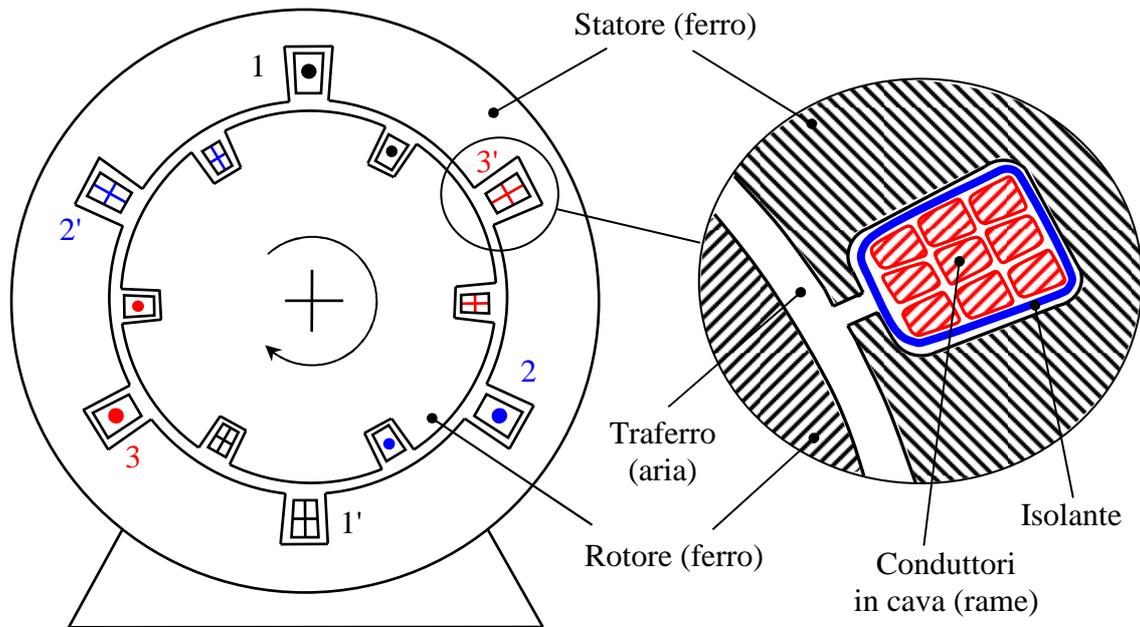
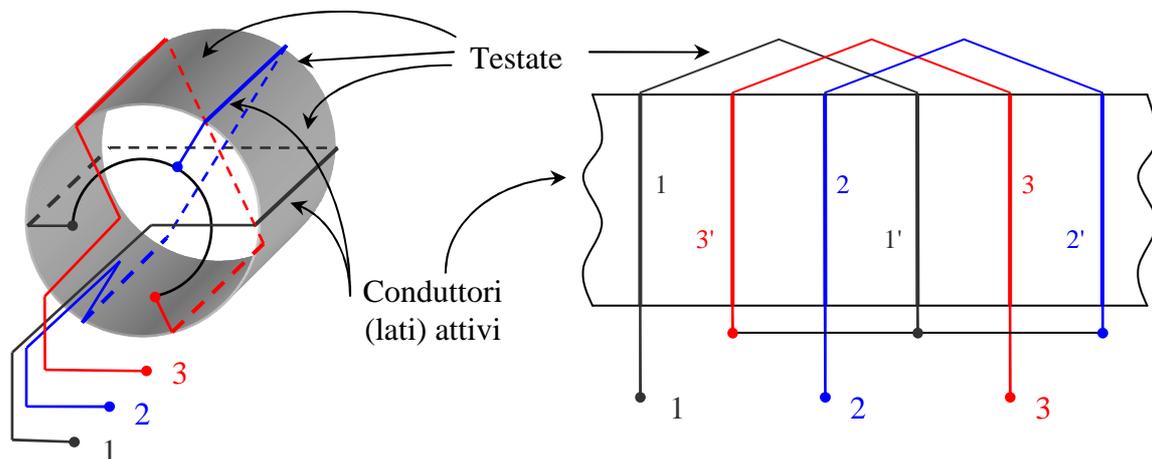


MACCHINA ASINCRONA

In figura è mostrata la struttura di una macchina Asincrona trifase: statore e rotore sono costituiti da un cilindro cavo ed un cilindro pieno laminati (parallelamente al piano della figura), coassiali e distanziati da un intervallo anulare d'aria (traferro). Statore e rotore presentano delle cave affacciate al traferro, nelle quali hanno sede i conduttori attivi (disposti nelle cave parallelamente all'asse di rotazione) che opportunamente collegati fra loro tramite testate costituiscono gli avvolgimenti (trifase) di statore e rotore.



Sezione di una macchina Asincrona trifase (2 poli, 1 cava/polo-fase) e dettaglio di una cava (9 conduttori/cava).

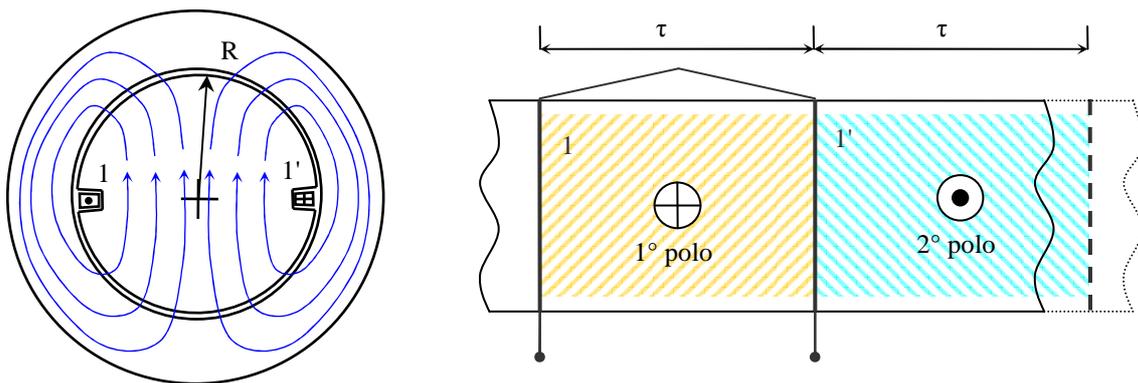


Schema dell'avvolgimento trifase statorico (a stella, 2 poli) e sviluppo della superficie cilindrica.

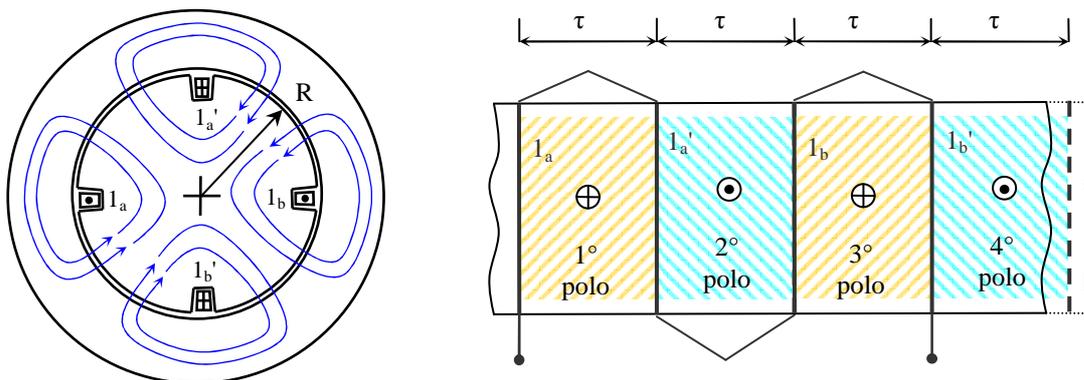
Lo statore è costituito dalla carcassa (in ghisa o lamiera) e dal pacco statorico nelle cui cave è alloggiato l'avvolgimento trifase destinato alla generazione del campo rotante. Il pacco statorico è formato dalla sovrapposizione di lamiere in ferro-silicio di piccolo spessore, fra loro isolate con vernici allo scopo di ridurre la perdite per correnti parassite. Solitamente il pacco statorico viene suddiviso in più pacchi elementari per formare i canali di ventilazione al fine di migliorare il raffreddamento. Le cave statoriche sono solitamente del tipo semichiuso, il che permette di ridurre sia il flusso disperso sia le perturbazioni del campo al traferro.

Il rotore è costituito essenzialmente dall'albero e dal pacco rotorico in ferro-silicio. Nei motori di potenza minore il pacco di lamiere viene montato direttamente sull'albero. Nei motori di maggiore potenza il pacco lamellare rotorico, costituito da corone circolari, viene sistemato su una superficie cilindrica collegata da nervature all'albero. Il numero di cave rotoriche è generalmente maggiore del numero di cave statoriche.

Gli schemi precedenti fanno riferimento ad avvolgimenti a due "poli". Per illustrare il significato del termine, si consideri una sola fase dell'avvolgimento rotorico ed inoltre si consideri un avvolgimento concentrato, cioè con una sola coppia di cave che contengono tutti i conduttori attivi. La figura mostra la sezione trasversale ed il corrispondente sviluppo piano della superficie laterale del rotore. Applicando qualitativamente la legge di Ampère (è sufficiente utilizzare la regola della vite destra) è possibile dedurre l'andamento generale delle linee di campo^(*). Come si può notare la periferia del rotore è divisa in due zone, in cui il campo assume lo stesso verso entrante o uscente, che sono dette poli. I poli dipendono quindi dalla disposizione dei conduttori che costituiscono la fase: raddoppiando il numero di cave (comunque equispaziate lungo il traferro) si ottengono quattro poli. I poli, tutti delle stesse dimensioni, sono sempre in numero pari. Pertanto è usuale indicare il numero di poli con $2p$, dove p rappresenta quindi il numero di coppie di poli. Detto R il raggio del rotore e indicando con τ la dimensione di ogni polo lungo la periferia del rotore (semipasso polare) si ottiene quindi che $2\pi R = 2p\tau$, ovvero $\tau = \pi R/p$. Le dimensioni ed il numero di poli non cambiano se si utilizza un avvolgimento distribuito (con più di una cava per polo e fase).

