse e il generatore di tensione dipendente E_r' è legato alla tensione E_s attraverso lo scorrimento.

L'operazione di fusione dei due circuiti in un unico semplice circuito non è al momento possibile.

Inoltre si può osservare che la trasmissione di potenza meccanica tra statore e rotore non viene descritta in modo evidente da nessun elemento del circuito equivalente.

5.2.4 – Circuito equivalente riportato alla frequenza di alimentazione

Ai fini dei calcoli e della valutazione delle caratteristiche elettromeccaniche della macchina è necessario operare ancora una trasformazione sul circuito equivalente precedente.

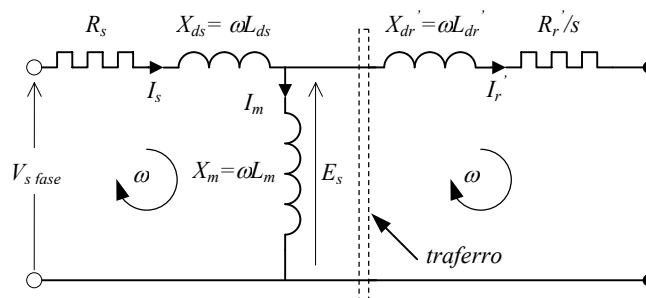
Attraverso tale trasformazione si tenderà a riunire in un unico circuito elettrico isofrequenziale i due circuiti separati di statore e di rotore. L'operazione deve prevedere l'eliminazione dei due generatori dipendenti I_r' ed E_r' e, perché ciò sia possibile occorre alterare le scale di tensione del circuito di rotore in modo da portare a coincidere i valori di E_r' e di E_s .

Il riporto alla frequenza di statore del circuito rotorico avviene modificando, secondo il rapporto di frequenze s , le impedenze e le f.e.m. rotoriche in modo da non alterare il regime di correnti. In altre parole, si divide per il valore di scorrimento s l'equazione di tensione del circuito rotorico scrivibile sulla base del circuito equivalente precedente.

In questo modo il valore del generatore dipendente di tensione secondario uguaglia, come desiderato, il valore E_s della f.e.m. di statore. Inoltre la reattanza di dispersione viene espressa da $\omega L_{\sigma R}$ e la relativa caduta di tensione corrisponde a quella prodotta da una corrente I_r' a pulsazione ω e quindi isofrequenziale con lo statore.

In tal modo i due circuiti, ormai isofrequenziali, possono essere fusi tra loro, come indicato in figura, e i generatori dipendenti possono essere definitivamente eliminati.

La resistenza rotorica viene anch'essa alterata da questa operazione passando dal valore R_r' al valore fittizio R_r'/s e questo comporta una variazione della potenza attiva gestita a rotore.

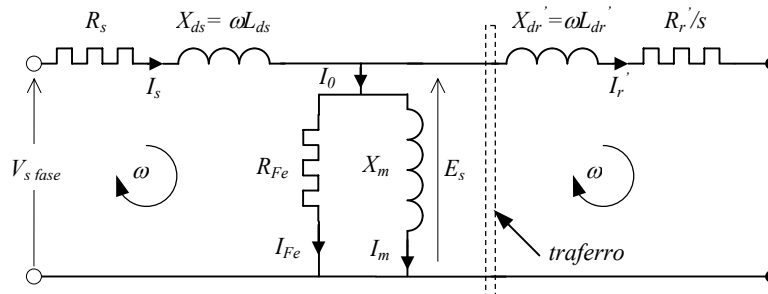


Circuito equivalente monofase della macchina asincrona riportato alla frequenza di statore.

La divisione per s , in effetti, altera il bilancio energetico e tutta la potenza elettrica trasmessa al traferro dall'avvolgimento di statore risulta, a questo punto, interamente ricevuta dal rotore in forma elettrica. Occorre osservare che la modifica delle tensioni e delle impedenze del circuito secondario ed, in particolare, della resistenza di rotore porta a definire un valore fittizio di resistenza R_r'/s in cui confluiscono non solo le perdite di rotore per effetto Joule, ma anche quella quota di potenza che prima scompariva dal bilancio elettrico e costituiva la potenza meccanica sviluppata dalla macchina (prelevata all'albero della macchina dal carico meccanico).

Finora, nello studio della macchina, si sono trascurati gli effetti dissipativi presenti nel ferro. Occorre ricordare che la generazione di un campo magnetico rotante al traferro produce un'induzione continuamente variabile nella struttura in ferro (denti, corone) con conseguenti fenomeni di isteresi e di correnti parassite. Poiché le perdite associabili a questi fenomeni dipendono oltre che dall'induzione anche dalla frequenza, si può completare il circuito equivalente precedente con un elemento resistivo R_{fe} disposto in parallelo alla reattanza di magnetizzazione, come già visto nel caso del trasformatore.

Il seguente circuito equivalente, comprensivo anche delle perdite nel ferro, rappresenta il circuito equivalente definitivo per il motore asincrono. Si noti che negli esercizi di calcolo si farà sempre riferimento ad una connessione a stella per la macchina trifase, indipendentemente dall'effettivo collegamento dell'avvolgimento di statore. Ciò equivale a dire che i parametri da utilizzare nel circuito equivalente sono quelli equivalenti a stella.



Circuito equivalente monofase della macchina asincrona.

Come per il trasformatore le perdite nel ferro sono praticamente indipendenti dalle condizioni di carico del motore (correnti I_s , I_r') e dipendono esclusivamente dall'ampiezza del campo rotante e, quindi in definitiva, dalla tensione di alimentazione.

Questa voce di perdita aggiuntiva deve essere pensata praticamente a carico della sola struttura magnetica di statore. Infatti, nel normale funzionamento a regime, il rotore della macchina asincrona scorre molto lentamente rispetto al campo rotante e la frequenza con cui varia l'induzione nel ferro di rotore è molto bassa e non dà luogo a fenomeni dissipativi consistenti.

A differenza di quanto visto per il trasformatore, per la macchina asincrona non è in generale ammesso spostare i parametri X_m e R_{Fe} a monte dell'impedenza di statore poiché la corrente a vuoto I_0 non è trascurabile rispetto alle correnti nominali. La presenza del traferro fa sì che la corrente a vuoto valga dal 40 % al 60 % della corrente nominale, secondo la potenza nominale del motore.

5.2.5 – Bilancio energetico nel motore asincrono

Sulla base del circuito equivalente appena riportato è immediato fare un bilancio di potenze, identificando le singole quote in cui è suddivisa la potenza assorbita.

La potenza elettrica assorbita dallo statore vale:

$$P_s = 3 \cdot V_{s \text{ fase}} \cdot I_s \cdot \cos(\varphi_s) = \sqrt{3} \cdot V_s \cdot I_s \cdot \cos(\varphi_s) \quad (5.11)$$

Nello statore vengono dissipate le seguenti perdite:

- ✓ perdite joule negli avvolgimenti $P_{js} = 3 \cdot R_s \cdot I_s^2$
- ✓ perdite nel ferro di statore $P_{Fe} = 3 \cdot \frac{E_{s \text{ fase}}^2}{R_{Fe}}$

La differenza tra la potenza assorbita e le perdite localizzate a statore rappresenta la potenza elettrica trasmessa P_t da statore e rotore. Tale potenza vale:

$$P_t = P_s - P_{js} - P_{Fe} \quad (5.12)$$

Con riferimento al circuito equivalente la potenza trasmessa viene interamente gestita dalla resistenza fittizia R_s/s . Ovvero:

$$P_t = 3 \cdot \frac{R_r'}{s} \cdot I_r'^2 \quad (5.13)$$

Le perdite joule nell'avvolgimento di rotore sono dovute alla resistenza R_r' e valgono:

$$P_{jr} = 3 \cdot R_r' \cdot I_r'^2 \quad (5.14)$$

La differenza tra la (5.13) e la (5.14) non potrà che essere pari alla potenza meccanica P_m convertita per via elettromagnetica. Tale potenza vale:

$$P_m = P_t - P_{jr} = 3 \cdot \frac{R_r'}{s} \cdot I_r'^2 - 3 \cdot R_r' \cdot I_r'^2 = 3 \cdot \frac{1-s}{s} \cdot R_r' \cdot I_r'^2 \quad (5.15)$$

La (5.15) dimostra come la resistenza fittizia R_r'/s possa essere considerata pari alla serie di due contributi:

- ✓ la resistenza R_r' che modella le perdite joule di rotore;
- ✓ la resistenza $\frac{1-s}{s} \cdot R_r'$ che rappresenta, nel mondo elettrico, la potenza meccanica convertita dal motore.

Dalle relazioni precedenti è possibile ricavare che:

$$\begin{aligned} P_m &= (1-s) \cdot P_t \\ P_{jr} &= s \cdot P_t \end{aligned} \quad (5.16)$$

Le relazioni (5.16) sono molto interessanti poiché indicano che il rotore si comporta come un partitore della potenza trasmessa in funzione dello scorrimento, cioè della velocità di rotazione. Infatti, a scorrimento unitario (a rotore bloccato) tutta la potenza trasmessa viene dissipata nella resistenza di rotore, mentre ad una certa velocità la potenza meccanica convertita viene gestita dal rapporto $(1-s)/s$.

Dalla (5.15) risulta immediato calcolare la coppia motrice prodotta all'albero della macchina, a meno delle perdite meccaniche interne al motore (attriti e ventilazione).

$$C_m = \frac{P_m}{\omega_r} = \frac{3 \cdot \frac{1-s}{s} \cdot R_r' \cdot I_r'^2}{\omega_r} \quad (5.17)$$

Ricordando che la velocità del rotore può essere scritta come $\omega_r = (1-s) \cdot \omega_s = (1-s) \cdot \omega / p$ si vede che la coppia motrice può essere calcolata come:

$$C_m = \frac{3 \cdot \frac{1-s}{s} \cdot R_r' \cdot I_r'^2}{(1-s) \cdot \omega_s} = \frac{P_t}{\omega_s} \quad \text{ovvero} \quad \boxed{P_t = C_m \cdot \omega_s} \quad (5.18)$$

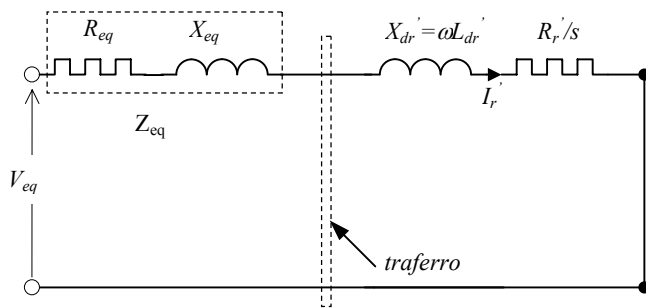
La relazione (5.18) riveste un significato estremamente importante nelle valutazioni energetiche della macchina. Qualunque sia la velocità ω_R di rotazione della macchina, la coppia prodotta è rigidamente collegata alla potenza trasmessa da statore a rotore. In altri termini, se alla macchina viene richiesto un dato valore di coppia, occorre che lo statore trasmetta attraverso il traferro un valore di potenza $P_t = \omega C_m / p$. Tale valore è sempre lo stesso indipendentemente dal fatto che il motore sia fermo o in rotazione ad una generica velocità ω_R .

5.3 – Caratteristica di coppia del motore asincrono

L'espressione della coppia sviluppata dalla macchina alle diverse velocità di rotazione può essere dedotta agevolmente dal circuito equivalente e dal bilancio energetico descritto al paragrafo precedente.

$$C_m = \frac{P_t}{\omega_s} = \frac{3 \cdot p}{\omega} \cdot \frac{R_r'}{s} \cdot I_r'^2 \quad (5.19)$$

Dal circuito equivalente si deve ricavare la corrente di rotore per poterla sostituire nella relazione della coppia motrice. Al fine di semplificare i passaggi analitici, risulta conveniente determinare il circuito equivalente di Thevenin ai capi dell'impedenza rotorica $\bar{Z}_r(s) = R_r' / s + jX_{dr}'$. Il circuito equivalente semplificato è riportato nella figura seguente.



$$\begin{aligned} \bar{Z}_s &= R_s + jX_s \\ \bar{Z}_0 &= R_{Fe} // jX_m = \frac{R_{Fe} \cdot jX_m}{R_{Fe} + jX_m} \\ \bar{V}_{eq} &= \frac{\bar{Z}_0}{\bar{Z}_s + \bar{Z}_0} \cdot \bar{V}_{s \text{ fase}} \\ \bar{Z}_{eq} &= \frac{\bar{Z}_s \cdot \bar{Z}_0}{\bar{Z}_s + \bar{Z}_0} = R_{eq} + jX_{eq} \end{aligned}$$

Circuito equivalente semplificato della macchina asincrona.