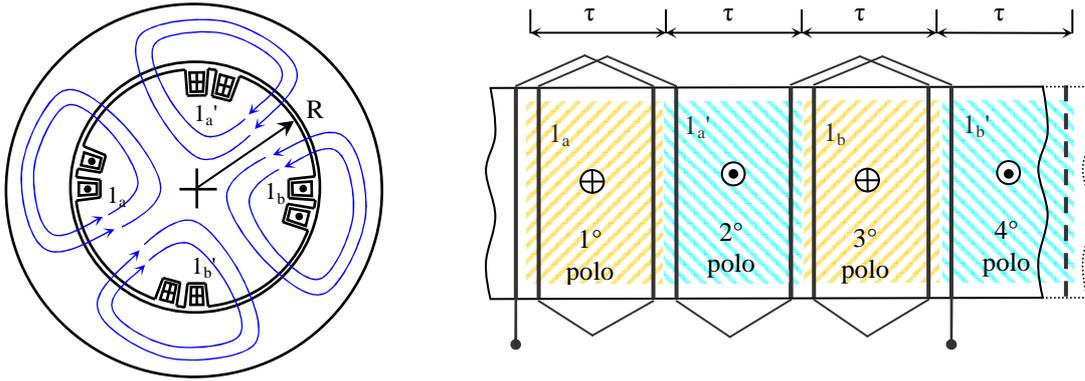


Avvolgimento concentrato per una fase (2 poli, 1 cava/polo-fase), linee di campo e sviluppo della superficie cilindrica.



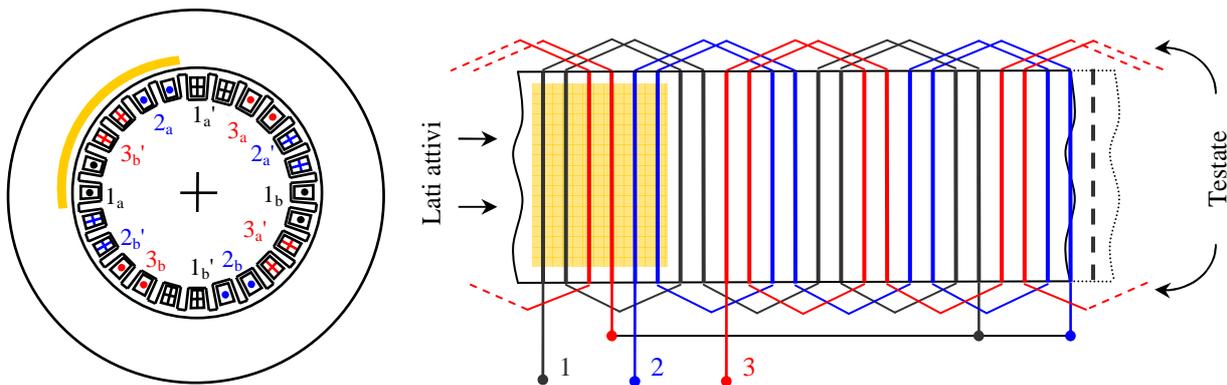
Avvolgimento concentrato per una fase (4 poli, 1 cava/polo-fase), linee di campo e sviluppo della superficie cilindrica.

^(*) Sia per il campo magnetico che per quello di induzione magnetica: le linee sono le stesse se si suppone che il materiale ferromagnetico che costituisce rotore e statore sia isotropo.



Avvolgimento distribuito per una fase (4 poli, 2 cave/polo-fase) e sviluppo della superficie cilindrica.

La figura mostra una macchina a quattro poli (quindi $p = 2$) ed un avvolgimento distribuito con 2 cave polo-fase (ma la generalizzazione ad un numero qualsiasi di poli e cave è immediata). Considerando una macchina trifase, ciascun polo è diviso in tre settori uguali riservati a ciascuna fase. Nell'esempio di figura ogni fase occupa quindi due cave sotto ogni polo. La figura a lato mostra lo sviluppo in piano della superficie affacciata al traferro (si noti che le tre fasi sono identiche ed equispaziate).



Avvolgimento distribuito trifase (4 poli, 2 cave/polo-fase) e sviluppo della superficie cilindrica.

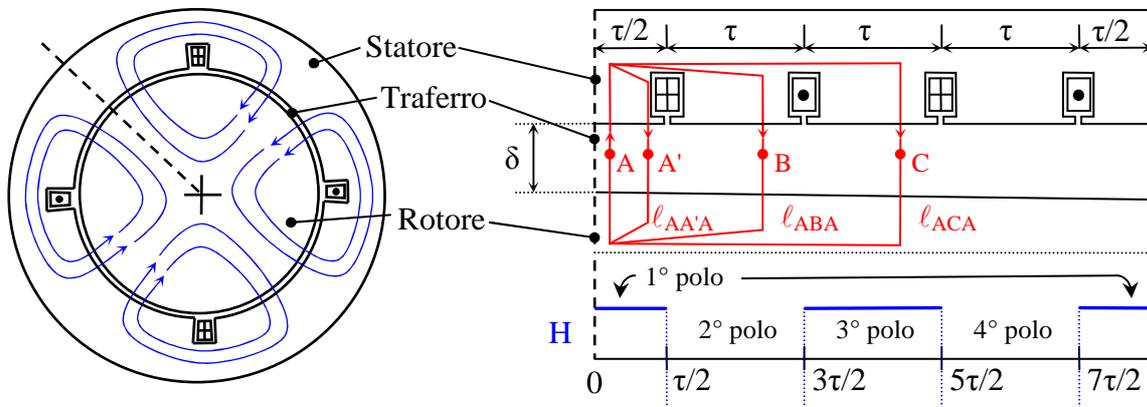
1. CAMPO MAGNETICO ROTANTE

Prima di discutere il principio di funzionamento della macchina (da cui si dedurranno le equazioni interne della macchina e quindi il circuito equivalente, come per il trasformatore) è necessario analizzare il campo magnetico prodotto dalle correnti AC circolanti nelle fasi (rotoriche o statoriche) nella struttura descritta. Come mostrato nel seguito, se le correnti costituiscono un sistema trifase equilibrato il campo magnetico ruota (e dunque viene detto "campo rotante"), inducendo quindi delle tensioni su tutti i conduttori attivi. Per arrivare a questo risultato è opportuno semplificare il problema introducendo le seguenti ipotesi di campo:

1. la permeabilità del ferro è infinita (ovvero $H_{Fe} = B_{Fe}/\mu_{Fe} \cong 0$);
2. l'andamento delle linee del campo magnetico al traferro è radiale;
3. traferro δ è piccolo rispetto al raggio R del rotore e circa costante;
4. la distribuzione del campo magnetico è identica in tutti i piani ortogonali all'asse della macchina (ovvero si trascurano le testate);

Con queste ipotesi è quindi possibile linearizzare il traferro come mostrato in figura. Si utilizzerà quindi la teoria dei circuiti magnetici per analizzare il campo (statico) al traferro prodotto da una corrente DC in una fase di un avvolgimento concentrato. Quindi si supporrà l'avvolgimento distri-

buito e che la corrente nella fase sia AC, ottenendo due onde di campo rotanti in versi opposti. Infine si sommeranno i contributi delle tre fasi dell'avvolgimento trifase per ottenere un solo campo rotante e si dedurranno le tensioni indotte sulle fasi statoriche e rotoriche.



Avvolgimento concentrato per una fase (4 poli, 1 cava/polo-fase) e linearizzazione del traferro (non in scala).

Campo magnetico generato da una fase avente 1 cava per polo (avvolgimento concentrato)

Supponiamo per ora che la corrente della fase sia costante nel tempo (DC) e che in ogni cava vi siano n conduttori. Per le ipotesi di campo si ha che:

1. Lungo la periferia del traferro H è costante a tratti (ovvero, il campo è costante in ogni polo)

Infatti si considerino due punti qualsiasi A e A', nell'intervallo compreso tra la prima e la seconda cava e si applichi legge di Ampère alla linea chiusa $\ell_{AA'A}$ (notando che la corrente concatenata alla linea è nulla):

$$0 = \oint_{\ell_{AA'A}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_{\text{traferro (A)}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} + \int_{\text{ferro (statore)}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} + \int_{\text{traferro (A')}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} + \int_{\text{ferro (rotore)}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} \cong \int_{\text{traferro (A)}} H dl - \int_{\text{traferro (A')}} H dl \cong H_A \delta - H_{A'} \delta$$

Dove la prima ipotesi permette di trascurare gli integrali nei tratti di linea nel rotore e nello statore, la seconda di eliminare il prodotto scalare considerando solo la componente radiale^(o) e la terza di approssimare gli integrali sul traferro. Si ottiene quindi: $H_A = H_{A'}$.