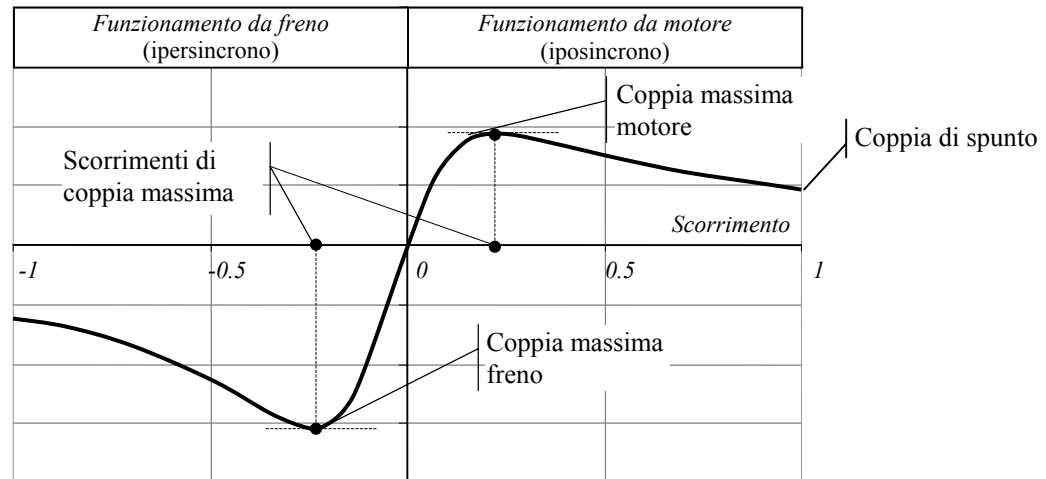
Il valore efficace della corrente di rotore risulta:

$$\bar{I}_r' = \frac{\bar{V}_{eq}}{\bar{Z}_{eq} + \bar{Z}_r(s)} \Rightarrow |I_r'| = \frac{V_{eq}}{\sqrt{\left(R_{eq} + \frac{R_r'}{s}\right)^2 + \left(X_{eq} + X_{dr}'\right)^2}} \quad (5.20)$$

Sostituendo la (5.20) nella (5.19) si ottiene la caratteristica di coppia del motore asincrono.

$$C_m = 3 \cdot \frac{p}{\omega} \cdot \frac{\frac{R_r'}{s}}{\left(R_{eq} + \frac{R_r'}{s}\right)^2 + \left(X_{eq} + X_{dr}'\right)^2} \cdot V_{eq}^2 \quad (5.21)$$

Fissati i parametri del circuito equivalente e la tensione di alimentazione si può diagrammare l'andamento della coppia motrice prodotta in funzione dello scorrimento. Tale caratteristica è riportata qui di seguito.



Caratteristica di coppia in funzione dello scorrimento

Per tracciare velocemente la caratteristica illustrata si può osservare il comportamento della funzione (5.21) per valori di scorrimento tendenti a zero ed ad infinito.

Limite per $s \rightarrow 0$

$$C_m|_{s \rightarrow 0} \approx 3 \cdot \frac{P}{\omega} \cdot \frac{\frac{R_r'}{s}}{\left(\frac{R_r'}{s}\right)^2 + (X_{eq} + X_{dr}')^2} \cdot V_{eq}^2 \approx 3 \cdot \frac{P}{\omega} \cdot \frac{V_{eq}^2}{R_r'} \cdot s$$

Per piccoli valori di s , la coppia risulta lineare con lo scorrimento.

Limite per $s \rightarrow \infty$

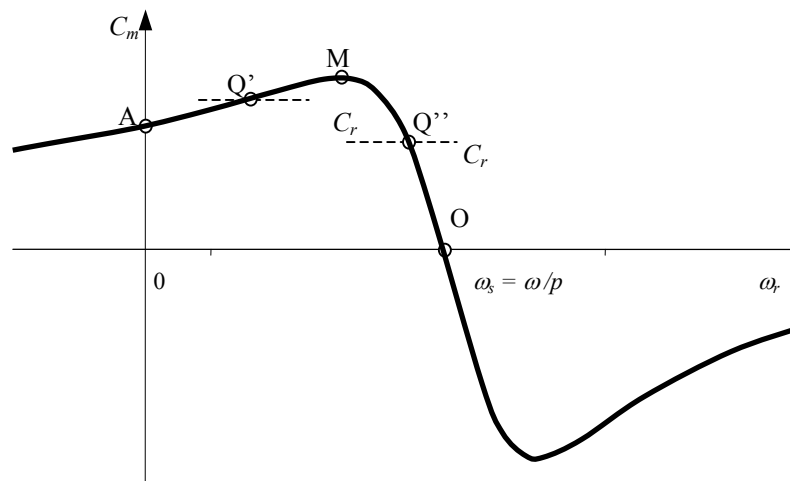
$$C_m|_{s \rightarrow \infty} \approx 3 \cdot \frac{P}{\omega} \cdot \frac{\frac{R_r'}{s}}{(R_{eq})^2 + (X_{eq} + X_{dr}')^2} \cdot V_{eq}^2$$

Per valori di scorrimento elevati la coppia ha quindi un andamento iperbolico

Il grafico evidenzia i seguenti aspetti:

- ✓ La coppia sviluppata dalla macchina ha il segno dello scorrimento.
- ✓ La coppia dipende quadraticamente dalla tensione di alimentazione.
- ✓ La coppia si annulla in corrispondenza a scorrimento nullo (sincronismo) e teoricamente per scorrimento ∞ (velocità infinita).
- ✓ Il valore di coppia sviluppata è compreso tra due limiti estremi (uno positivo ed uno negativo) che si ottengono per valori di scorrimento uguali ed opposti.

È prassi comune disegnare la caratteristica di coppia in funzione della velocità di rotazione del rotore anziché in funzione dello scorrimento. Senza sostituire l'espressione dello scorrimento nella relazione (5.21), ma ricordando che $\omega_r = (1-s) \omega_s$, si osserva immediatamente che la caratteristica in funzione della velocità può essere ottenuta “ribaltando” la curva precedentemente rispetto all'asse $s = 0$ ed operando una traslazione a destra pari a ω_s .



Caratteristica di coppia in funzione della velocità

Sulla base della curva precedente si possono fare le seguenti considerazioni:

Stabilità

Considerando la zona di funzionamento da motore ($0 \leq \omega_r \leq \omega_s$, $1 \leq s \leq 0$), si nota che inizialmente la coppia aumenta con la velocità fino al raggiungimento della coppia massima (tratto AM). Per velocità ulteriormente crescenti, la coppia si riduce rapidamente fino ad annullarsi in corrispondenza alla velocità di sincronismo (tratto MO). Il tratto AM viene convenzionalmente definito tratto instabile, mentre il tratto MO viene definito tratto stabile della caratteristica di coppia.

Il concetto di stabilità, di cui si tratta in questo caso, è un concetto grossolano, basato sulla idea che si possa discutere l'evoluzione dinamica del motore attraverso l'impiego di una sua caratteristica di funzionamento stazionario.

Ad ogni modo, supponendo che il motore lavori su un carico costante, si osserva che quando il punto di equilibrio tra coppia motrice (C_m) e coppia resistente (C_r) si trova in corrispondenza al punto Q', qualunque piccola perturbazione nella velocità del sistema libera delle coppie che tendono ad allontanarlo dalla posizione di equilibrio.

Viceversa se l'equilibrio tra motore e carico è raggiunto in un punto Q'' appartenente al tratto discendente della caratteristica di coppia, piccole perturbazioni sulla velocità producono azioni meccaniche di richiamo verso il punto di equilibrio. Si noti che la pendenza del tratto stabile è generalmente molto elevata; ne consegue che nei punti di normale utilizzo i valori di scorrimento sono molto piccoli (pochi percento della velocità di sincronismo).

Funzionamento al sincronismo ($s=0$) o a vuoto

Quando la macchina ruota sincrona con il campo non si inducono F.e.m. né correnti negli avvolgimenti di rotore ($I'_r = 0$). Il funzionamento a sincronismo del motore è una condizione teorica; questa condizione viene approssimativamente raggiunta quando al motore non sono applicate coppie resistenti esterne, ovvero durante il funzionamento a vuoto. In quest'ultima condizione operativa le uniche coppie frenanti presenti sono quelle proprie del motore (attriti ai cuscinetti, effetti ventilanti) e lo scorrimento del motore è molto basso (ad esempio, $s_0 \approx 0.001$). Ne consegue che il funzionamento reale a vuoto ed il funzionamento al sincronismo vengono normalmente confusi tra loro assumendo:

$$I_s = I_0 \quad \text{corrente a vuoto}$$

Il valore di corrente assorbito dalla rete di alimentazione è esclusivamente quello necessario a provvedere alla generazione del campo rotante ed a sostenere le perdite nel ferro.

Nel funzionamento a vuoto l'assorbimento di corrente della macchina è il minimo possibile. Tipicamente, nei motori asincroni, il valore della corrente a vuoto, riferito alla corrente nominale è variabile dal 20% al 60% in relazione alla taglia di potenza, al numero di coppie polari e allo spessore di traferro.

Funzionamento a rotore bloccato ($s=1$) o all'avviamento o in cortocircuito

Questa condizione operativa si verifica allo spunto della macchina come motore. Tale condizione è generalmente di breve durata e quindi l'aspetto transitorio del funzionamento è prevalente su quello stazionario descritto dal circuito equivalente.

In ogni caso, basandosi sul circuito equivalente semplificato e sull'equazione (5.20), la corrente di rotore durante l'avviamento ($s = 1$) vale:

$$I_r' \Big|_{avv} = \frac{V_{eq}}{\sqrt{(R_{eq} + R_r')^2 + (X_{eq} + X_{dr}')^2}} \quad (5.22)$$

Ne consegue che la coppia di avviamento o di spunto vale:

$$C_{avv} = 3 \cdot \frac{P}{\omega} \cdot \frac{R_r'}{(R_{eq} + R_r')^2 + (X_{eq} + X_{dr}')^2} \cdot V_{eq}^2 \quad (5.23)$$

La (5.22) evidenzia come, durante l'avviamento, le correnti di spunto (a rotore e quindi anche a statore) siano molto elevate. Nell'impiego della macchina asincrona come motore, la fase di avviamento corrisponde al massimo assorbimento di corrente dalla rete di alimentazione. Per i normali motori il valore di questa corrente è variabile da 5 a 10 volte il valore della corrente nominale; esso dipende dalle soluzioni costruttive adottate per l'avvolgimento e le cave di rotore.

La condizione di spunto, indicata a volte come condizione di cortocircuito della macchina, costituisce una condizione critica nel funzionamento del motore asincrono e può richiedere tecniche e dispositivi particolari per l'alimentazione del motore. Ragionando sull'equazione (5.22) è possibile vedere come sia possibile ridurre la corrente di avviamento. Senza entrare nel dettaglio, si citano:

- ✓ Inserzione di reattanze in serie allo statore che devono essere escluse (cortocircuitate) dopo l'avviamento del motore.
- ✓ Avviamento tramite autotrasformatore al fine di fornire una tensione ridotta in fase di avviamento.
- ✓ Avviamento stella triangolo: questo tipo di avviamento consistente nell'avviare connettendo a stella un motore realizzato per funzionare normalmente a triangolo. In questo modo la tensione applicata ad ogni fase del motore viene ridotta di un fattore pari a $\sqrt{3}$ con una conseguente riduzione della corrente assorbita in linea di un fattore 3 (rispetto all'avviamento a piena tensione con connessione a triangolo). Ovviamente anche la coppia di avviamento diminuisce di un fattore 3 (si veda l'equazione (5.23)).
- ✓ Inserzione di resistenze rotoriche (solo per rotor di tipo avvolto): in questo caso si ottiene una diminuzione della corrente ed un aumento della coppia di spunto (paragrafo 5.5.1).

Si ribadisce il concetto che se la riduzione della corrente di avviamento viene attuata tramite una diminuzione della tensione di alimentazione si avrà una diminuzione della coppia.

Punto a coppia massima ($s = s_{Cmax}$)

Derivando rispetto allo scorrimento l'espressione analitica della coppia (5.21) è possibile determinare la massima coppia che il motore può produrre. Per evitare questo passaggio, si può ricordare che il massimo trasferimento di potenza attiva su un carico (nel caso in studio sulla resistenza R_r 's del circuito equivalente semplificato riportato all'inizio del paragrafo) avviene quando il valore del modulo dell'impedenza della rete di alimentazione a monte risulta uguale al valore della resistenza di carico.

Ne consegue che nel motore asincrono si avrà il massimo della potenza trasmessa, e quindi della coppia, quando sarà verificata la seguente condizione:

$$\frac{R_r'}{s_{Cmax}} = \pm \sqrt{R_{eq}^2 + (X_{eq} + X_{dr}')^2}$$

$$s_{Cmax} = \pm \frac{R_r'}{\sqrt{R_{eq}^2 + (X_{eq} + X_{dr}')^2}} \quad (5.24)$$

Per ottenere il valore di coppia massima, basta sostituire l'espressione (5.24) nella (5.21).

Per analizzare l'influenza dei parametri del motore sulla prestazione di coppia massima, si osservi che:

- ✓ il termine $X_{eq} + X_{dr}'$ risulta praticamente uguale alla reattanza dispersa totale di macchina $X_{ds} + X_{dr}' = X_{dt}$.
- ✓ La reattanza totale di macchina X_{dt} è maggiore della resistenza equivalente R_{eq} ($X_{dt} \gg R_{eq}$)

Sulla base di queste ipotesi lo scorrimento di coppia massima può essere riscritto come:

$$s_{Cmax} \approx \frac{R_r'}{X_{dt}}$$

Sostituendo quest'ultima espressione nella (5.21) ed operando le opportune semplificazioni si ottiene:

$$C_{max} \approx 3 \cdot \frac{P}{\omega} \cdot \frac{X_{dt}}{(R_{eq} + X_{dt})^2 + X_{dt}^2} \cdot V_{eq}^2 \approx 3 \cdot \frac{P}{\omega} \cdot \frac{V_{eq}^2}{2 \cdot X_{dt}} \quad (5.25)$$

La (5.25) indica che la coppia massima risulta, in prima approssimazione, inversamente proporzionale alla reattanza di dispersione totale della macchina. La reattanza di dispersione totale rappresenta quindi uno dei parametri chiave durante il progetto del motore per definire la *sovraccaricabilità* della macchina (cioè il rapporto tra la coppia massima e la coppia nominale). Motori asincroni di tipo industriale presentano una sovraccaricabilità compresa tra 1.5 e 2.5 e quindi una buona capacità di sovraccarico.