2. Nel passaggio da un polo al polo adiacente H subisce una discontinuità pari a ni/δ

Infatti applicando la legge di Ampère alla linea chiusa ℓ_{ABA} che attraversa il traferro in corrispondenza dei punti A e B, risulta (notando che la linea ℓ_{ABA} circonda la prima cava e quindi la corrente concatenata alla linea è pari al numero n di conduttori in cava per la corrente i che attraversa ognuno di essi):

$$ni = \oint_{\ell_{ABA}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} \cong \int_{\text{traferro (A)}} H dl - \int_{\text{traferro (B)}} H dl \cong H_A \delta - H_B \delta \quad \Rightarrow \quad H_A - H_B = ni/\delta$$

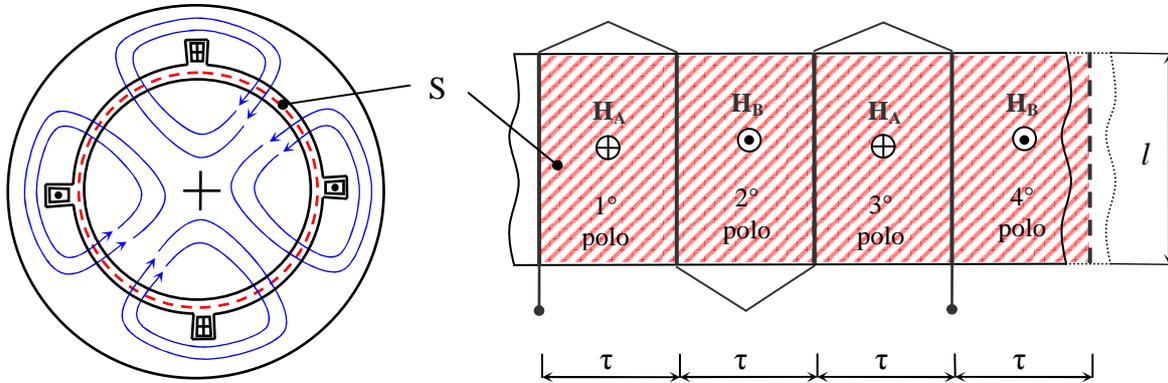
3. A poli alterni il campo H assume lo stesso valore

Infatti applicando la legge di Ampère alla linea chiusa ℓ_{ACA} che attraversa il traferro in corrispondenza dei punti A e C, si ha (notando che la linea ℓ_{ACA} circonda la prima coppia di cave e quindi la corrente concatenata alla linea è nulla: $i_c = ni - ni = 0$):

^(o) Il segno nel secondo integrale (da statore a rotore attraversando radialmente il traferro in A') è differente rispetto al primo (da rotore a statore attraversando radialmente il traferro in A) in quanto la linea è percorsa nel verso opposto.

$$0 = \oint_{\ell_{ACA}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} \cong \int_{\text{traferro (A)}} H dl - \int_{\text{traferro (C)}} H dl \cong H_A \delta - H_C \delta \quad \Rightarrow \quad H_A = H_C$$

4. Il valore assoluto del campo magnetico H al traferro è costante e pari a $ni/2\delta$



Avvolgimento concentrato per una fase (4 poli, 1 cava/polo-fase) e sviluppo della superficie cilindrica.

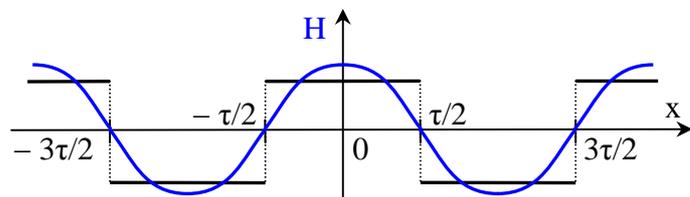
Ricordando la solenoidalità del campo di induzione magnetica, se si considera un cilindro S situato tra statore e rotore e coassiale ad essi e si trascura il campo alle estremità del cilindro (grazie alla quarta ipotesi di campo), risulta:

$$0 = \oint_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} dS \cong \oint_{p \text{ coppie di poli}} \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} dS = p \int_{1 \text{ coppia di poli}} \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} dS = p\mu_0 \left[\int_{\text{polo (A)}} H dS + \int_{\text{polo (B)}} H dS \right] = p\mu_0 [H_A \tau l + H_B \tau l]$$

ove l è la lunghezza assiale della macchina. Si ottiene quindi $H_A + H_B = 0$.

Ponendo a sistema le due condizioni per H_A ed H_B , si ha infine:

$$H_A = ni/2\delta, \quad H_B = -ni/2\delta.$$



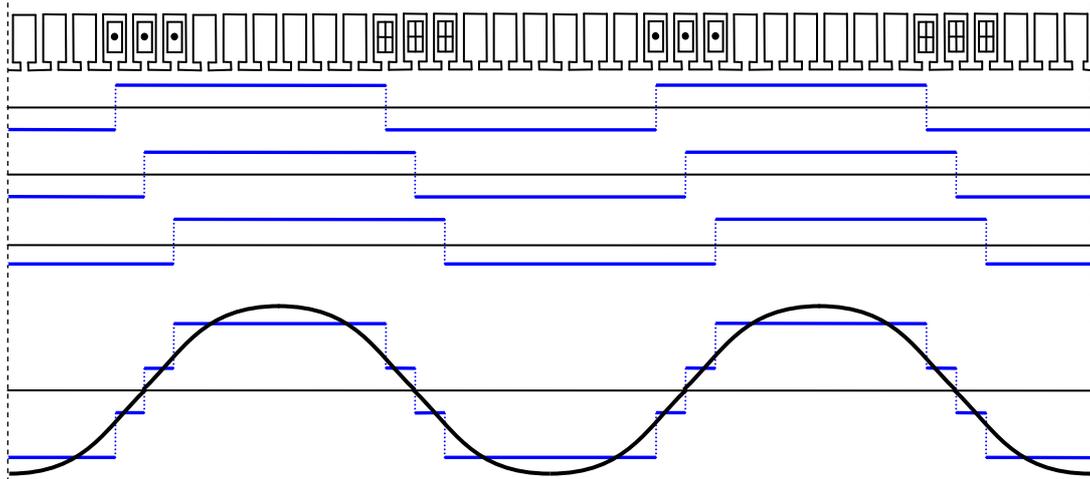
Il campo H al traferro è riportato in figura in funzione dell'ascissa x avente origine nel centro del primo polo. $H(x)$ è una funzione periodica di periodo 2τ e può scomporsi in serie di Fourier (cioè una serie di seni e coseni di frequenza crescente), di cui considereremo solo la prima armonica:

$$H(x) \cong H_M \cos(\pi x/\tau)$$

dove si è già dimostrato [vedi Sezione "Regime sinusoidale"] che $H_M = (4/\pi)(ni/2\delta) = (2/\pi)(ni/\delta)$.

Campo magnetico generato da una fase avente q cave per polo (avvolgimento distribuito)

Quanto esposto al paragrafo precedente si generalizza a una fase avente un generico numero q di cave per polo. In tal caso infatti dovremo sommare q campi al traferro "spostati di una cava" l'uno rispetto all'altro. L'ampiezza della prima armonica del campo totale (somma dei q campi parziali) è in questo caso $H_M = (2/\pi) k_a q (ni/\delta)$, dove k_a (coefficiente di avvolgimento) è compreso tra zero e uno. Si noti che all'aumentare del numero di cave per polo si ottiene una approssimazione migliore del campo al traferro tramite la sola prima armonica. La figura mostra un esempio con $q = 3$.



Avvolgimento distribuito per una fase (4 poli, 3 cave/polo-fase), campi parziali al traferro prodotti da lati attivi corrispondenti, campo totale (somma dei campi parziali) e prima armonica del campo totale. Il coefficiente di avvolgimento è calcolabile come rapporto tra l'ampiezza della prima armonica del campo totale e la somma delle ampiezze delle prime armoniche dei campi parziali. Dato che le cave sono equispaziate (detto τ_c il passo di cava), si ha (indicando con $H_{1,M} = (2/\pi)(ni/\delta)$ l'ampiezza delle prime armoniche dei campi parziali e posto $\alpha = \pi\tau_c/\tau$):

$$H_{III}(x) = \sum_{s=-1}^1 H_{1,M} \cos\left(\frac{\pi}{\tau}(x + s\tau_c)\right) = \Re\left[H_{1,M} e^{j\frac{\pi x}{\tau}} \sum_{s=-1}^1 (e^{j\alpha})^s \right] = \Re\left\{ H_{1,M} e^{j\frac{\pi x}{\tau}} \frac{e^{j3\alpha/2} - e^{-j3\alpha/2}}{e^{j\alpha/2} - e^{-j\alpha/2}} \right\} = H_{1,M} \frac{\text{sen}(3\alpha/2)}{\text{sen}(\alpha/2)} \cos\left(\frac{\pi x}{\tau}\right)$$

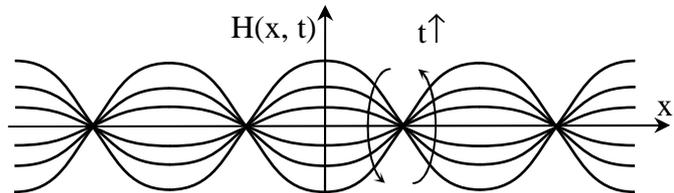
Risulta quindi $k_a = H_{III,M}/(3H_{1,M}) = \text{sen}(3\alpha/2)/(3 \text{sen}(\alpha/2))$. Analogamente, in generale si ha: $k_a = \text{sen}(q\alpha/2)/(q \text{sen}(\alpha/2))$.

Campo magnetico generato da una fase in regime sinusoidale

Se la corrente è in regime AC il campo magnetico varia nel tempo con legge sinusoidale (ovvero è un'onda stazionaria con i nodi in corrispondenza delle cave). Infatti, posto $i(t) = I_M \cos(\omega t)$ si ha:

$$H(x, t) \cong H_M \cos(\omega t) \cos(\pi x/\tau)$$

Il massimo del campo magnetico si realizza in un "ventre", al centro del polo, e vale $H_M = (2/\pi) k_a q (nI_M/\delta)$.



L'onda stazionaria può anche scriversi nella forma^(*):

$$H(x, t) = \frac{1}{2} H_M \cos\left(\omega t - \frac{\pi x}{\tau}\right) + \frac{1}{2} H_M \cos\left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau}\right)$$

ovvero si può scomporre in due campi uguali, in moto a velocità costante $v = \omega\tau/\pi$ in direzioni opposte, che sono detti campi rotanti diretto ed inverso. A parte il differente verso di rotazione, i due campi hanno (in valore assoluto) la stessa velocità angolare $\omega_c = v/R = \omega\tau/\pi R$ dove R è il raggio del rotore. Tenendo conto del fatto che $2\pi R = 2p\tau$ si ottiene:

$$\omega_c = \omega/p \tag{1}$$

o anche $n_c = 60f/p$, dove n_c il numero di giri al minuto primo del campo rotante^(**). Se f è la frequenza di rete, pari a 50 Hz, e $p = 2$, si ottiene $n_c = 1500$ rpm. Quindi in una macchina a quattro poli alimentata a 50 Hz i campi ruotano a 1500 giri al minuto (si noti che essendo p intero, n_c varia in maniera discreta: $p = 1, 2, 3, 4, 5, 6, \dots \Rightarrow n_c$ [rpm] = 3000, 1500, 1000, 750, 600, 500, ...).

^(*) Dalla identità $\cos(\alpha + \beta) = \cos(\alpha)\cos(\beta) - \text{sen}(\alpha)\text{sen}(\beta)$ si ottiene infatti $\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta) = 2 \cos(\alpha)\cos(\beta)$.

^(**) Non è una unità di misura SI; per definizione si ha $n_c = (60/2\pi)\omega_c = (60/2\pi)(2\pi f/p) = 60f/p$.

Campo al traferro generato da tre fasi identiche equispaziate (sistema equilibrato)

Se le correnti delle tre fasi costituiscono un sistema equilibrato con pulsazione ω si ha:

$$i_1(t) = I_M \cos(\omega t), \quad i_2(t) = I_M \cos(\omega t - 2\pi/3), \quad i_3(t) = I_M \cos(\omega t - 4\pi/3)$$

Tenuto conto che le fasi (identiche ed equispaziate) sono spostate di $2\pi/3$ una rispetto all'altra, ripetendo la scomposizione della sezione precedente per ogni fase si deducono le espressioni dei campi rotanti generati da ognuna di esse:

$$\begin{aligned} H_1(x, t) &= H_M \cos(\omega t) \cos\left(\frac{\pi x}{\tau}\right) &= \frac{H_M}{2} \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} - \omega t\right) + \frac{H_M}{2} \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} + \omega t\right) \\ H_2(x, t) &= H_M \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} - \frac{2\pi}{3}\right) &= \frac{H_M}{2} \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} - \omega t\right) + \frac{H_M}{2} \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} + \omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ H_3(x, t) &= H_M \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} - \frac{4\pi}{3}\right) &= \frac{H_M}{2} \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} - \omega t\right) + \frac{H_M}{2} \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} + \omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

Sommando membro a membro
$$H(x, t) = \frac{3}{2} H_M \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} - \omega t\right) + 0$$

Ovvero nella somma dei contributi di campo delle tre fasi, i campi inversi si cancellano, quelli diretti si sommano. In definitiva le tre fasi generano un unico campo rotante diretto espresso da^(*)

$$H(x, t) = H_{Mt} \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} - \omega t\right) \quad \text{dove} \quad H_{Mt} = (3/\pi) k_a q (nI_M/\delta).$$

Tensione indotta in una fase dal campo rotante

Si consideri ora un campo rotante che transita con velocità angolare ω_c di fronte ad una spira ferma sullo statore, di passo τ uguale a quello del campo stesso. Nella spira si induce una tensione sinusoidale il cui valore efficace vale $E_s = \omega \Phi_M / \sqrt{2}$, dove ω è la pulsazione della tensione^(**) indotta ($\omega = p\omega_c$) e Φ_M è il valore massimo del flusso concatenato con la spira. Si ha infatti:

$$e_s = \frac{d}{dt} \int_{x_0}^{x_0+\tau} \mu_0 H(x, t) l dx = -2\mu_0 H_{Mt} \frac{\tau l}{\pi} \frac{d}{dt} \sin\left(\frac{\pi x_0}{\tau} - \omega t\right) = \omega \Phi_M \cos\left(\omega t - \frac{\pi x_0}{\tau}\right)$$

Se l'avvolgimento è costituito da N conduttori attivi (corrispondenti a $N/2$ spire disposte in un avvolgimento distribuito), la tensione sinusoidale (a pulsazione $\omega = p\omega_c$) indotta in esso dal campo rotante ha valore efficace pari a:

$$E = \omega k_a \frac{N}{2} \Phi \quad [\text{AC, pulsazione } \omega = p\omega_c] \quad (2)$$

dove si è introdotto il valore efficace del flusso. Il coefficiente di avvolgimento k_a è presente per tenere conto del fatto che le tensioni indotte in spire adiacenti sono uguali in modulo, ma "spostate di una cava" (e quindi sfasate) l'una rispetto all'altra.

Se invece la spira è posta sul rotore, in rotazione alla velocità angolare costante ω_m , nella spira si induce una tensione sinusoidale il cui valore efficace vale $E'_s = \omega' \Phi_M / \sqrt{2}$, dove ω' è la pulsazione della tensione indotta ($\omega' = p(\omega_c - \omega_m)$). Posto infatti $x_0 = \omega_m t$, si ha (sostituendo $\omega = p\omega_c$ e $\pi R = p\tau$):

^(*)Ponendo $x = 0$ (ossia, considerando un osservatore al centro della prima fase), risulta $H(0, t) = (3H_M/2) \cos(\omega t)$. Quindi per l'osservatore "centrale" della prima fase (analogamente per le altre) campo rotante e corrente sono in fase, ovvero il campo rotante transita con il suo massimo nel centro della fase, quando in quella fase la corrente è massima.

^(**)Tale tensione è indicata spesso con la sigla f.e.m. (dalle iniziali di forza elettro-motrice).

$$e_s = \frac{d}{dt} \int_{R\omega_m t}^{R\omega_m t + \tau} \mu_0 H(x, t) l dx = -\Phi_M \frac{d}{dt} \sin\left(\frac{\pi R\omega_m t}{\tau} - \omega t\right) = \Phi_M \frac{d}{dt} \sin(p(\omega_c - \omega_m)t) = \omega' \Phi_M \cos(\omega' t)$$

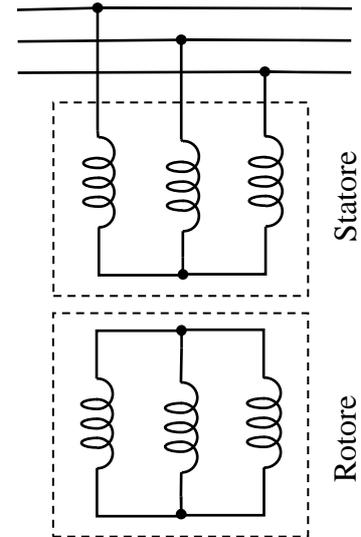
Si noti che la velocità angolare del campo rotante, osservato in un sistema di riferimento solidale al rotore, è $\omega_c' = \omega_c - \omega_m$. Quindi, se l'avvolgimento è costituito da N conduttori attivi, la tensione sinusoidale (a pulsazione $\omega' = p \omega_c'$) indotta in esso dal campo rotante ha valore efficace pari a:

$$E' = \omega' k_a \frac{N}{2} \Phi \quad [\text{AC, pulsazione } \omega' = p \omega_c'] \quad (3)$$

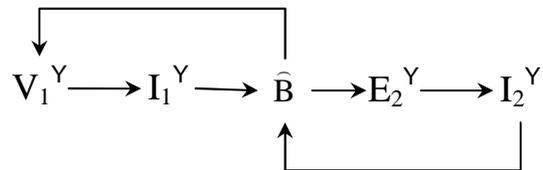
2. PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Si consideri per ora il caso di macchine asincrone trifase con rotore avvolto. In esse statore e rotore hanno un avvolgimento trifase dello stesso tipo. L'avvolgimento di statore, ad esempio collegato a stella come indicato in figura, è alimentato da una linea trifase e l'avvolgimento di rotore è chiuso in cortocircuito.

La simmetria delle fasi statoriche (identiche ed equispaziate) fa sì che, alimentando la macchina con un sistema trifase simmetrico di tensioni, si ottenga un sistema trifase equilibrato di correnti statoriche (alla frequenza di rete, f). Come si è visto si genera quindi un campo rotante al traferro. Le linee del campo di induzione si concatenano anche con gli avvolgimento rotorici; quindi per la legge di Faraday è indotta sulle fasi rotoriche (identiche ed equispaziate) una terna simmetrica di tensioni (a frequenza diversa da quella di rete, f'). Dato che le fasi rotoriche sono cortocircuitate, circola su di esse una terna equilibrata di correnti che contribuiranno anch'esse al campo rotante. Per la legge di Faraday si induce quindi una terna simmetrica di tensioni anche sugli avvolgimenti statorici.



Il Principio di funzionamento si può illustrare con la seguente catena logica, dove Y indica un sistema simmetrico (di tensioni) o equilibrato (di correnti), \hat{B} indica il campo rotante ed i pedici 1 ed 2 indicano statore e rotore, rispettivamente^(*):



Il rotore reagisce quindi all'azione inducente dello statore con un campo rotante \hat{B}_r che si somma a quello \hat{B}_s di statore a generare il campo rotante complessivo $\hat{B} = \hat{B}_s + \hat{B}_r$. Ciò è possibile in quanto, i due campi \hat{B}_r e \hat{B}_s ruotano con uguale velocità e risultano pertanto immobili uno rispetto all'altro. A chiarimento di quanto esposto si definisca innanzitutto lo **scorrimento** s:

$$s = \frac{\omega_c'}{\omega_c} = \frac{\omega_c - \omega_m}{\omega_c} \quad (4)$$

dove ω_c' è la velocità angolare del campo rotante rispetto a un sistema di riferimento solidale al rotore, ω_c è la velocità angolare del campo rotante rispetto a un sistema di riferimento solidale allo statore e ω_m è la velocità angolare del rotore. Lo scorrimento è quindi il rapporto tra le velocità angolari del campo rotante relativamente ai sistemi di riferimento rotorico e statorico. La pulsazione ω' delle tensioni indotte nelle fasi rotoriche è $\omega' = s\omega$. Infatti si ha: $\omega' = p(\omega_c - \omega_m) = p s \omega_c = s \omega$. Ciò premesso la velocità angolare di \hat{B}_r rispetto al riferimento statorico si può calcolare come somma

^(*) Si noti la completa analogia con il principio di funzionamento del trasformatore.

della velocità relativa rispetto al riferimento rotorico $\omega'_c = \omega'/p = s\omega_c$ e della velocità del rotore stesso: $s\omega_c + \omega_m = s\omega_c + (1-s)\omega_c = \omega_c$.