Coppia nominale ($s = s_N$)

Il punto a coppia nominale dipende dalla capacità del motore a smaltire le sue perdite senza eccedere i limiti di temperatura. Per quanto detto in precedenza, durante il dimensionamento della macchina, il punto di coppia nominale si posiziona a circa metà del tratto stabile della caratteristica di coppia.

5.4 – Dati di targa del motore asincrono

I principali dati riportati sulla targa di un motore asincrono sono i seguenti:

Potenza nominale	[W]	potenza meccanica erogata all'asse della macchina in condizioni nominali
Frequenza nominale	[Hz]	frequenza dell'alimentazione
Velocità nominale	[rpm]	velocità del rotore quando il motore è alimentato in condizioni nominali ed eroga la potenza nominale.
Coppia nominale	[Nm]	coppia all'asse in condizioni nominali, determinabile come rapporto tra la potenza nominale e la velocità nominale
Tensione nominale	[V]	tensione nominale concatenata (dipende dal tipo di connessione delle fasi)
Corrente nominale	[A]	corrente di linea assorbita quando il motore eroga la potenza nominale
Rendimento	-	Rendimento in condizioni nominali, definito come rapporto tra la potenza nominale e la potenza elettrica assorbita a statore
Fattore di potenza	-	Fattore di potenza ai morsetti di statore quando il motore eroga la potenza nominale.

Si noti che la potenza elettrica assorbita del motore funzionante in condizioni nominali vale:

$$P_{elettrica} = \frac{P_N}{\eta_N} = \sqrt{3} \cdot V_N \cdot I_N \cdot \cos(\varphi_N)$$

Nel motore asincrono oltre alle perdite determinabili dal circuito equivalente (perdite joule di statore e rotore, perdite nel ferro) si devono considerare le perdite meccaniche dovute agli attriti ai cuscinetti ed ai fenomeni di ventilazione. Come sarà chiarito in seguito, le perdite meccaniche possono essere misurate da una prova a vuoto eseguita a tensione variabile.

IEC 34-1 made in Italy							
MOT. 3 ~ No 2/00				μF	I.C.L. F		
HF 112M 4 B3				μF	S 1		
Esecuzione Execution P2				kg	IP 55		
<input type="radio"/> Freno Brake Nm V ~ A				#D#	V = <input type="radio"/>		
Δ V Y	Hz	A	kW	min ⁻¹	cos φ		
±10%							
230 / 400	50	10,7/8,9	4	1425	0,78		
277 / 480	60	10,7/8,9	4,8	1710	0,78		

Esempio della targa di un motore asincrono trifase

5.5 – Influenza dei parametri sulla caratteristica di coppia

I parametri del circuito equivalente e la tensione di alimentazione hanno un'influenza più o meno importante sulle forme della caratteristica elettromeccanica della macchina asincrona. L'influenza parametrica può essere sfruttata a livello costruttivo o di regolazione per adattare le caratteristiche della macchina alle esigenze della particolare applicazione. Nel seguito verranno analizzate da un punto di vista generale le principali influenze.

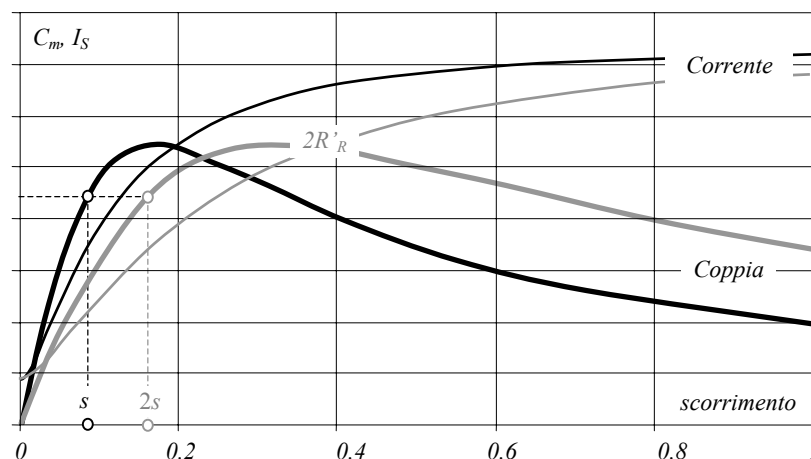
5.5.1 – Variazione della resistenza rotorica

Un esame delle espressioni della corrente rotorica (5.20) e della coppia (5.21) consentono di evidenziare come la dipendenza dallo scorrimento delle corrispondenti caratteristiche sia in realtà da collegare al rapporto R'_r/s , piuttosto che al solo valore R'_r .

$$I'_r = \frac{V_{eq}}{\sqrt{\left(R_{eq} + \frac{R'_r}{s}\right)^2 + (X_{eq} + X'_{dr})^2}}$$

$$C_m = 3 \cdot \frac{P}{\omega} \cdot \frac{\frac{R'_r}{s}}{\left(R_{eq} + \frac{R'_r}{s}\right)^2 + (X_{eq} + X'_{dr})^2} \cdot V_{eq}^2$$

Questo fatto significa che, in seguito ad una variazione percentuale della resistenza rotorica, le stesse condizioni operative (corrente e coppia) si presentano in corrispondenza ad uno scorrimento variato nella stessa misura percentuale, come indicato nella figura.



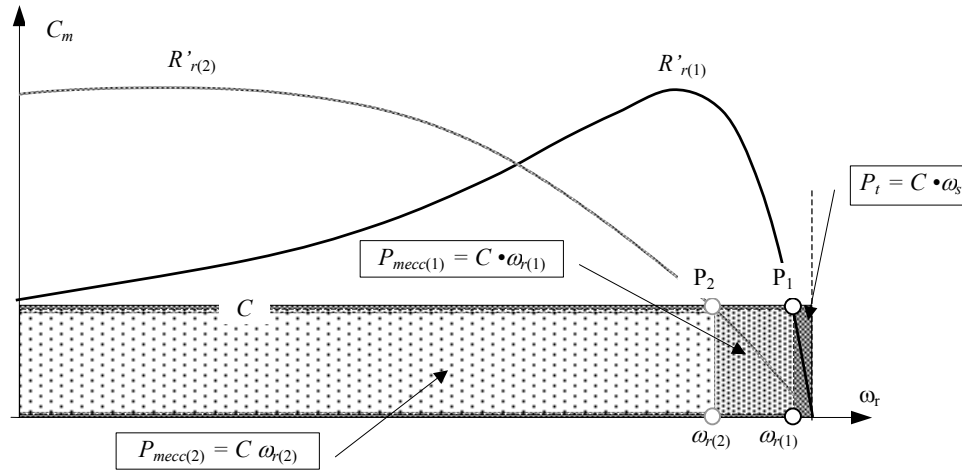
Modifica delle caratteristiche C_m, I_s per un raddoppio del valore di resistenza di rotore

La scelta del valore di resistenza rotorica in fase di progetto ovvero la sua regolazione in condizioni di esercizio consente di posizionare il massimo valore della coppia del motore in corrispondenza al valore di scorrimento più conveniente.

Un valore di resistenza di rotore elevato, tale da portare il punto di massima coppia in corrispondenza all'avviamento, è utile al fine di facilitare il transitorio di accelerazione del

motore anche in presenza di coppie resistenti elevate sin dalla partenza (motori per impianti di sollevamento, per compressori, etc.).

D'altronde una elevata resistenza di rotore comporta un abbassamento del rendimento nelle normali condizioni di funzionamento.



Variazione della resistenza di rotore : bilancio energetico

In figura sono rappresentati i punti P_1 e P_2 relativi al funzionamento a pari coppia di carico C di due motori identici, indicati con (1) e (2), dotati di due valori diversi di resistenza rotorica. In particolare si suppone che $R'_{r(2)} > R'_{r(1)}$.

Il motore (2) dotato di resistenza maggiore presenta una coppia di spunto particolarmente elevata, ma, in condizioni di regime su un carico C , ha uno scorrimento maggiore del motore (1) a minore resistenza rotorica. I due motori, lavorando alla stessa coppia, trasmettono al traferro la stessa potenza P_t :

$$P_t = C \cdot \omega_s$$

Ma il motore (1) utilizza una quota maggiore di tale potenza per la trasformazione elettromeccanica:

$$P_{mecc(1)} = C \cdot \omega_{r(1)} > P_{mecc(2)} = C \cdot \omega_{r(2)}$$

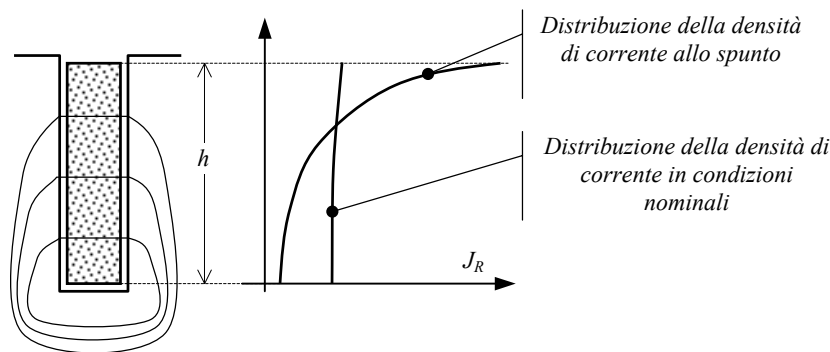
Il motore (2) trasforma una maggior quota di potenza trasmessa in perdite sulla resistenza rotorica.

$$\Delta P_{Jr(2-1)} = C \cdot (\omega_{r(1)} - \omega_{r(2)})$$

In passato, l'uso di motori a rotore avvolto dotati di anelli e spazzole, consentiva una regolazione della resistenza di rotore attraverso l'impiego di resistori esterni variabili. Con tale sistema si riusciva ad adattare la caratteristica meccanica in modo da avere alti valori di coppia di spunto (resistori esterni completamente inseriti) e allo stesso tempo basso scorrimento in condizioni di normale funzionamento (anelli cortocircuitati).

Oggi questo sistema è praticamente in disuso, sia per la maggiore diffusione di motori a gabbia di scoiattolo, sia per l'adozione di tecniche di regolazione per la coppia di tipo non dissipativo.

Nel caso di motori a gabbia, quando al motore siano richieste alte coppie di avviamento e, allo stesso tempo, alto rendimento nelle condizioni operative nominali, esistono tecniche costruttive della gabbia che consentono di riunire le due caratteristiche.



Linee di campo ed effetto pelle di un conduttore massiccio immerso in una cava.

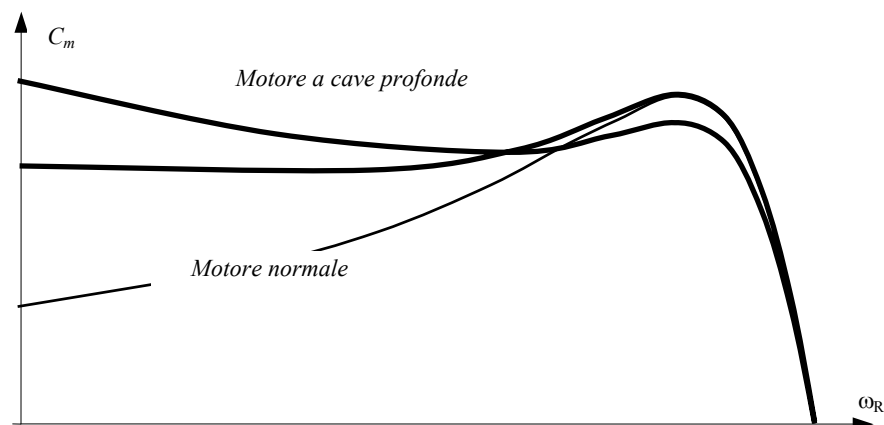
Le soluzioni costruttive si basano tutte sullo sfruttamento dell'effetto pelle, che può produrre la variazione di resistenza apparente di un conduttore, quando questo sia attraversato da una corrente alternata a frequenza variabile.

Poiché il fenomeno di addensamento di corrente si manifesta in misura crescente con l'altezza h del conduttore, i motori, che sfruttano questo fenomeno, vengono detti 'a cave profonde'.

Quando il motore è fermo, la frequenza delle correnti indotte nella gabbia è uguale alla frequenza di alimentazione e pertanto le sbarre della gabbia vedono la corrente addensarsi verso il traferro, come illustrato nella figura precedente. In queste condizioni la gabbia risulta fortemente resistiva e conseguentemente può dare origine ad una coppia di spunto elevata.

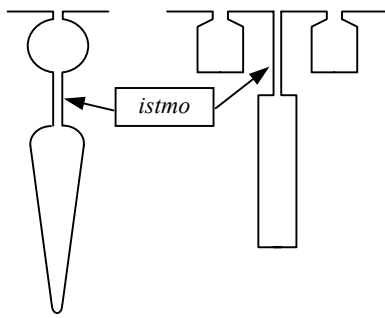
Quando viceversa il rotore ha raggiunto la velocità normale di rotazione, la frequenza delle correnti indotte diventa molto modesta e la corrente si distribuisce in modo praticamente uniforme nella sezione della sbarra. Quest'ultima presenta quindi un valore di resistenza basso e consente al motore di funzionare con scorrimento ridotto.