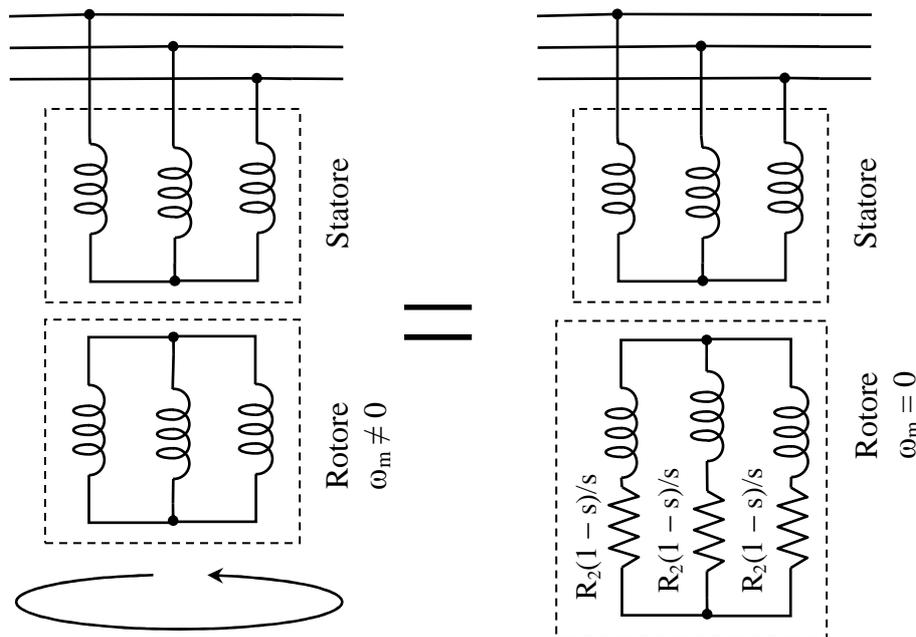
Teorema di Equivalenza per le macchine Asincrone

La legge di Ohm simbolica si applica facilmente ad una fase di statore e di rotore (per le altre fasi il discorso resta inalterato salvo introdurre un opportuno sfasamento di $2\pi/3$ o $4\pi/3$) e porta a scrivere le seguenti equazioni:

$$\underline{V}_1 = (R_1 + jX_{d1})\underline{I}_1 + j\omega k_{a1} \frac{N_1}{2} \underline{\Phi} \quad [\text{alla frequenza } f] \quad (5)$$

$$0 = (R_2 + jsX_{d2})\underline{I}'_2 + js\omega k_{a2} \frac{N_2}{2} \underline{\Phi}' \quad [\text{alla frequenza } f' = sf] \quad (6)$$

ove il significato dei simboli è analogo a quanto visto per i trasformatori, in particolare X_{d1} e X_{d2} sono reattanze di dispersione (di statore e rotore) valutate entrambe alla frequenza di alimentazione dello statore. Si noti che le (5) e (6) non sono isofrequenziali e quindi non sono direttamente confrontabili. Questa difficoltà si può superare utilizzando il Teorema di Equivalenza: “Una macchina Asincrona in funzionamento stazionario (con le fasi di rotore in cortocircuito) a velocità costante equivale, sotto il profilo del funzionamento elettrico, alla stessa macchina mantenuta a rotore bloccato ($\omega_m = 0$) ma con le fasi di rotore che alimentano ciascuna una resistenza pari a $R_2(1-s)/s$, essendo R_2 la resistenza di una fase rotorica”. Tale equivalenza, indicata in figura, è da intendersi nel senso che tutte le grandezze in gioco, a parte la frequenza del rotore, restano uguali nei due casi.



Tralasciando la dimostrazione rigorosa del teorema, ci limitiamo ad alcune considerazioni approssimate. Le equazioni di statore e rotore si scrivono, per la macchina “equivalente”, nel seguente modo:

$$\underline{V}_1 = (R_1 + jX_{d1})\underline{I}_1 + j\omega k_{a1} \frac{N_1}{2} \underline{\Phi} \quad (5')$$

$$0 = \left(\frac{R_2}{s} + jX_{d2} \right) \underline{I}'_2 + j\omega k_{a2} \frac{N_2}{2} \underline{\Phi} \quad (6')$$

Dal confronto tra (6) e (6') si ha, visto che $|\underline{\Phi}'| = |\underline{\Phi}|$ (il massimo del flusso per polo è lo stesso, sia nel sistema di riferimento rotorico sia in quello statorico): $|\underline{I}'_2| = |\underline{I}_2|$. Quindi la reazione del rotore all'azione inducente del campo (che si concretizza in $|\underline{I}_2|$) è la stessa nei due casi e lo statore non "avverte" alcuna differenza fra i due funzionamenti.

D'ora in poi faremo sempre riferimento, per comodità, alle equazioni (5') e (6') che hanno il vantaggio di essere isofrequenziali. Ciò facilita anche la scrittura della terza equazione (relativa al circuito magnetico) che risulta, indicando con \mathcal{R} la riluttanza del traferro: $k_{a1}N_1\underline{I}_1 + k_{a2}N_2\underline{I}_2 = \mathcal{R}\underline{\Phi}$

3. EQUAZIONI INTERNE E CIRCUITO EQUIVALENTE

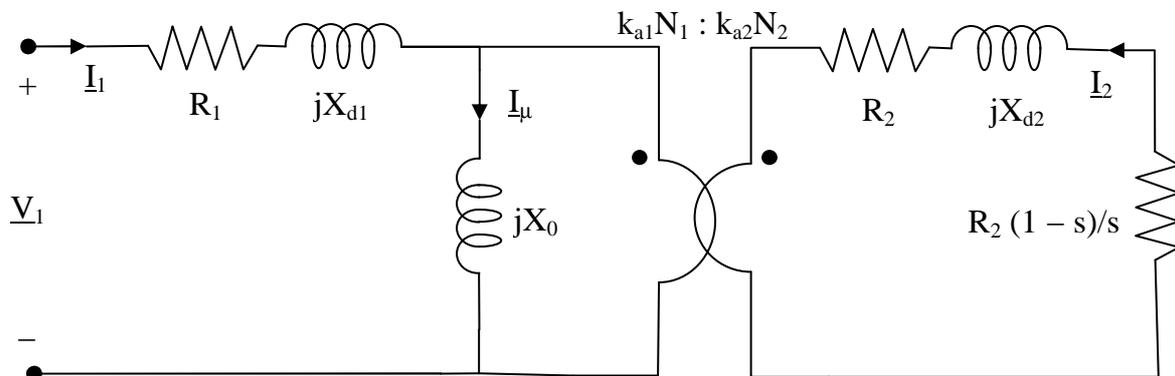
Le equazioni interne della macchina asincrona a regime sono date a lato. Esse valgono nel caso in cui statore e rotore abbiano ugual numero di fasi, presentano una notevole analogia con le equazioni del trasformatore e pertanto analoghe sono le considerazioni che da esse si possono trarre.

$$\underline{V}_1 = (R_1 + jX_{d1})\underline{I}_1 + j\omega k_{a1} \frac{N_1}{2} \underline{\Phi}$$

$$0 = \left(R_2 \frac{1-s}{s} + R_2 + jX_{d2} \right) \underline{I}_2 + j\omega k_{a2} \frac{N_2}{2} \underline{\Phi} \quad (7)$$

$$k_{a1}N_1\underline{I}_1 + k_{a2}N_2\underline{I}_2 = \mathcal{R}\underline{\Phi}$$

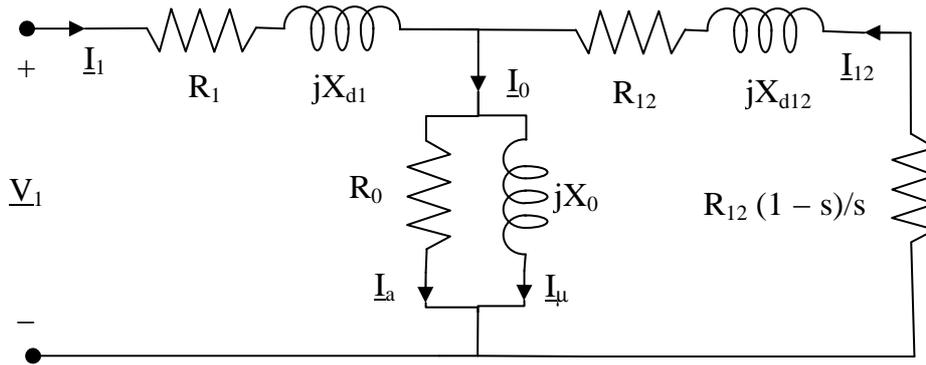
In particolare, con un procedimento del tutto analogo a quello relativo ai trasformatori, si determina, a partire dalle (7) il circuito equivalente di una fase della macchina asincrona. Le formule di "riduzione da rotore a statore" coincidono con quelle di "riduzione da secondario a primario" del trasformatore, salvo sostituire $k_a N$ a N .



Circuito equivalente per una fase della macchina asincrona (trascurando le perdite nel ferro)

È bene precisare inoltre che è possibile tenere conto delle perdite nel ferro, in modo analogo a quanto si fa per i trasformatori, modificando la rete equivalente della macchina asincrona ponendo in parallelo ad X_0 una opportuna resistenza R_0 percorsa da una corrente I_a denominata componente attiva della corrente a vuoto.^(*)

^(*) Analogamente a quanto già visto nel caso del trasformatore si può considerare anche un circuito equivalente semplificato ottenuto collegando l'impedenza $\underline{Z}_0 = (R_0)/(jX_0)$ direttamente ai terminali di ingresso. Anche se l'errore che si commette è più significativo rispetto al caso del trasformatore (il traferro è più ampio per permettere il movimento del rotore, quindi la reattanza magnetizzante è minore), tale schema è ampiamente utilizzato dato che è possibile determinarne sperimentalmente i parametri circuitali. Valgono infatti considerazioni e formule del tutto analoghe a quelle già viste per le prove in cortocircuito ed in circuito aperto del trasformatore. Per la macchina asincrona le prove corrispondenti sono dette "prova a rotore bloccato" ($s = 1$) e "prova al sincronismo" ($s = 0$).



Circuito elettrico equivalente della macchina asincrona riferito ad una fase di statore.

4. COPPIA ELETTROMAGNETICA

Come evidenzia il Teorema di equivalenza, le resistenze fittizie $R_2(1-s)/s$ simulano il carico meccanico, per cui la potenza dissipata su di esse rappresenta la potenza meccanica P_m :

$$P_m = 3R_2 \frac{1-s}{s} I_2^2 = \frac{3s(1-s)R_2 E_2^2}{R_2^2 + s^2 X_{d2}^2} \quad (8)$$

ove si è posto $E_2 = \omega k_{a2} \frac{N_2}{2} \Phi$. Dalla (8) si ottiene la coppia motrice C dividendo per ω_m :

$$C = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{p}{\omega(1-s)} \frac{3s(1-s)R_2 E_2^2}{R_2^2 + s^2 X_{d2}^2}$$

In definitiva la coppia risulta (per una macchina trifase):

$$C = \frac{3p}{\omega} \frac{sR_2 E_2^2}{R_2^2 + s^2 X_{d2}^2} \quad (9)$$

ove la E_2 è il valore efficace delle tensioni indotte nelle fasi rotoriche per $s = 1$ (ovvero a rotore bloccato, $\omega_m = 0$). Se il valore efficace della tensione statorica di alimentazione è costante ($V_1 = \text{cost.}$) e si trascura la tensione sull'impedenza $R_1 + jX_{d1}$, il flusso varia poco al variare del carico ($\Phi \cong \text{cost.}$) e quindi la E_2 può ritenersi costante.

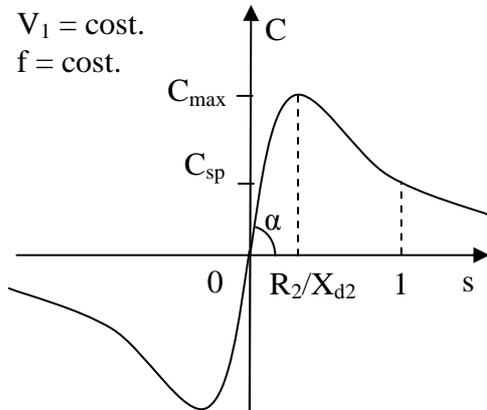
Caratteristica Meccanica

Si intende ora evidenziare l'andamento della coppia dato dalla (9). Si noti che:

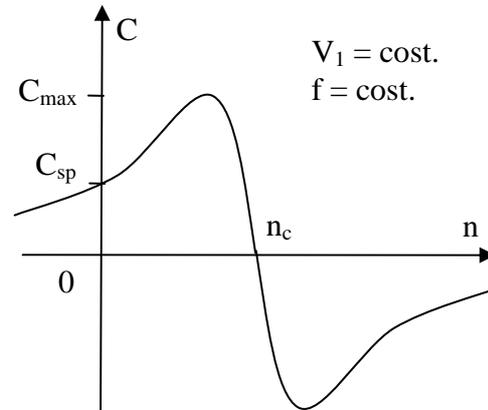
- $C(-s) = -C(s)$, quindi la coppia si annulla per $s = 0$
- $C \cong s \operatorname{tg}(\alpha)$, per $s \ll 1$, dove $\operatorname{tg}(\alpha) = (3p/\omega) E_2^2/R_2$
- $C \cong k/s$, per $s \gg 1$, dove $k = (3p/\omega) R_2 E_2^2/X_{d2}^2$
- $C(s)$ ha un massimo per $s > 0$ che si può trovare annullando la derivata rispetto ad s della (9) oppure, più semplicemente, determinando il punto di minimo del denominatore $sX_{d2}^2 + R_2^2/s$. Annullando la derivata di quest'ultimo rispetto ad s si ha $X_{d2}^2 - R_2^2/s^2 = 0$. Il massimo della coppia si ha per $s = R_2/X_{d2}$ e vale $C_{\max} = (3p/\omega) E_2^2/(2X_{d2})$. Si noti che C_{\max} non dipende da R_2 , ma solo dalla reattanza di dispersione X_{d2} .
- la coppia di spunto ($s = 1$, $\omega_m = 0$) è data da $C_{sp} = (3p/\omega) R_2 E_2^2/(R_2^2 + X_{d2}^2)$ e dipende dalla resistenza rotorica R_2 .

La caratteristica meccanica di una macchina asincrona è data dalla relazione Coppia - numero di giri. La numero di giri al minuto del rotore è dato da $n = 60 \omega_m / 2\pi$. Poiché si ha $\omega_m = \omega_c (1-s)$ ed i-

noltre $\omega_c = \omega/p = 2\pi f/p$, lo scorrimento s è legato ad n dalla relazione $n = n_c (1 - s)$, dove il numero di giri al minuto del campo è $n_c = 60f/p$.



Coppia motrice della macchina asincrona in funzione dello scorrimento.



Caratteristica meccanica della macchina asincrona

Quando il rotore ruota alla velocità del campo rotante (sincronismo) lo scorrimento risulta nullo, il rotore vede un campo fermo rispetto a se stesso, risultano quindi nulle le f.e.m. indotte e le correnti nelle fasi di rotore: la coppia risulta nulla. Al sincronismo il rotore deve essere mantenuto in moto da una coppia meccanica esterna che è necessaria per vincere gli attriti interni alla macchina. La coppia elettromagnetica risulta positiva, cioè concorde col verso di rotazione del campo, per valori positivi dello scorrimento, negativa altrimenti. Quindi la coppia elettromagnetica ha verso concorde col verso di rotazione del rotore (**funzionamento da motore**) solo per $0 < s < 1$ ($0 < n < n_c$), mentre si oppone al moto in ogni altro caso. Per $s < 0$ (il rotore ruota nel verso di rotazione del campo ma ad una velocità superiore) o $s > 1$ (il rotore ruota nel verso opposto a quello di rotazione del campo) la macchina assorbe potenza meccanica; tale potenza meccanica può essere resa, a meno delle perdite, alla rete di alimentazione di statore sotto forma di potenza elettrica (**funzionamento da generatore**) oppure interamente dissipata all'interno della macchina stessa (**funzionamento da freno**). Per individuare il regime di funzionamento è necessario valutare il segno della potenza elettrica assorbita a statore. Si può dimostrare che la potenza elettrica assorbita a statore risulta negativa (funzionamento da generatore) nell'intervallo di valori $s'' < s < s'$ dove s' è negativo e generalmente molto piccolo ed $s'' \cong -R_{12}/R_1$.^(*)

Equazioni esterne

Le variabili che definiscono univocamente il regime di funzionamento della macchina asincrona, tenendo conto del teorema di equivalenza, sono la pulsazione statorica ω , la velocità di rotazione ω_m (da cui si ricava il valore dello scorrimento s), la tensione statorica \underline{V}_1 , la corrente statorica \underline{I}_1 , la corrente rotorica \underline{I}_2 , ed il flusso principale $\underline{\Phi}$ concatenato con la spira centrale statorica. Il valore di tali variabili può essere determinato risolvendo il sistema costituito dalle tre equazioni interne complesse (7) e dalle equazioni esterne che individuano l'accoppiamento della macchina stessa con l'esterno. Un primo gruppo di equazioni individua l'alimentazione elettrica della macchina; se le fasi statoriche che sono collegate a una rete trifase con tensione concatenata V_{10} e frequenza f_0 assegnate, risulta:

^(*)Il funzionamento da generatore della macchina asincrona presenta però alcuni aspetti che ne limitano l'impiego. Il generatore asincrono non può infatti funzionare in modo indipendente, ma deve essere collegato ad una rete trifase da cui assorbe la potenza reattiva necessaria al suo funzionamento. Il generatore asincrono può quindi erogare alla rete solo potenza attiva. Per questo motivo, nelle centrali elettriche i generatori impiegati non sono di solito macchine asincrone bensì macchine sincrone (alternatori). Tuttavia, grazie alla loro notevole affidabilità, i generatori asincroni trifasi sono utilizzati spesso per fonti di energia con notevoli discontinuità o localizzate in ambienti particolarmente disagiati.

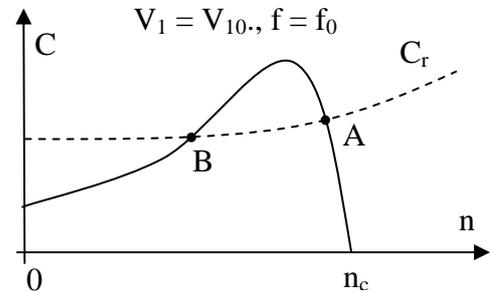
$$V_1 = V_{10} \quad (f = f_0) \quad (10)$$

Inoltre l'equazione del moto del rotore impone a regime l'uguaglianza fra la coppia motrice elettromagnetica C , data dalla equazione (9) e la coppia resistente di origine meccanica C_r applicata all'albero, che è una funzione nota della velocità di rotazione:

$$C = C_r \quad (11)$$

L'impiego più diffuso delle macchine asincrone è come motore: lo statore è alimentato con una terna di tensioni concatenate simmetrica e diretta ed il rotore deve trascinare in rotazione un carico meccanico. Allo spunto (rotore fermo) è presente una coppia di spunto che, se è superiore alla coppia resistente, permette al motore di avviarsi e di portarsi alla velocità di regime n_0 , in cui la coppia elettromagnetica C uguaglia quella resistente C_r (comprensiva degli attriti interni della macchina). La condizione di regime raggiunta è stabile se n_0 è compreso tra il valore corrispondente alla coppia massima e la velocità di sincronismo. Si consideri infatti il funzionamento di regime A (in cui $C = C_r$) in figura. La velocità angolare del rotore (ovvero il numero di giri al minuto $n = 60 \omega_m / 2\pi$) è determinata dall'equazione $J (d\omega_m/dt) = C - C_r$, dove J è il momento di inerzia assiale del rotore.

Se a partire da A si ha, per qualunque ragione, una variazione positiva di ω_m la coppia motrice cala e quella resistente cresce quindi $C - C_r < 0$ ed il rotore tende a rallentare. Viceversa, se a partire da A si ha, per qualunque ragione, una variazione negativa di ω_m la coppia motrice cresce e quella resistente cala quindi $C - C_r > 0$ ed il rotore tende a accelerare per riportarsi in A. Si noti invece che il punto di funzionamento B (anch'esso di equilibrio) è instabile.