Ovviamente il fenomeno di addensamento varia progressivamente al variare della velocità del motore dalla condizione di avviamento alla condizione finale di lavoro normale. La forma della caratteristica di coppia assume la configurazione tipica evidenziata nella figura seguente.



Caratteristiche di coppia di un motore a cave profonde

Nel caso di motori di grossa potenza l'effetto pelle può essere sfruttato attraverso l'adozione di gabbie multiple di rotore. Qui di seguito sono illustrate alcune tipiche disposizioni a doppia gabbia. La gabbia esterna è formata da conduttori di sezione modesta e quindi di resistenza elevata, mentre la gabbia più interna è formata da sbarre di sezione elevata a bassa resistenza e ad elevato valore di induttanza.



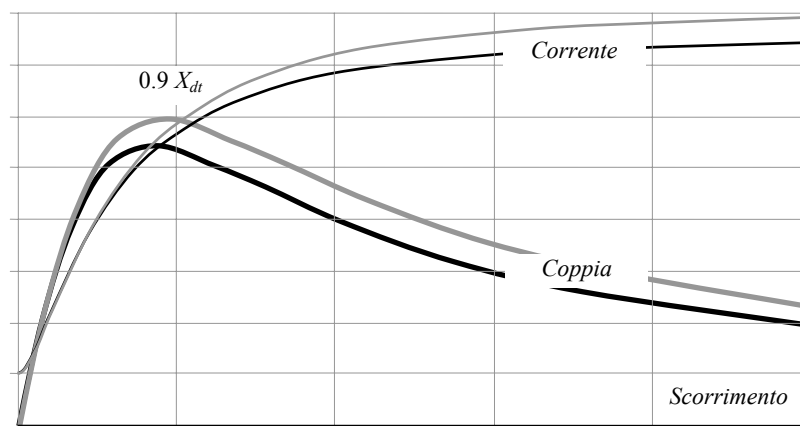
Disposizioni a doppia gabbia

Allo spunto risulta attiva la gabbia resistiva più esterna, la quale funge da schermo magnetico verso la gabbia interna, che, essendo dotata di elevata induttanza di dispersione, non viene sensibilmente attraversata da corrente. Il motore si avvia con resistenza rotorica elevata ed alta coppia di spunto. Quando il motore raggiunge velocità di rotazione prossime a quelle di funzionamento normale la reattanza della gabbia interna diminuisce sensibilmente ed anche le sbarre interne intervengono nella conduzione abbassando il valore complessivo di resistenza rotorica.

Nella sistemazione a doppia gabbia l'effetto pelle può essere gestito in modo più efficiente che nei motori a cave profonde. In questo caso il progettista può infatti scegliere il dosaggio resistivo tra le due gabbie, attraverso la scelta delle sezioni di sbarra, ed il dosaggio induttivo, attraverso la determinazione delle dimensioni degli istmi che influenzano il valore di induttanza della gabbia interna.

5.5.2 – Variazione della reattanza di dispersione

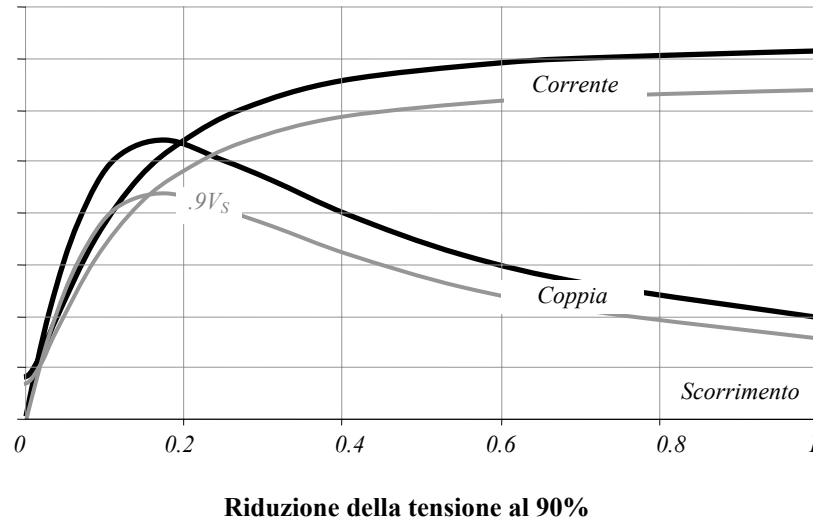
La reattanza di dispersione non influenza sensibilmente le condizioni normali di funzionamento mentre incide in modo evidente sullo scorrimento e sul valore di coppia massima, come anche sul valore della corrente e della coppia allo spunto. In particolare, sulla base di quanto presentato al paragrafo 5.3, una riduzione della dispersione conduce ad una maggiore sovraccaricabilità del motore e ad un aumento della coppia e della corrente di spunto.



Riduzione della reattanza di dispersione al 90%

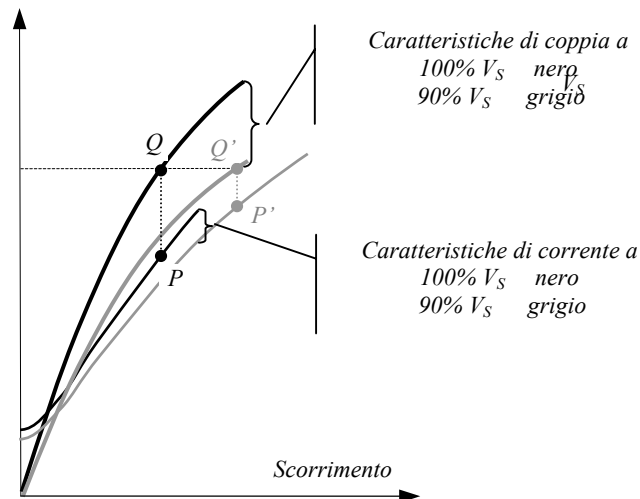
5.5.3 – Variazione della tensione di alimentazione

Variazioni del valore della tensione di alimentazione si ripercuotono sulle caratteristiche di assorbimento di corrente e di erogazione di coppia come illustrato in figura.



L'ampiezza della caratteristica di coppia, a pari velocità e in assenza di fenomeni di saturazione magnetica, dipende quadraticamente dalla tensione (vedi (5.21)), mentre l'assorbimento di corrente, sempre sotto le stesse condizioni, è in relazione di proporzionalità con la tensione di alimentazione (vedi (5.20)).

Tuttavia va osservato che una variazione della tensione di alimentazione, in fase di lavoro a carico costante del motore, può provocare variazioni di corrente di ordine inverso, come illustrato nella figura seguente.



Variazione della corrente assorbita a pari coppia erogata, per una riduzione della tensione di alimentazione

Dalla figura si può notare che, quando il motore funziona con carico resistente sufficientemente elevato, una riduzione della tensione di alimentazione costringe il motore a rallentare ($Q \rightarrow Q'$) e ad assorbire una corrente maggiore ($P \rightarrow P'$).

5.6 – Prove sul motore asincrono - Rendimento

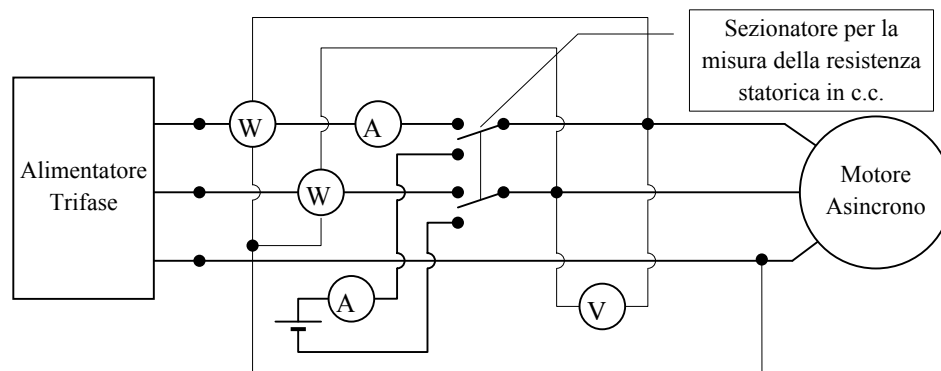
Le principali prove condotte sulla macchina asincrona prevedono il suo utilizzo come motore. Queste prove possono essere condotte sia ai fini della determinazione dei parametri del circuito equivalente, sia ai fini della valutazione delle principali voci di perdita, sia allo scopo di certificare la potenza e il rendimento nominale del motore.

Nel presente paragrafo si prendono in considerazione le prove tipiche previste dalle normative nazionali ed internazionali per i motori asincroni a gabbia e si farà riferimento, per tutte le grandezze elettriche di alimentazione, al concetto di grandezza di fase, indipendentemente dal tipo di connessione dell'avvolgimento di statore. **Pertanto tensioni e correnti considerate nel seguito devono intendersi relative ai singoli avvolgimenti che costituiscono le fasi della macchina.**

Le prove esaminate sono le seguenti:

- ✓ misura in corrente continua della resistenza di fase di statore;
- ✓ prova in corto circuito, a rotore bloccato;
- ✓ prova a vuoto;
- ✓ prova di riscaldamento o prova a carico.

Sia per la prova a rotore bloccato che per la prova a vuoto occorre predisporre un sistema di alimentazione e di misura del tipo illustrato in via di principio nello schema seguente.



Schema di misura per le prove a vuoto e a rotore bloccato

Per la prova a carico è inoltre necessario predisporre, oltre al sistema illustrato in figura, un sistema di frenatura collegato all'albero del motore corredato di dispositivi per la misura della velocità di rotazione ed, eventualmente, della coppia trasmessa.

5.6.1 – Misura della resistenza di fase di statore

La misura della resistenza di fase può essere condotta, per motori a tensione industriale e di potenza contenuta entro poche decine di kW, con il metodo volt-amperometrico. Per motori di potenza più elevata, ovvero per motori a tensione inferiore possono rendersi necessari metodi più precisi di misura (metodi di confronto). E' importante che la misura di resistenza sia condotta con macchina a riposo da un tempo sufficiente a garantire che i suoi avvolgimenti siano alla temperatura ambiente.

Soprattutto per valutazioni energetiche è importante riferire la resistenza, misurata in questa prova, alla temperatura ambiente, in modo da poter individuare con una certa

approssimazione l'entità delle perdite Joule quando la macchina funzioni ad una temperatura diversa.

La misura di resistenza va condotta per tutte tre le fasi della macchina e il valore medio delle tre misure effettuate va assunto come valore del parametro R_{sa} (resistenza di fase di statore) del circuito equivalente riferito alla temperatura ambiente θ_a a cui è stata eseguita la misura.

5.6.2 – Prova a rotore bloccato

Nella prova a rotore bloccato occorre immobilizzare il rotore della macchina e quindi alimentare lo statore con una terna di tensioni ridotte rispetto alla tensione nominale, misurando contemporaneamente correnti e potenza assorbite.

L'impedenza presentata in queste condizioni dalla macchina è molto bassa e quindi occorre condurre la prova tenendo sotto controllo la corrente (indicativamente si può adottare la seguente progressione di correnti: 0.25-0.5-0.75-1-1.25 I_{nom}). Non è consigliabile, e in generale non è necessario, eseguire misure a valori di corrente troppo superiori alla corrente nominale, al fine di evitare un eccessivo surriscaldamento degli avvolgimenti. Infatti, poiché uno degli scopi di questa prova è quello di determinare le resistenze del circuito equivalente, è opportuno cercare di alterare il meno possibile la temperatura degli avvolgimenti durante l'esecuzione delle misure, in modo da poter riferire, con una certa precisione, i valori di resistenza ricavati ad una temperatura nota.

Al termine della prova deve essere quindi rilevata la temperatura θ_c dell'avvolgimento di statore attraverso una misura di resistenza. Indicando con R_{sc} la resistenza di statore misurata in corrente continua al termine della prova e indicando con R_{sa} la corrispondente resistenza ottenuta dalla misura preliminare a temperatura ambiente, il valore di θ_c può essere desunto dalla seguente relazione:

$$\theta_c = (234.5 + \theta_a) \frac{R_{sc}}{R_{sa}} - 234.5 \quad (5.26)$$

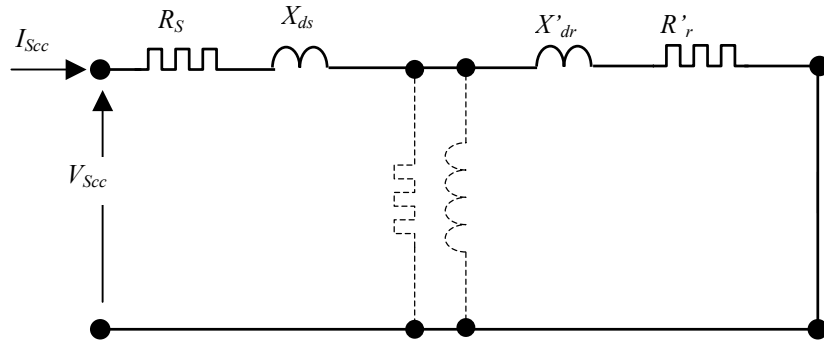
I risultati delle misure vengono riportati in una tabella unitamente alla temperatura θ_c .

Prova in corto circuito alla temperatura θ_c

N_{mis}	I_{Scc}	V_{Scc}	P_{cc}
1	I_1	V_1	P_1
2	I_2	V_2	P_2
3	I_3	V_3	P_3
4
5

Tipicamente, in questa prova, la legge di variazione della potenza assorbita in funzione della corrente è di tipo quadratico, mentre la variazione della tensione di alimentazione è di tipo lineare.

$$P_{cc} \propto I_{Scc}^2; \quad V_{Scc} \propto I_{Scc}$$



Circuito equivalente di riferimento per la valutazione dei parametri nella prova a rotore bloccato.