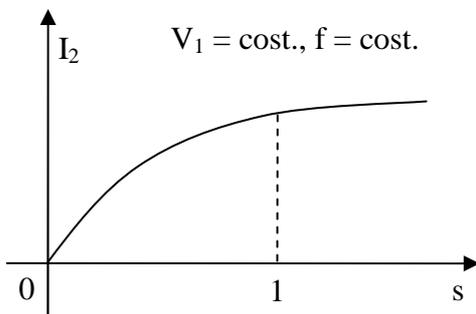


Caratteristica Elettromeccanica

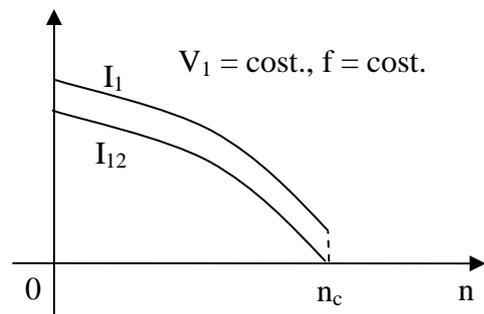
Dalla (6'), ricordando il Teorema di Equivalenza, è possibile esprimere il valore efficace della corrente rotorica I_2 :

$$I_2 = \frac{|s|E_2}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_{d2}^2}} \quad (12)$$

La (12), riportata a statore ed espressa in funzione del numero di giri, rappresenta la caratteristica elettromeccanica di rotore. Analogamente, il valore efficace della corrente statorica I_1 espressa in funzione del numero di giri rappresenta la caratteristica elettromeccanica di statore.



Valore efficace della corrente rotorica in funzione dello scorrimento.

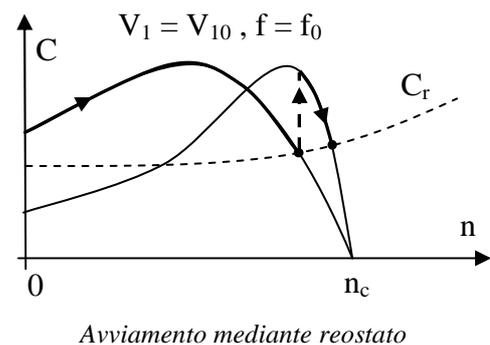
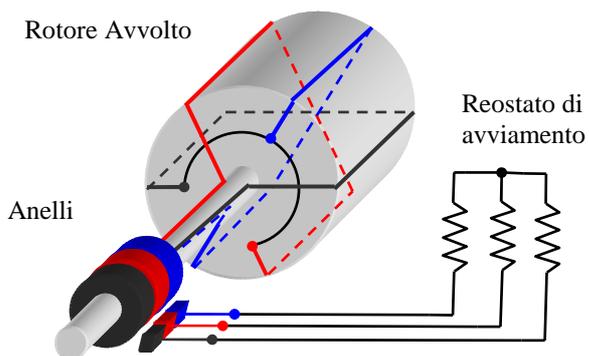


Caratteristiche elettromeccaniche di statore e di rotore della macchina asincrona.

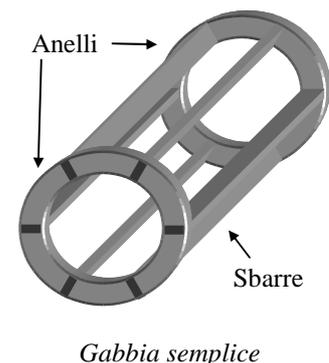
Le caratteristiche elettromeccaniche di statore e di rotore, ricavabili per un assegnato valore della tensione e della frequenza di alimentazione, sono illustrate nella figura a destra. Si nota, dalle caratteristiche meccanica ed elettromeccanica che allo spunto ($s = 1, n = 0$) la coppia è di solito modesta mentre le correnti sono elevate. Infatti, la corrente allo spunto può risultare anche cinque volte mag-

giore della corrente a regime. Sia la coppia che la corrente allo spunto dipendono dalla resistenza rotorica: in particolare, al crescere della resistenza rotorica, la coppia elettromagnetica cresce e la corrente, sia statorica che rotorica, cala.

L'**avviamento** della macchina asincrona è quindi una fase di transitorio elettromeccanico in cui, per raggiungere il regime di funzionamento sia elettrico che meccanico, si deve ottenere una coppia motrice maggiore della coppia resistente e limitare il più possibile le correnti (o la durata del sovraccarico) per evitare di danneggiare la macchina (in particolare i materiali isolanti). Le soluzioni (sia costruttive che procedurali) adottate per l'avviamento di una macchina asincrona dipendono dal tipo di rotore. In particolare nei **motori asincroni con rotore avvolto** (prevalentemente utilizzati nelle macchine di media e di grande potenza), nelle cave di rotore è alloggiato un avvolgimento avente lo stesso passo polare dell'avvolgimento di statore. Gli avvolgimenti di rotore sono collegati a stella con i terminali facenti capo a tre anelli conduttori, isolati sia tra loro che dall'albero sul quale sono calettati. Sugli anelli poggiano delle spazzole (contatti striscianti) mediante le quali le fasi dell'avvolgimento rotorico vengono collegate a tre resistenze esterne variabili che costituiscono il reostato di avviamento. Il suo scopo è quello di limitare le correnti assorbite dal motore durante l'avviamento ed aumentare la coppia di spunto. In figura è illustrata la progressiva variazione della caratteristica meccanica che si realizza durante questo tipo di avviamento. Raggiunto il regime di funzionamento richiesto il reostato viene escluso e sostituito da connessioni di cortocircuito per aumentare il rendimento^(*).



Motori a Gabbia. Sono molto diffusi, in pratica, motori il cui rotore non è avvolto, ma è configurato a “**gabbia di scoiattolo**”: nelle cave rotoriche sono alloggiati delle sbarre (in rame o in alluminio pressofuso) che vengono saldate a due anelli frontali modo da formare una gabbia. Così collegate le sbarre formano tra loro circuiti chiusi che sono percorsi dalle correnti indotte dal campo rotante. Per essi vale con buona approssimazione la normale teoria delle macchine asincrone. L'impiego del rotore a gabbia semplice avviene soprattutto per le basse potenze. Questi motori sono largamente utilizzati in quanto robusti, affidabili ed economici.

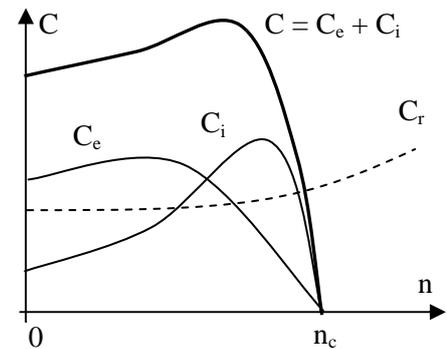


^(*) Un altro modo per ridurre le correnti allo spunto, utilizzabile anche nei motori con rotore a gabbia, consiste nell'avviamento con una tensione di alimentazione ridotta rispetto a quella nominale. L'inconveniente di tale procedura consiste nella contemporanea riduzione della coppia di spunto. Ad esempio, nell'**avviamento a stella/triangolo**, un commutatore stella/triangolo collega, allo spunto, le fasi statoriche a stella. Quando il motore raggiunge circa l'80% dei giri sincroni le collega invece a triangolo (collegamento di lavoro). Con questo artificio si riduce l'intensità delle correnti di spunto di circa 1/3.

Per le potenze medie è molto diffuso il motore a Doppia Gabbia, perché permette di ottenere coppia di spunto elevata e maggiore rendimento nel funzionamento a regime. In questo caso il rotore è provvisto di due gabbie concentriche aventi caratteristiche opposte. La gabbia esterna (o di avviamento), è costituita da barre di piccola sezione aventi una elevata resistenza ed una piccola reattanza di dispersione. La gabbia interna (o di lavoro), è costituita da barre di grande sezione aventi una piccola resistenza ed una elevata reattanza di dispersione. All'avviamento la corrente circola prevalentemente nella gabbia esterna (e). Mano a mano che la macchina accelera e diminuisce la frequenza delle correnti di rotore, diminuisce la reattanza di dispersione e la corrente si sposta progressivamente sulla gabbia interna (i).

Se la macchina non è satura vale il principio di sovrapposizione degli effetti e la coppia elettromagnetica applicata sul rotore è la somma algebrica delle coppie prodotte dalle due gabbie.

Per le potenze elevate si utilizza il rotore a Barre Alte. Il rotore di questo motore, costruttivamente semplice, è provvisto di barre di forma allungata, sistemate in cave alte e strette in cui si determina, dall'avviamento al regime, uno spostamento di corrente, dall'esterno verso l'interno, in modo simile a quello che si verifica nel rotore a doppia gabbia.



Caratteristica meccanica della macchina a doppia gabbia.

Rendimento

Il rendimento η di un motore viene definito come il rapporto fra la potenza meccanica erogata e la potenza elettrica assorbita. Esso può essere espresso come il prodotto di due rendimenti η_r (rendimento rotorico, definito come il rapporto fra la potenza meccanica erogata e la potenza elettrica assorbita dal rotore) ed η_s (rendimento statorico, definito come il rapporto fra la potenza elettrica erogata dallo statore al rotore e la potenza elettrica assorbita):

$$\eta = \eta_s \eta_r$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \eta_s = \frac{R_{12} I_{12}^2 + R_{12} \frac{1-s}{s} I_{12}^2}{R_1 I_1^2 + R_0 I_a^2 + R_{12} I_{12}^2 + R_{12} \frac{1-s}{s} I_{12}^2} \\ \eta_r = \frac{R_{12} \frac{1-s}{s} I_{12}^2}{R_{12} I_{12}^2 + R_{12} \frac{1-s}{s} I_{12}^2} = 1-s \end{array} \right.$$

Dall'espressione del rendimento rotorico si vede come sia necessario, al fine di realizzare rendimenti elevati, che il regime di funzionamento della macchina sia caratterizzato da un valore dello scorrimento piccolo (valori tipici sono dell'ordine del 1 ÷ 4 %), cosa peraltro facilmente realizzabile dato l'elevata pendenza della caratteristica meccanica in prossimità della velocità di sincronismo.