In prima, e spesso sufficiente approssimazione, il circuito equivalente del motore relativo alle condizioni di prova può essere semplificato, trascurando i parametri trasversali relativi alla magnetizzazione e alle perdite nel ferro secondo lo schema di figura. Con riferimento a tale figura si possono scrivere le seguenti relazioni per il calcolo dei parametri del circuito.

Noti dalla misura i termini V_{Scc} , I_{Scc} , P_{cc} si determinano:

$$Q_{cc} = \sqrt{9V_{Scc}^2 I_{Scc}^2 - P_{cc}^2}; \quad R_{cc} = \frac{P_{cc}}{3I_{Scc}^2}; \quad X_{cc} = \frac{Q_{cc}}{3I_{Scc}^2} \quad (5.27)$$

In assenza di altre informazioni e con una certa approssimazione, per altro non molto influente per i calcoli delle caratteristiche di macchina, si potrà ritenere:

$$X_{ds} = X'_{dr} = \frac{1}{2} X_{cc}; \quad R'_r = R_{cc} - R_{sc} \quad (5.28)$$

Occorre ricordare che il valore di resistenza R_{cc} è frutto di una misura in corrente alternata, mentre il valore R_{sc} , impiegato nella (5.28), discende da una misura in corrente continua. Nel valore di R'_r vengono, quindi, ad essere compresi i contributi addizionali di resistenza per addensamento di corrente relativi sia all'avvolgimento di statore, sia all'avvolgimento di rotore.

Nel caso di motori di piccola, media potenza si può supporre che la resistenza addizionale a 50 Hz per l'avvolgimento di statore sia trascurabile (tipicamente $< 3\%$), in quanto i conduttori sono generalmente formati da filo di piccolo diametro, poco sensibili all'effetto pelle. Al contrario la resistenza addizionale di rotore può assumere valori percentuali non trascurabili della pura resistenza ohmica della gabbia.

In conclusione il valore di resistenza R'_r , calcolato secondo la (5.28), è corretto solo per lo studio del funzionamento del motore allo spunto. Nelle condizioni operative nominali questo valore è certamente sovrastimato e, per ottenerne una valutazione più rispondente alle condizioni di carico normale, occorre avere informazioni sulla geometria della cava di rotore.

Dovendo procedere ad un riporto delle misure e dei parametri ad una temperatura convenzionale di riferimento θ_{rif} diversa da quella di prova si può ricorrere al seguente schema di calcolo:

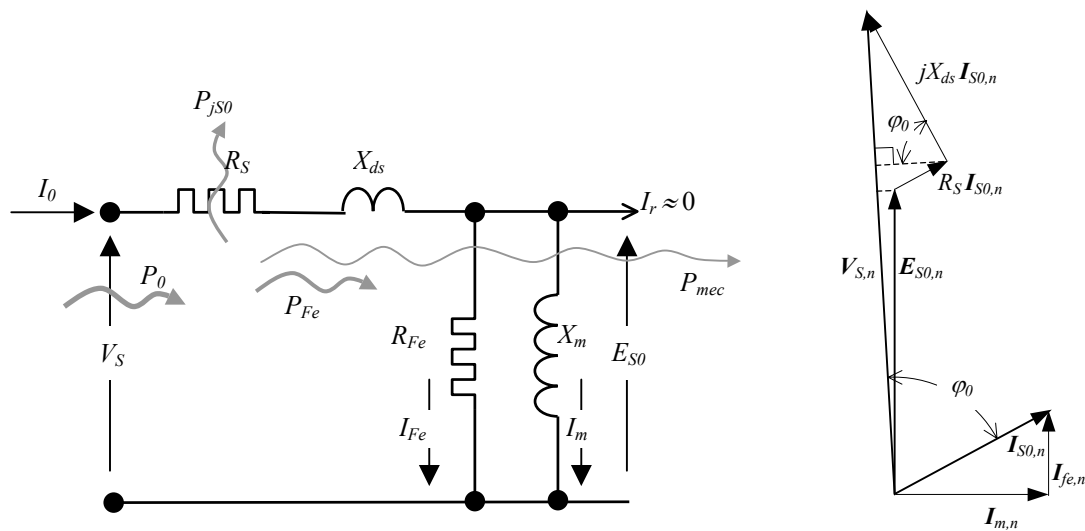
$$\begin{aligned} K_{rif} &= \frac{234.5 + \theta_{rif}}{234.5 + \theta_c}; \\ R_{cc}(\theta_{rif}) &= K_{rif} \cdot R_{cc}(\theta_c); & X_{cc}(\theta_{rif}) &= X_{cc}(\theta_c); \\ V_{cc\,fase}(\theta_{rif}) &= \sqrt{X_{cc}^2 + K_{rif}^2 \cdot R_{cc}^2(\theta_c)} \cdot I_{cc}; & P_{cc}(\theta_{rif}) &= K_{rif} \cdot P_{cc}(\theta_c); \end{aligned} \quad (5.29)$$

5.6.3 – Prova a vuoto

La prova a vuoto della macchina consiste nella misura della corrente e della potenza elettrica assorbita dalla macchina, quando essa sia alimentata con una tensione data e sia lasciata libera di ruotare alla sua velocità di regime. Tale velocità è normalmente poco diversa dalla velocità di sincronismo, poiché le coppie resistenti dovute ad attriti ed effetti ventilanti sono usualmente modeste. E' importante che la terna di tensioni di alimentazione utilizzata sia simmetrica e sinusoidale.

Prima dell'esecuzione delle misure è necessario un periodo di riscaldamento per la stabilizzazione delle perdite nei cuscinetti. Secondo la normativa si ritiene che questa stabilizzazione sia raggiunta se, dopo due letture consecutive intervallate di mezz'ora, alla stessa tensione, la potenza P_0 letta in ingresso non varia di oltre il 3%. La prova a vuoto deve essere condotta per diversi valori di tensione di alimentazione, che vanno dalla tensione minima di autosostentamento del motore, fino ad un valore superiore (di alcuni punti percentuali) alla tensione nominale. Al termine della prova deve essere rilevata la temperatura θ_v dell'avvolgimento di statore attraverso una misura di resistenza analogamente a quanto visto per la prova a rotore bloccato.

Poiché si può ragionevolmente ritenere che, nel funzionamento a vuoto, la velocità di rotazione della macchina sia molto prossima alle condizioni di scorrimento nullo, il circuito equivalente relativo a queste condizioni operative può essere ridotto a quello illustrato qui di seguito.



Circuito equivalente di riferimento e diagramma vettoriale di riferimento per la valutazione dei parametri nella prova a vuoto.

La prova deve essere condotta per valori decrescenti di tensione di alimentazione e deve terminare quando un ulteriore abbassamento della tensione di alimentazione provoca un incremento del valore di corrente assorbita.

Al termine, come per la prova a rotore bloccato, deve essere calcolata la temperatura media θ_v attraverso la misura della resistenza statorica R_{Sv} .

Prova a vuoto alla temperatura θ_v

N_{mis}	I_{S0}	V_{S0}	P_0
1	I_1	V_1	P_1
2	I_2	V_2	P_2
3	I_3	V_3	P_3
...
N

Durante il funzionamento a vuoto, la potenza elettrica P_0 , assorbita dal motore, è scomponibile in tre parti convenzionali:

P_{js0} perdite nell'avvolgimento di statore;

P_{Fe} perdite convenzionali nel ferro (di statore);

P_{mecc} potenza meccanica necessaria a compensare le perdite per attrito, ventilazione.

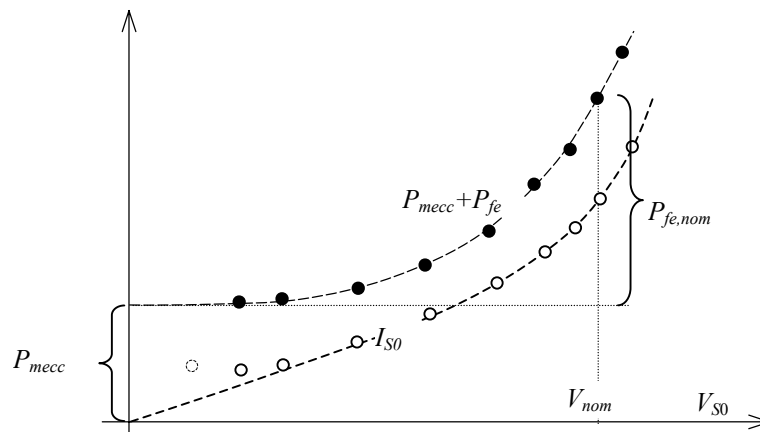
Le perdite nella gabbia di rotore sono trascurabili e, di fatto, vengono incluse nella voce P_{Fe} .

Dalla potenza misurata nella prova a vuoto dovranno innanzitutto essere separate le perdite resistive nei conduttori di statore (P_{js0}) dalle perdite meccaniche e nel ferro:

$$P_{Fe} + P_{mecc} = P_0 - 3 R_{Sv} \cdot I_{S0}^2 \quad (5.30)$$

Immaginando che le perdite meccaniche siano indipendenti dalla tensione di alimentazione, si potrà giungere alla loro determinazione attraverso il processo di estrapolazione illustrato nella figura seguente.

Per poter efficacemente estrapolare la curva delle perdite nel ferro e meccaniche è necessario che le misure condotte sul motore funzionante a vuoto siano estese a valori molto bassi di tensione.



**Processo di separazione delle perdite meccaniche
nella prova a vuoto.**

Le quote P_{Fe} e P_{mecc} così isolate rappresentano rispettivamente le perdite nel ferro convenzionali e le perdite meccaniche convenzionali del motore.

In realtà la voce P_{mecc} risulta variabile con la tensione di alimentazione a causa del diverso carico radiale prodotto dal campo rotante sui cuscinetti ed il suo valore, estrapolato a tensione e campo nulli, risulta in difetto rispetto al funzionamento a tensione nominale.

La quota P_{Fe} contiene al suo interno, oltre alle vere perdite nel ferro, anche quote di potenza meccanica dovuta ai campi armonici rotanti, che alla velocità di sincronismo del motore,

producono coppie che contrastano il moto della macchina e quote di potenza dissipata nei conduttori di rotore a causa delle correnti indotte.

Il risultato di questa elaborazione consente pertanto di ricavare una tabella di dati **in corrispondenza alla tensione nominale di alimentazione** da cui è possibile ricavare convenzionalmente i valori dei parametri trasversali X_m , R_{fe} del circuito equivalente del motore.

Elaborazioni della prova a vuoto alla tensione nominale di fase V_{nom}

Corrente a vuoto a V_{nom}	$I_{S0,n}$
Potenza a vuoto a V_{nom}	$P_{0,n}$
Perdite nel rame a V_{nom}	$P_{jS0,n} = 3R_{Sv} I_{S0,n}^2$
Perdite meccaniche	P_{mecc}
Perdite nel ferro a V_{nom}	$P_{fe,n} = P_{0,n} - P_{jS0,n} - P_{mecc}$

Con riferimento al circuito equivalente valido per la prova a vuoto ed al diagramma vettoriale disegnato in condizioni di tensione nominale, si possono eseguire le seguenti valutazioni.

Noto il fattore di potenza della misura, ricavabile dalla seguente formula:

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_{0,n}}{3V_{nom} I_{S0,n}} \quad (5.31)$$

e, dato il valore della reattanza di dispersione di statore X_{ds} stimato nella prova a rotore bloccato, si può determinare il valore della f.e.m indotta a statore $E_{S0,n}$:

$$E_{S0,n} = \sqrt{[V_{nom} - (R_S \cos \varphi_0 + X_{ds} \sin \varphi_0) I_{S0,n}]^2 + [(X_{ds} \cos \varphi_0 - R_S \sin \varphi_0) I_{S0,n}]^2} \quad (5.32)$$

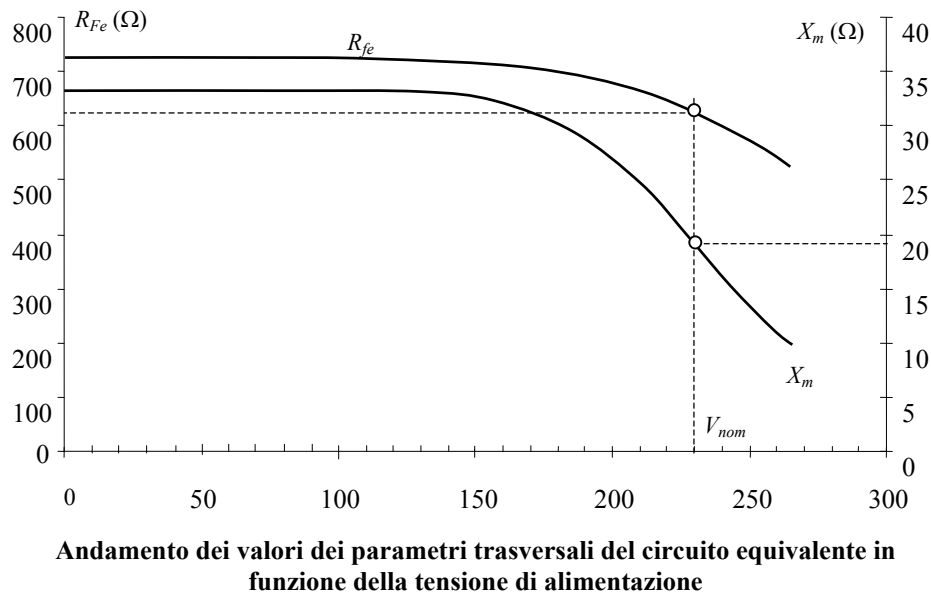
e conseguentemente si possono valutare i seguenti parametri e le seguenti grandezze del circuito equivalente:

$$\begin{aligned} R_{fe} &= \frac{3E_{S0,n}^2}{P_{fe}} & I_{fe} &= E_{S0,n} / R_{fe} \\ I_m &= \sqrt{I_{S0,n}^2 - I_{fe}^2} & X_m &= \frac{E_{S0,n}}{I_m} \end{aligned} \quad (5.33)$$

Si ricorda nuovamente che **le tensioni e correnti che compaiono nelle formule precedenti sono grandezze di fase**. Ne consegue che, ipotizzando sempre un collegamento a stella ($V_{nom} = V_{nom\text{concatenata}} / \sqrt{3}$) indipendentemente dal collegamento reale delle fasi di statore, i parametri ricavati secondo le (5.33) sono relativi ad un circuito equivalente monofase a stella del motore.