5. REGOLAZIONE DELLA VELOCITÀ

Per variare la velocità di regime è necessario variare la caratteristica meccanica del motore. La relazione $\omega_m = (2\pi f/p)(1-s)$ suggerisce come sia possibile ottenere la regolazione della velocità del motore agendo sul numero di coppie polari, sullo scorrimento o sulla frequenza di alimentazione:

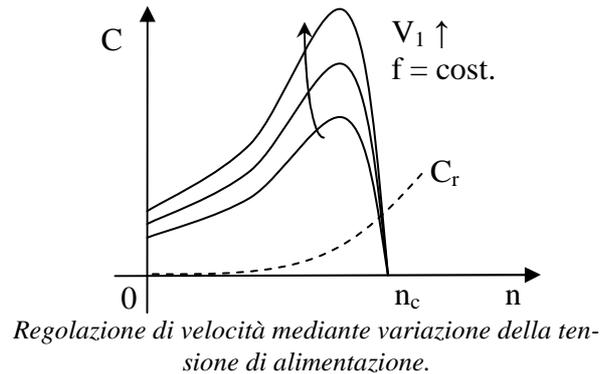
Variazione del numero di coppie polari. Nelle macchine con rotore a gabbia, è possibile, tramite opportuni commutatori, variare il numero di coppie polari dell'avvolgimento statorico (e conseguentemente dell'avvolgimento rotorico, in quanto il rotore a gabbia assume spontaneamente un passo polare pari a quello del campo induttore). Generalmente si utilizzano motori con l'avvolgimento statorico eseguito in modo da realizzare, a seconda dei collegamenti sulla morsettie-

ra, 2 o più coppie polari. Questo schema permette di ottenere un motore asincrono a due o più velocità discrete.

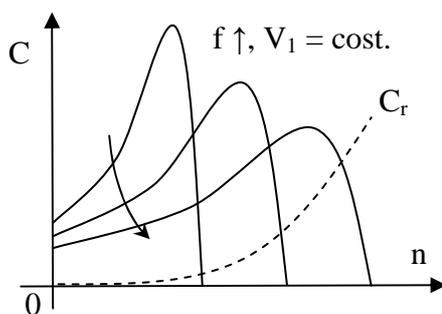
Variatione dello scorrimento. È possibile variare lo scorrimento variando le caratteristiche del circuito rotorico oppure variando il valore efficace della tensione di alimentazione.

- Variatione della resistenza rotorica. Se il rotore è avvolto, è possibile variare tramite il reostato di avviamento, la resistenza di ciascuna fase dell'avvolgimento rotorico. La velocità varia in un campo piuttosto piccolo ed il rendimento peggiora.
- Iniezione di tensioni impresse nelle fasi di rotore. Se il rotore è avvolto, la velocità può essere controllata inserendo in ciascuna fase di rotore una tensione impressa alla frequenza di rotore, regolabile in valore efficace e fase tramite un convertitore AC/AC collegato alla rete trifase^(*).

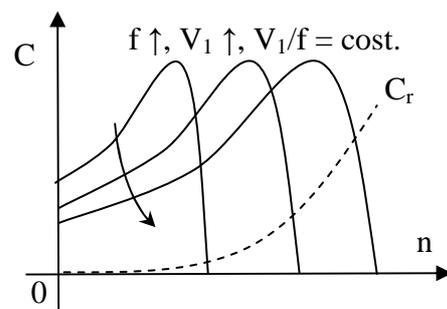
Variatione della tensione di alimentazione. Variando il valore efficace della tensione di alimentazione si ottiene una regolazione della velocità come mostrato in figura. La variazione del valore efficace della tensione di alimentazione può essere ottenuta alimentando lo statore con un trasformatore con rapporto di trasformazione variabile oppure mediante un convertitore AC/AC. La variazione di velocità che si ottiene è in ogni caso molto contenuta.



Variatione della frequenza di alimentazione. È possibile alimentare gli avvolgimenti statorici con un sistema di tensioni concatenate aventi frequenza e valore efficace regolabili, inserendo tra la rete e lo statore un convertitore AC/AC. Variando la frequenza, e mantenendo inalterato il valore efficace della tensione di alimentazione, è possibile ottenere ampie variazioni della velocità, a scapito però della coppia massima. A tale inconveniente si può ovviare, variando contemporaneamente anche il valore efficace della tensione di alimentazione (fino alla tensione nominale), in modo da mantenere costante la coppia massima (controllo V/f costante)^(**).



Regolazione di velocità mediante variazione della frequenza di alimentazione.



Regolazione di velocità mediante controllo V/f costante.

6. MOTORE ASINCRONO MONOFASE

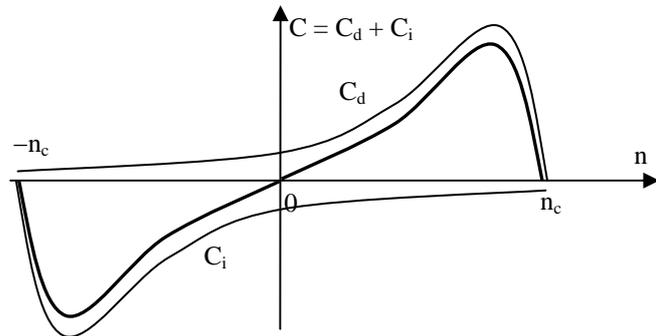
L'avvolgimento di statore di un motore asincrono monofase è costituito da una sola fase; il rotore è generalmente a gabbia. La corrente alternata con pulsazione ω circolante nell'avvolgimento di statore, produce al traferro un campo alternato che può essere scomposto nella somma di due campi ro-

^(*)Grazie all'ampio intervallo di velocità e all'elevato rendimento ottenibili, l'asincrono a doppia alimentazione (Doubly Fed) è impiegato spesso come generatore per le fonti di energia con notevoli discontinuità, come quelle eoliche.

^(**) Dato che $\omega = 2\pi f$, $X_{d2} = \omega L_{d2}$, $E_2 = E_1(k_{a2}N_2/k_{a1}N_1) \cong V_1(k_{a2}N_2/k_{a1}N_1)$, la coppia massima $C_{max} = (3p/\omega) E_2^2/2X_{d2}$ è circa proporzionale a $(V_1/f)^2$.

tanti, il campo diretto H_d ed il campo inverso H_i , entrambi in moto con una velocità angolare $\omega_c = \omega/p$, ma in versi opposti. Ciascuno dei due campi, se fosse l'unico presente al traferro, indurrebbe delle correnti nel rotore e quindi produrrebbe una coppia (C_d e C_i).

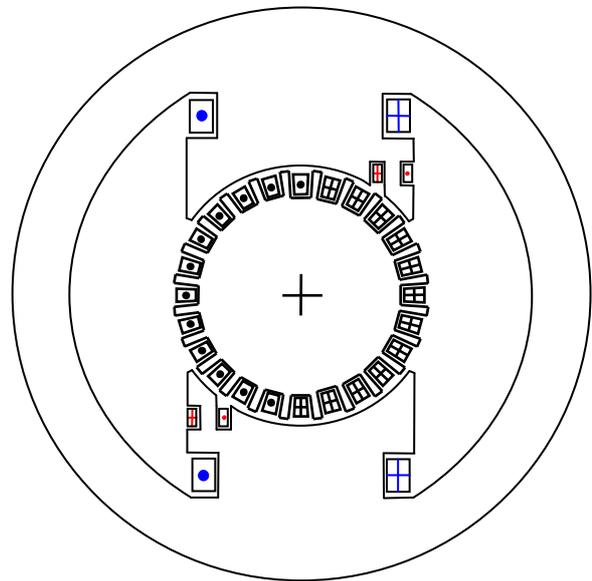
Se la macchina non è saturata vale il principio di sovrapposizione degli effetti e la coppia elettromagnetica applicata sul rotore è la somma algebrica delle due coppie prodotte dai due campi controrotanti. La caratteristica meccanica del motore asincrono monofase, unitamente alle caratteristiche meccaniche dovute ai campi diretto ed inverso è riportata nella figura.



Caratteristica meccanica del motore asincrono monofase.

Quando il rotore è fermo, la coppia diretta e la coppia inversa risultano uguali ma agiscono in direzioni opposte: la coppia di spunto risultante risulta nulla e perciò il motore non si avvia. Una volta in rotazione, in un verso qualunque, la coppia dovuta al campo rotante con verso concorde con quello del moto prevale su l'altra ed il motore è in grado di mantenersi in rotazione. Il motore asincrono monofase necessita perciò di un sistema di avviamento.

- Nei motori con avviamento a resistenza o capacità, nelle cave di statore è alloggiato anche un avvolgimento ausiliario in serie ad una resistenza o una capacità, alimentato in parallelo all'avvolgimento principale. La corrente circolante nell'avvolgimento ausiliario genera un campo che rafforza uno dei due campi rotanti e indebolisce l'altro^(*). Si ottiene quindi una coppia di spunto non nulla. L'avvolgimento ausiliario può essere escluso nel funzionamento a regime mediante un interruttore centrifugo (che si apre quando il numero di giri supera un valore fissato).
- Nel motore con poli schermati (mostrato in figura) vengono ricavati degli incavi nelle espansioni polari in cui vengono alloggiati delle bobine di schermatura, costituite da spire di rame cortocircuitate. La corrente indotta nelle bobine di schermatura fa sì che il flusso nella porzione di polo abbracciata dalla spira sia in ritardo rispetto al flusso che interessa la rimanente parte del polo. La dissimmetria causa una coppia di spunto del motore diversa da zero, anche se di piccolo valore.



^(*) Nel caso ideale in cui l'avvolgimento ausiliario è spostato della metà di un semipasso polare τ rispetto al principale e la corrente nell'ausiliario è uguale in modulo e in quadratura ritardo rispetto a quella nel principale, il campo magnetico al traferro è $H(x, t) = H_M \cos(\omega t) \cos(\pi x/\tau) + H_M \cos(\omega t - \pi/2) \cos(\pi x/\tau - \pi/2) = H_M \cos(\pi x/\tau - \omega t)$, quindi si ottiene un campo rotante diretto.