Occorre ricordare che, a causa della non linearità magnetica del ferro, il valore di questi parametri è estremamente sensibile al valore della tensione a cui vengono calcolati, come evidenziato dalla figura seguente.

Da quanto esposto si vede che l'elaborazione della prova a vuoto deve essere condotta a valle di quella di cortocircuito in quanto la presenza dei parametri R_s e X_{ds} non è in genere trascurabile durante il funzionamento a vuoto (come è lecito assumere nel caso del trasformatore).



5.6.4 – Prova a carico in condizioni di regime termico

La prova di riscaldamento si esegue collegando la macchina asincrona ad un carico in modo che possa fornire la coppia nominale alla velocità nominale. Il collegamento meccanico deve avvenire in modo da poter misurare la coppia trasmessa dal motore. Durante l'esecuzione si controlla periodicamente la temperatura della macchina finché non venga raggiunto il regime termico. Ad intervalli regolari, di almeno 30 minuti, si registrano le temperature delle parti fondamentali del motore (pacco lamiere, carcassa, avvolgimenti di statore), oltre a quella ambiente; si ritiene raggiunto l'equilibrio termico quando le variazioni di temperatura tra due letture successive non superano 1 °C.

Una volta che il motore abbia raggiunto il regime termico nelle condizioni nominali di alimentazione e di carico, la coppia resistente viene rapidamente variata in corrispondenza alla seguente sequenza di carico: 150%, 125%, 100%, 75%, 50%, 25% della coppia nominale. Partendo dal carico più elevato a decrescere per tutti i carichi si acquisiscono i valori delle grandezze elettriche, termiche e meccaniche necessarie al calcolo delle perdite e del rendimento. La temperatura degli avvolgimenti di statore non deve scendere di oltre 10 °C dalla temperatura più elevata misurata durante la prova di riscaldamento a carico nominale. Occorre inoltre svolgere la prova rapidamente al fine di minimizzare le variazioni termiche. Lo scopo principale della prova a carico è quello di verificare l'idoneità del motore a fornire la potenza di targa nelle condizioni nominali di alimentazione e a determinarne il rendimento convenzionale in corrispondenza ad alcuni valori di carico prestabiliti.

In generale il rendimento di un motore è definito come rapporto tra la potenza meccanica utile all'albero e la potenza elettrica assorbita:

$$\eta = \frac{P_{\text{utile}}}{P_{\text{assorbita}}} \quad (5.34)$$

La differenza tra le due voci è costituita dall'insieme delle perdite, che nel caso di un motore, possono essere classificate in:

- P_{jS} perdite Joule nell'avvolgimento statorico;
- P_{jR} perdite Joule nell'avvolgimento rotorico;
- P_{fe} perdite magnetiche nel ferro;
- P_{mecc} perdite meccaniche;
- P_{add} perdite addizionali.

È prassi suddividere le diverse voci di perdita in due classi:

- ✓ perdite fisse: costanti al variare della potenza in uscita (tipicamente P_{mecc} , P_{fe}).
- ✓ perdite variabili, con la potenza in uscita, costituite essenzialmente dalle perdite per effetto joule negli avvolgimenti e dalle perdite addizionali.

Pertanto il rendimento può assumere anche una delle due seguenti formulazioni:

$$\eta = \frac{P_{utile}}{P_{utile} + P_{jS} + P_{jR} + P_{fe} + P_{mecc} + P_{add}} \quad (5.35)$$

$$\eta = \frac{P_{assorbita} - P_{jS} - P_{jR} - P_{fe} - P_{mecc} - P_{add}}{P_{assorbita}}$$

La determinazione del rendimento può concettualmente essere eseguita con diversi metodi:

- Metodo diretto attraverso la misura delle due voci di potenza entrante (elettrica) ed uscente (meccanica), relazione (5.34).
- Metodo indiretto attraverso la misura di una delle due potenze e, separatamente, delle singole perdite, relazioni (5.35).
- Metodo ibrido attraverso la misura delle due potenze (entrante, uscente) e, separatamente, di alcune voci di perdita.

Qualche considerazione di chiarimento è necessaria a proposito della voce *perdite addizionali*. Essa raggruppa tutta una serie di fenomeni dissipativi non direttamente assimilabili alle perdite canoniche e causati, in modo principale, dalla azione delle armoniche spaziali presenti nella distribuzione di campo al traferro. Queste perdite sono evidenziate come voce di aggiuntiva necessaria a far quadrare il bilancio energetico del motore.

Per la determinazione del rendimento dei motori ad induzione industriali a gabbia di scoiattolo di potenza da 1 a circa 100-200 kW esistono, a livello mondiale, tre principali normative:

- ✓ IEEE Standard 112-1996 (impiegata negli USA)
- ✓ IEC 34-2 (impiegata nella UE)
- ✓ JEC 37 (impiegata in Giappone)

I valori di efficienza dichiarati dal costruttore possono variare, anche sensibilmente, in relazione al metodo impiegato ed alle procedure seguite per identificare le diverse perdite (in particolare, le perdite addizionali).

5.7 – Regolazione della velocità del motore asincrono

Il motore asincrono, alimentato a tensione e frequenza nominale, può essere considerata una macchina a velocità costante al variare del carico meccanico applicato. Infatti, essendo il tratto stabile caratterizzato da una pendenza elevata (ovvero, i valori di scorrimento sono molto piccoli durante il funzionamento normale), le variazioni di velocità dovute a variazioni della coppia di carico sono molto modeste. Nelle applicazioni industriali la variazione della velocità di rotazione, intesa come regolazione in un **ampio** intervallo di velocità, è da sempre una esigenza molto sentita.

Proprio per questi motivi, storicamente, il motore asincrono ha trovato applicazione prevalente in tutte le motorizzazioni a velocità fissa, mentre al motore in corrente continua, facilmente regolabile in velocità, sono state demandate le applicazioni a velocità variabile.

Tuttavia, la casistica delle applicazioni del motore a induzione riporta, anche per il passato, tentativi più o meno efficienti e complessi di regolazione di velocità. Per questo genere di regolazioni si è spesso ricorsi ad una struttura di motore a rotore avvolto, che consentisse di intervenire sulle grandezze elettriche di rotore.

Oggi le possibilità offerte dalla diffusione di convertitori statici di frequenza (*inverter*) consentono di attuare regolazioni di velocità basate esclusivamente sul controllo dell'alimentazione e pertanto applicabili anche ai più economici motori a gabbia.

La velocità di rotazione dell'albero del motore vale (cfr. paragrafo 5.2):

$$n_r = (1 - s) \cdot n_s = (1 - s) \cdot \frac{60 \cdot f}{p} \quad (5.36)$$

Dalla (5.36) appare evidente che per variare la velocità di rotazione della macchina si può ricorrere ad uno dei seguenti metodi:

1. Variazione del numero di coppie polari dell'avvolgimento.
2. Variazione dello scorrimento, attuabile tramite la:
 - 2.1. variazione della resistenza rotorica, ove possibile;
 - 2.2. variazione della tensione di alimentazione.
3. Variazione della frequenza di alimentazione.

I primi due metodi vengono, a volte, indicati come metodi di regolazione a frequenza fissa.

5.7.1 – Variazione del numero di poli

In alcuni particolari tipi di impiego può essere richiesto al motore di funzionare a due velocità nettamente diverse. Si pensi ad esempio al motore di una lavatrice che deve produrre sia la velocità necessaria al lavaggio, sia la velocità necessaria all'asciugamento ('centrifuga'), oppure ad un motore per ascensore, che deve produrre sia la velocità normale di sollevamento, sia la velocità ridotta di avvicinamento al piano.

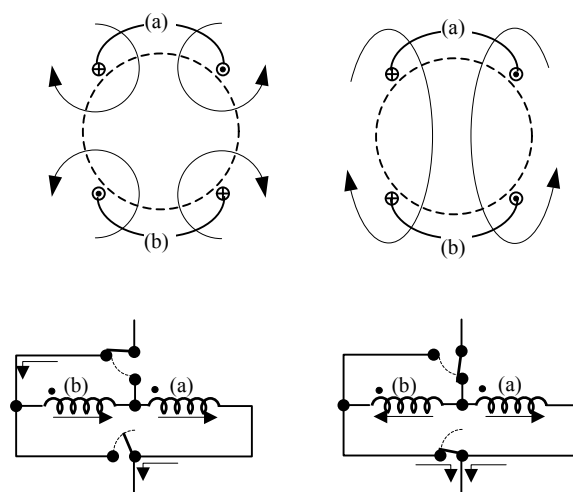
Queste esigenze possono essere soddisfatte, in modo economico, attraverso una semplice operazione di variazione delle connessioni dell'avvolgimento di statore, in modo da configurare l'avvolgimento stesso con numeri di polarità differenti. La modifica del numero di polarità porta, come è noto, ad una corrispondente modifica della velocità del campo rotante e della velocità di rotazione del motore. Si osservi come questa variazione di velocità sia discreta e non regolabile con continuità.

Il cambiamento di polarità dell'avvolgimento di statore può essere eseguito in due modi:

- ✓ Con un doppio avvolgimento di statore: i due avvolgimenti sono eseguiti con numero di polarità diverse e solo uno dei due è alimentato in relazione alla velocità desiderata.

Questa soluzione porta, a parità di dimensioni, ad una riduzione della potenza nominale della macchina.

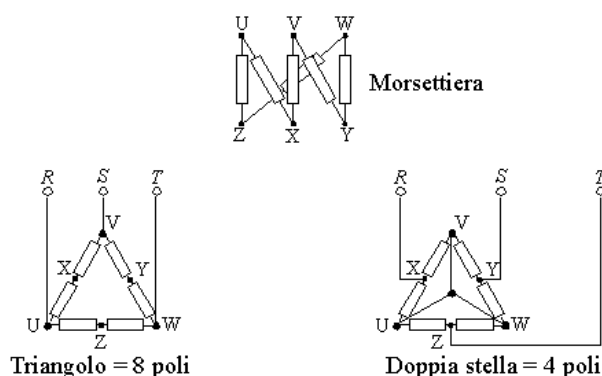
- ✓ Con un unico avvolgimento, che può essere collegato tipicamente a p coppie polari, oppure a $2p$ coppie polari (*avvolgimento Dahlander*) In figura è illustrato lo schema del principio secondo cui opera questo metodo.



Avvolgimento a commutazione di numero di polarità (Dahlander)

In entrambe le tecniche il rotore deve essere a gabbia con numero di sbarre compatibile con entrambe le disposizioni dell'avvolgimento statorico (vedi tabella al paragrafo 5.1.1). In ogni caso il lamierino di statore è ottimizzato solo per una delle due polarità.

Tipicamente nei motori trifase dotati di avvolgimento Dahlander, la commutazione di polarità avviene attraverso la commutazione, effettuata a morsetteria, del collegamento da triangolo a doppia stella, come schematizzato dalla figura seguente.



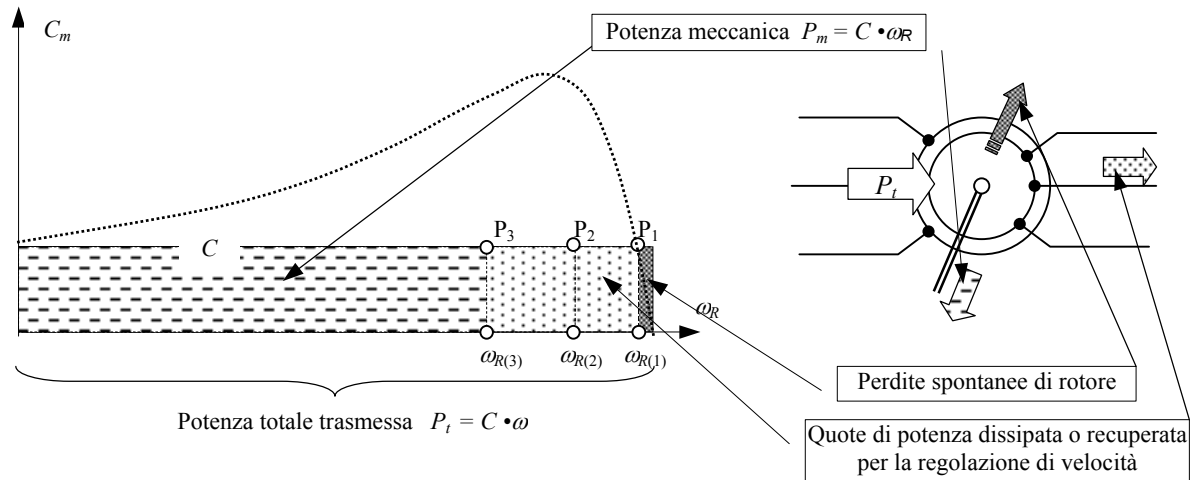
Collegamenti a morsetteria per un avvolgimento a doppia polarità di tipo Dahlander

Si può dimostrare che, a parità di scorrimento, per il numero minore di polarità (YY) la coppia è $2/3$ della coppia corrispondente al numero maggiore di polarità (Δ). Ma, poiché la velocità, nella connessione (YY), è doppia, la potenza meccanica in quest'ultima connessione vale $4/3$ la potenza relativa al collegamento Δ .

La corrente nella gabbia, a pari scorrimento, risulta più alta nella connessione YY con conseguente maggiorazione delle perdite, ma questo può essere generalmente tollerato in quanto la maggiore velocità di rotazione garantisce un più efficiente raffreddamento.

5.7.2 – Variazione della resistenza rotorica

Il principio di funzionamento di questo metodo, possibile solo per motori con rotore di tipo avvolto, può essere compreso con l'ausilio della seguente figura.



Regolazione di velocità con motore a rotore avvolto

Se al motore viene richiesta dal carico una coppia C , inevitabilmente deve essere trasmessa da statore a rotore una potenza elettrica pari a :

$$P_t = C \cdot \frac{\omega}{p} \quad \text{Potenza trasmessa}$$

dove ω/p è la velocità di sincronismo.

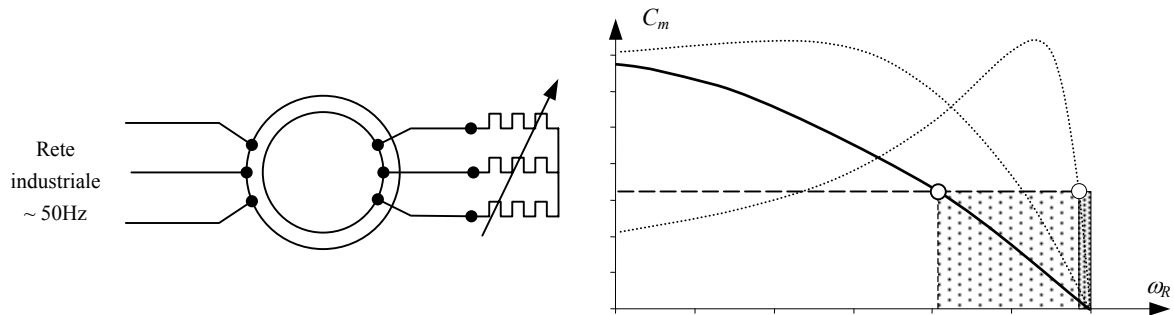
Una quota della potenza trasmessa viene dissipata sulla resistenza dell'avvolgimento di rotore (perdite spontanee) e la parte restante rimane a disposizione per la conversione elettromeccanica (potenza meccanica). Se una porzione di questa seconda parte viene in qualche modo riutilizzata in forma elettrica (dissipazione su resistenze aggiuntive, recupero in rete), la potenza disponibile per la conversione elettromeccanica si riduce ed, essendo fissata la coppia del carico, la riduzione di potenza meccanica avviene con un rallentamento del motore.

Nelle due figure seguenti sono illustrate due soluzioni pratiche che si fondano su questo principio.

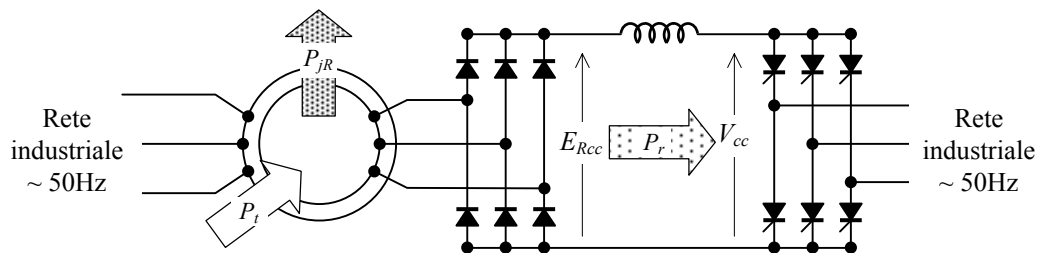
Nella prima è illustrato il principio della regolazione reostatica della velocità. Al crescere della resistenza dei reostati esterni, una quota sempre maggiore della potenza trasmessa è prelevata dal rotore per essere dissipata esternamente.

Come si osserva nella figura, la regolazione di velocità ottenibile con questa tecnica è modesta; infatti, aumentando i valori di resistenza, le caratteristiche di coppia tendono ad 'appiattirsi' e producono una scarsa stabilità in termini di velocità del punto di funzionamento (modeste variazioni del carico producono ampie variazioni della velocità).

Questo sistema è stato largamente in uso in passato grazie alla sua semplicità e grazie al fatto che con esso si potevano risolvere in modo efficiente i problemi di avviamento del motore. In ogni caso, dal punto di vista energetico questa regolazione (di tipo dissipativo) è poco efficiente.



Regolazione reostatica di velocità con motore a rotore avvolto



Schema di potenza per la regolazione di velocità di motori asincrono a rotore avvolto con recupero di energia in rete (azionamento Scherbius o cascata iposincrona).

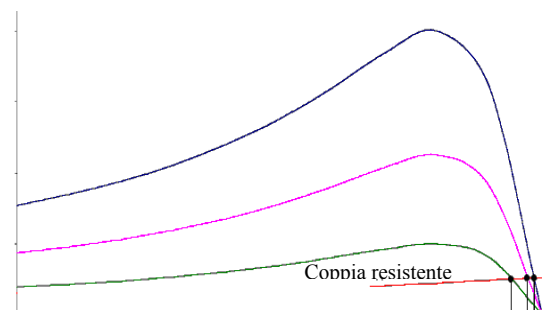
Una tecnica più efficiente di regolazione, fondata sempre sul principio descritto, è illustrata nello schema qui di sopra riportato. Attraverso il circuito di raddrizzamento, viene prelevata potenza elettrica dal rotore; questa potenza viene convertita in corrente continua e recuperata in rete attraverso un ponte ad SCR che lavora in condizioni di recupero. La quota di potenza recuperata, e quindi la regolazione di velocità, viene definita dalla tensione V_{cc} , che il ponte ad SCR impone sul circuito intermedio in corrente continua.

Senza entrare nei dettagli, si può dimostrare come questa regolazione può coprire un ampio intervallo di velocità; inoltre il sistema di controllo può essere attuato con prestazioni che, in termini di prontezza ed precisione (dinamica della regolazione), sono nettamente superiori alla semplice regolazione reostatica.

5.7.3 – Variazione della tensione di alimentazione

Una variazione di scorrimento può essere ottenuta modificando l'ampiezza della tensione di alimentazione. Tale soluzione porta a regolazioni in un campo abbastanza ristretto, come si può dedurre dalla figura riportata a fianco.

La tensione di alimentazione può essere variata con un parzializzatore a tiristori. Si noti che le caratteristiche si riducono col quadrato della tensione e di conseguenza cambia la loro pendenza nel tratto utile: il punto di equilibrio tra coppia motrice e coppia resistente si ottiene a velocità più basse. Non si modifica invece lo scorrimento di coppia massima, che non dipende, in prima approssimazione, dalla tensione ($s_{Cmax} \approx R_r' / X_{dt}$, paragrafo 5.3).



5.7.4 – Variazione della frequenza di alimentazione

Le possibilità di regolazione di tensione e frequenza di alimentazione offerte dagli inverter trifase hanno enormemente ampliato il campo di regolazione di velocità dei motori asincroni, al punto che oggi, in molte applicazioni che impiegavano motori in corrente continua regolati di campo e di armatura, sono utilizzati motori a induzione con inverter.

Per comprendere in linea di principio queste possibilità è sufficiente ricordare che le normali operazioni di un motore asincrono corrispondono ai punti del cosiddetto tratto stabile della caratteristica di coppia. Data la forte inclinazione di tale tratto nel piano $C_m - \omega_R$, le velocità ottenute sono normalmente poco diverse dalla velocità di sincronismo.

Attraverso la modifica della frequenza di alimentazione si modifica la velocità di sincronismo e, con essa, l'intervallo di velocità caratteristiche del motore. In questo modo il motore può compiere escursioni di velocità ben più ampie di quelle ottenibili attraverso tecniche di regolazione rotorica. Tuttavia, quando si altera il valore della frequenza di alimentazione, anche le altre grandezze nominali del motore devono essere ridiscusse in modo che il motore possa funzionare correttamente nelle nuove condizioni. In altre parole, **non si potrà variare solo la frequenza, ma si dovrà anche variare la tensione di alimentazione**.

Un criterio, che può essere accettato nella definizione di corretto funzionamento del motore a frequenza di alimentazione diversa dalla nominale, può consistere nel mantenere invariato lo sfruttamento dei materiali attivi del motore in tutto il campo di regolazione. Un siffatto criterio prevede che le correnti del motore e il flusso utile assumano gli stessi valori, quando all'albero del motore sia applicato il carico nominale, qualunque sia la frequenza di alimentazione.

Per quanto riguarda le modifiche degli aspetti dissipativi e di riscaldamento del motore, che conseguono ad una variazione della frequenza secondo la regola indicata, si possono produrre le seguenti considerazioni di massima¹.

- ✓ Le perdite nel rame di statore restano praticamente costanti, poiché resta costante il valore della corrente nominale del motore. All'aumentare della frequenza di alimentazione può aumentare l'effetto dissipativo della resistenza di fase a causa del progressivo manifestarsi dell'effetto pelle; tuttavia, almeno per avvolgimenti in filo di piccola sezione, l'effetto pelle diventa sensibile per valori di frequenza notevolmente più alti della frequenza nominale del motore.
- ✓ Le perdite nel rame di rotore restano anch'esse costanti, in quanto resta costante la corrente rotorica. In questo caso l'influenza della frequenza di alimentazione sull'effetto pelle è nullo dal momento che, in condizioni nominali di carico, i fenomeni elettrici di rotore avvengono alla frequenza di scorrimento.
- ✓ Le perdite nel ferro aumentano, a parità di flusso, con la frequenza (linearmente per la quota dovuta all'isteresi e quadraticamente per la quota dovuta alle correnti parassite). Tuttavia, poiché alla frequenza nominale questa voce di perdita è normalmente piccola rispetto alle altre voci di perdita, si può ritenere che, in un ragionevole campo di frequenze superiori al valore nominale, l'aumento delle perdite nel ferro sia accettabile; tanto più se si considera che l'aumentata velocità di rotazione del motore, che consegue all'aumento della frequenza, porta ad un miglioramento dello scambio termico per ventilazione.

¹ Tali considerazioni vengono condotte nell'ipotesi, puramente di principio, che le forme d'onda di tensione si mantengano sempre sinusoidali al variare della frequenza. Gli effetti della distorsione della forma d'onda di tensione, conseguenti all'adozione di sorgenti reali di alimentazione a frequenza variabile (*inverter*) non saranno trattate nei presenti appunti.

Restando nel campo del funzionamento in regime strettamente sinusoidale e riconsiderando il circuito equivalente monofase del motore asincrono (paragrafo 5.2.4), l'espressione della coppia si può scrivere, in termini di valori efficaci di fase, nel seguente modo:

$$C_m = \frac{P}{\omega} P_{trasmessa} = \frac{P}{\omega} \cdot 3 \cdot E_s \cdot I_r' \cdot \cos \psi$$

e, poiché vale (relazione (5.1), dove N_s^* è il numero di spire equivalenti ai fini del concatenamento di flusso):

$$E_s = \frac{\omega}{\sqrt{2}} N_s^* \hat{\Phi}_u \quad (5.37)$$

si ottiene la seguente formulazione della coppia:

$$C_m = \frac{3p}{\sqrt{2}} \cdot N_s^* \cdot \hat{\Phi}_u \cdot I_r' \cdot \cos \psi \quad (5.38)$$

Si indichino con l'apice $*$ i valori nominali delle correnti e della coppia del motore valutati alla pulsazione nominale ω^* .

Con riferimento al diagramma vettoriale di figura il sistema di vettori corrente e flusso, indicati con tratto continuo, deve rimanere identico a qualunque frequenza, se si vuole che permangano inalterati i moduli del flusso utile e delle correnti di statore e rotore, quando al motore viene richiesta la coppia nominale (proporzionale all'area del rettangolo punteggiato).

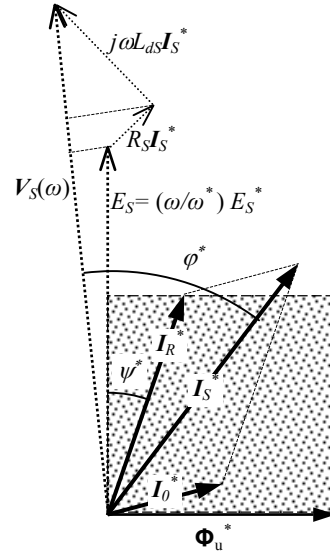


Diagramma vettoriale delle correnti in condizioni nominali

Indicando con ω una generica frequenza di alimentazione diversa dalla pulsazione nominale ω^* , il completamento del diagramma vettoriale con la costruzione della tensione di alimentazione, necessaria per mantenere inalterata la configurazione del sistema dei vettori di corrente e flusso relativi alla condizione di carico nominale, è rappresentata con linee punteggiate nella figura. Dalla costruzione si ricava il valore di tensione che può essere ritenuta *nominale* alla nuova pulsazione ω .

$$\bar{V}_s(\omega) = \frac{\omega}{\omega^*} \bar{E}_s^* + R_s \bar{I}_s^* + j\omega L_{ds} \bar{I}_s^* \quad (5.39)$$

Approssimativamente, in modulo, si può scrivere:

$$V_s(\omega) \approx \frac{\omega}{\omega^*} E_s^* + \left(R_s \cos \varphi^* + \omega L_{ds} \sin \varphi^* \right) I_s^* \quad (5.40)$$

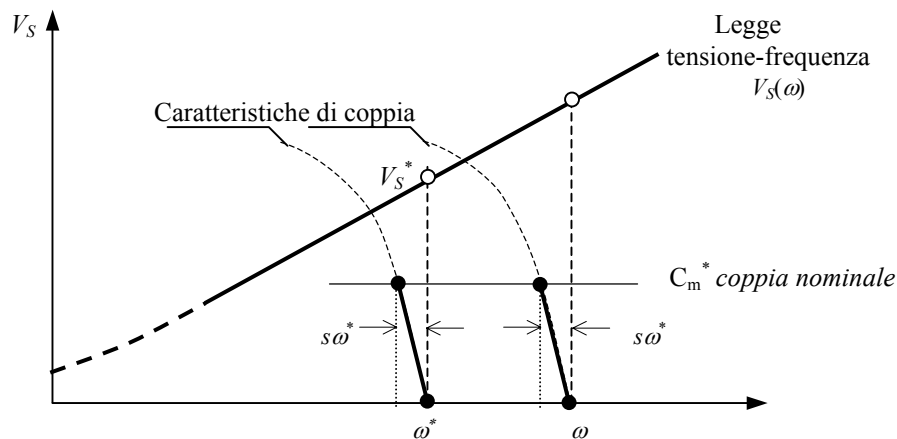
Quest'ultima relazione indica che la tensione di alimentazione deve aumentare in modo circa lineare con la frequenza, se si vuole che i materiali attivi, ferro e rame, vengano sollecitati sempre nella stessa misura quando al motore è applicato lo stesso carico.

La relazione $V_s(\omega)$ viene definita *legge tensione-frequenza* ed il suo andamento, illustrato nel diagramma seguente, è praticamente lineare per alti valori di frequenza. Esso si discosta dall'andamento lineare alle basse frequenze a causa dell'effetto prevalente delle cadute resistive nella determinazione della tensione corretta, così come indicato nella (5.40).

Mantenendo costante, al variare della frequenza, il valore della corrente I_r^* e del flusso Φ_{us}^* , in corrispondenza alla richiesta della coppia nominale C_m^* , si desume che anche l'angolo di fase ψ^* tra corrente rotorica e f.e.m. E_s deve restare costante. Dal circuito equivalente e dal diagramma vettoriale precedente si può scrivere:

$$\tan \psi^* = \frac{s\omega^* L_{dr}}{R'_r} = \text{cost}; \quad \Rightarrow \quad s\omega^* = \text{cost} \quad (5.41)$$

e quindi la coppia nominale viene raggiunta, ad ogni frequenza, quando il motore è nelle stesse condizioni di velocità di scorrimento nominale. Tutto questo indica che il tratto di caratteristica di coppia compreso tra il valore nominale e il valore nullo trasla sull'asse delle velocità mantenendo sempre la stessa pendenza, come illustrato nella figura seguente.



Legge tensione-frequenza e traslazione del tratto utile della caratteristica di coppia.

Da un punto di vista puramente teorico, un motore asincrono, alimentato a frequenza crescente con la corretta tensione, sarebbe in grado di produrre una potenza meccanica crescente in modo proporzionale alla frequenza. Ad esempio un motore targato: 400V, 4kW a 50 Hz potrebbe diventare un motore da 8 kW, se la frequenza di alimentazione fosse portata a 100Hz. Ma in questo caso il motore dovrebbe essere alimentato da una rete trifase a 800V. Diversi fattori possono intervenire a limitare l'accrescimento della frequenza e della velocità del motore:

- ✓ la tenuta dei cuscinetti;
- ✓ la tenuta degli isolamenti;
- ✓ le sollecitazioni centrifughe e le vibrazioni;
- ✓ l'aumento delle perdite nel ferro.

Ma oltre a questi fattori, più spesso, ci si imbatte in un limite dovuto alla tensione disponibile per l'alimentazione del motore. In altre parole le sorgenti di alimentazione a frequenza variabile, impiegate nella realtà, sono generalmente limitate in termini di valore massimo della tensione alternata erogabile, prima ancora che in termini di frequenza. Capita comunemente che, al crescere della frequenza, l'alimentatore non sia più in grado di far crescere la tensione di alimentazione. La legge lineare tensione-frequenza, deve quindi, essere abbandonata, come illustrato in seguito. Le condizioni di alimentazione a cui si verifica questo evento vengono definite condizioni base.

A partire dalla frequenza (indicata dal valore di pulsazione ω_{base}) la tensione di alimentazione resta costante $V_S = V_{base}$; aumentando ulteriormente la frequenza la macchina si deflussa, come si evince dalle relazioni (5.40) e (5.37) che viene qui riscritta nella forma seguente:

$$\bar{V}_S = \text{cost} \Rightarrow \bar{E}_S = \frac{\omega}{\sqrt{2}} N_s^* \hat{\Phi}_u = \text{cost} \quad (5.42)$$

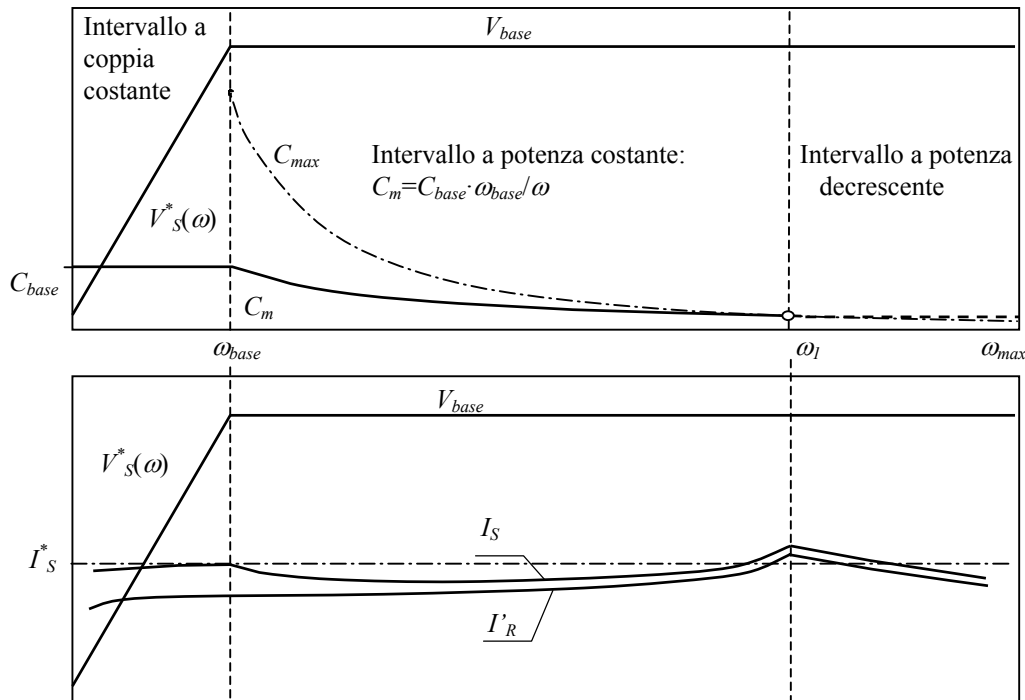
Il valore nominale della coppia non può più essere mantenuto ulteriormente mantenendo la corrente costante, in quanto si ha una diminuzione di flusso.

Per valori di frequenza e velocità superiori ad ω_{base} e tensione di alimentazione costante ($V_S = V_{base}$), si può ragionevolmente pensare che il motore sia in grado di fornire una potenza meccanica costante: potenza base (P_{base}).

Il valore richiesto di coppia di carico deve variare in modo inversamente proporzionale alla velocità:

$$C_m = C_{base} \frac{\omega_{base}}{\omega} = \frac{P_{base}}{\omega} \quad (5.43)$$

In queste condizioni operative le correnti di macchina permangono approssimativamente attorno ai valori nominali, come evidenziato nella figura seguente.



Intervallo di velocità caratteristici nell'impiego di motori asincroni alimentati a frequenza variabile

Tuttavia il valore di coppia massima che il motore è in grado di garantire con tensione di alimentazione costante decresce al crescere della frequenza di alimentazione in modo più rapido di quanto non faccia la richiesta di carico espressa dalla (5.43).

Infatti, riprendendo in esame la relazione (5.25) che esprime il valore massimo di coppia motrice ed esplicitando la sua dipendenza dalla pulsazione ω di alimentazione si ottiene la seguente equazione:

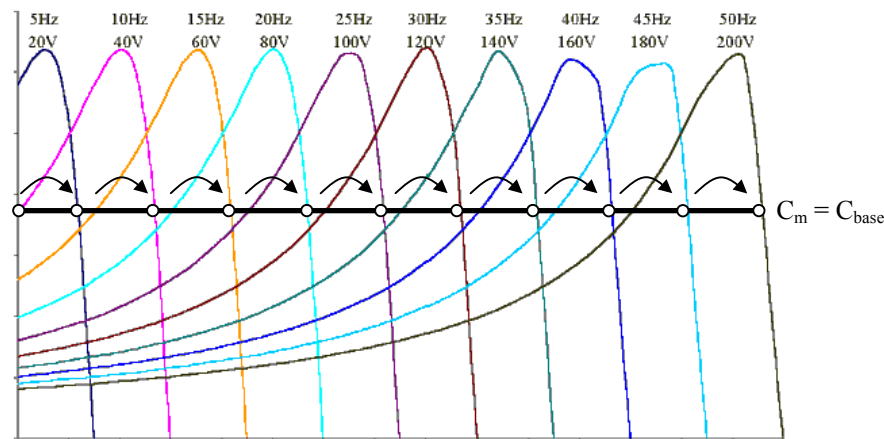
$$C_{max} \approx 3 \cdot \frac{p}{\omega} \cdot \frac{V_{eq}^2}{2 \cdot \omega L_{dt}} \propto \frac{\text{cost}}{\omega^2} \quad (5.44)$$

da cui si evince che, al crescere della frequenza, la coppia massima erogabile dal motore diminuisce quadraticamente e, ad un certo punto, raggiunge il valore di coppia richiesta dal carico secondo la (5.43). Il valore di frequenza a cui questo fatto si verifica è indicato dalla pulsazione ω_1 nella figura precedente. Oltre questo valore di frequenza il motore non potrà più funzionare alla potenza base, ma la potenza ottenibile dal motore diminuirà per un ulteriore accrescimento di frequenza e velocità. L'intervallo di velocità in cui il motore può erogare la massima potenza è quindi definito dai due estremi ω_{base} e ω_1 .

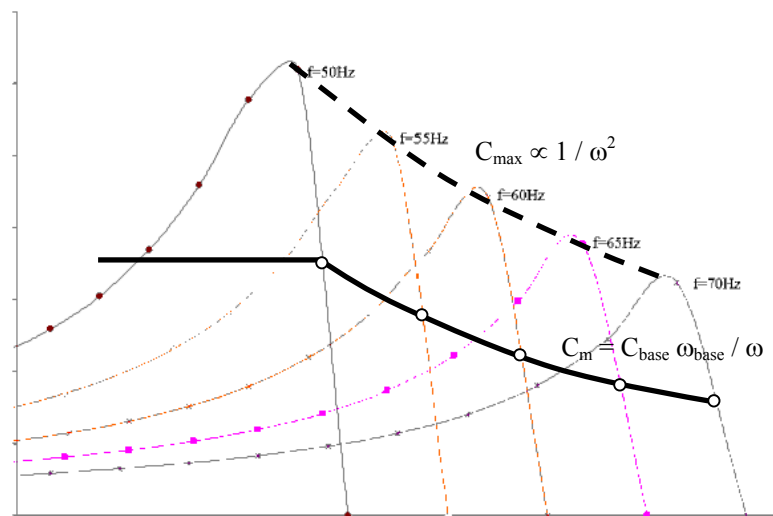
Dai ragionamenti esposti si desume che l'ampiezza dell'intervallo in cui al motore può essere richiesta la potenza base, è tanto maggiore quanto maggiore è la sovraccaricabilità del motore alla pulsazione base ω_b , ovvero tanto più è elevato il rapporto C_{max}/C_{base} .

Le figure seguenti illustrano come si modificano le caratteristiche di coppia applicando le leggi di regolazione tensione-frequenza indicate in precedenza. Tali figure evidenziano, in particolare, la possibilità di regolare in velocità del motore asincrono in modo che esso fornisca una coppia costante tra zero e la velocità base (usando una legge $V/f = \text{costante}$) ed una potenza costante tra la ω_{base} e la ω_1 (usando una regolazione con $V = \text{costante}$ ed aumentando f).

Si osservi che la regolazione a $V/f = \text{costante}$ permette di risolvere i problemi di avviamento della macchina: come si evince dalla figura precedente la corrente assorbita a velocità nulla è praticamente uguale al valore assorbito alla velocità base. Ne consegue che usando un inverter il motore può essere avviato sotto carico.



Campo di regolazione a coppia costante (regolazione $V/f = \text{cost}$)



Campo di regolazione a potenza costante ($V = \text{costante}$)