

Sommario

6.	AZIONAMENTI AC BRUSHLESS.....	2
6.1	INTRODUZIONE	2
6.2	CARATTERISTICHE GENERALI DELL'AZIONAMENTO.....	2
6.3	MODELLO DELLA MACCHINA SINCRONA: RICHIAMI.....	3
6.4	IL CONTROLLO VETTORIALE.....	7
6.5	CAMPO DI OPERATIVITÀ	8
6.6	CAMPO DI OPERATIVITÀ DI UN AC BRUSHLESS: $\omega > \omega_b$	12
6.7	SCHEMA DI CONTROLLO	19
6.8	PROGETTO DEI REGOLATORI DI CORRENTE	22
6.9	PROGETTO DEL REGOLATORE DI VELOCITÀ	22
6.10	MACCHINA SINCRONA A RILUTTANZA (SYRM).....	23

6. Azionamenti AC brushless

6.1 Introduzione

Con l'espressione Azionamenti AC Brushless (letteralmente "senza spazzole") si usa indicare quegli azionamenti che utilizzano un motore sincrono a magneti permanenti: in tali macchine il campo magnetico di eccitazione è fornito da magneti permanenti.

Il campo di applicazione di questi azionamenti risulta soprattutto limitato alle piccole potenze (tipicamente inferiori a 50 kW) per le limitazioni imposte dal motore in quanto con i materiali magnetici attualmente a disposizione la realizzazione di macchine di grossa taglia richiede l'uso di magneti di dimensioni, e costo, assai elevati. Si tratta tuttavia di un campo importante ed in notevole crescita comprendente macchine utensili a controllo numerico, automatismi industriali, robotica, trazione leggera e pesante, generazione eolica. A causa inoltre della virtuale assenza di perdite rotoriche questi motori non necessitano di ventilazione forzata e sono quindi indicati per applicazioni di tipo aerospaziale o in ambienti contaminati.

Lo schema di base di un azionamento brushless (vedi Figura 6-1) consiste di un motore sincrono a magneti permanenti, un convertitore statico (in questo caso un convertitore bistadio costituito da un ponte raddrizzatore a diodi o a IGBT/MOSFET e da un inverter) un sensore di posizione ed un dispositivo di controllo che opera basandosi sulle informazioni fornite dal sensore.

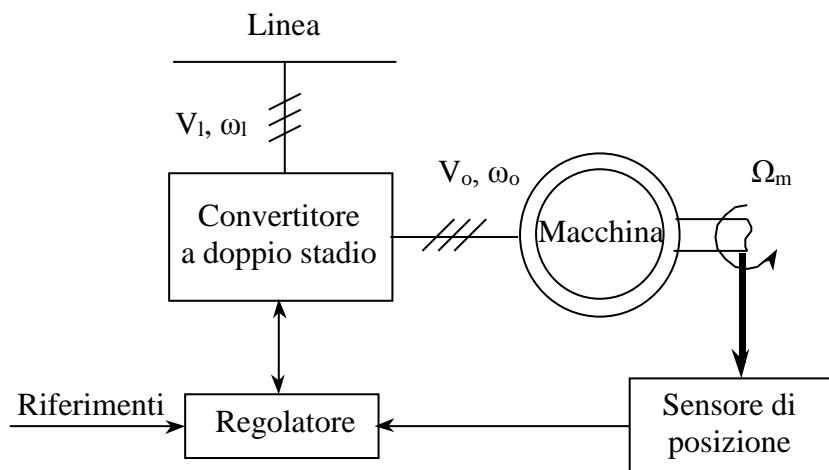


Figura 6-1: Schema di un azionamento brushless

Le successive considerazioni si applicano ad azionamenti per assi di macchine utensili di piccola e media potenza (2-10kW).

6.2 Caratteristiche generali dell'azionamento

Nel campo degli azionamenti per macchine utensili una distinzione che viene solitamente introdotta è quella tra "assi" e "mandrini" indicando con i primi quegli azionamenti destinati esclusivamente ai moti di avanzamento, con i secondi quelli responsabili dei moti di lavoro dell'utensile o del pezzo a seconda del tipo di macchina.

Si passa quindi ad analizzare brevemente i requisiti di un azionamento asse: il suo compito è essenzialmente quello di portare in rotazione un albero ad una determinata velocità, imposta da un opportuno riferimento, indipendentemente, entro determinati limiti, dalla coppia resistente e quindi dalla coppia motrice erogata dal motore; questo compito deve poter essere svolto rispettando alcuni importanti requisiti:

- totale bidirezionalità dell'azionamento con zona morta praticamente nulla intorno allo zero di velocità, sia in condizioni statiche che dinamiche;
- il rapporto tra velocità massima e minima regolabile deve essere indicativamente maggiore di 10 con coppia nominale e, passando da vuoto a carico nominale, la velocità non deve diminuire più di 1/10 della velocità massima.

Tali caratteristiche possono essere riassunte dicendo che l'azionamento deve possedere una elevata rigidità statica, intendendo per rigidità statica il rapporto tra coppia esterna applicata e variazione di velocità da essa prodotta.

Altro elemento fondamentale di giudizio tecnico è la banda passante dell'anello di velocità: per un asse di elevate prestazioni è richiesto che la banda passante in fase non sia inferiore ai 40 Hz (cioè la frequenza alla quale lo sfasamento supera i 45° , sia superiore ai 40 Hz) mentre in ampiezza (frequenza in corrispondenza della quale si ha un'attenuazione di 3 dB) non sia inferiore ai 70 Hz. Tali caratteristiche, valide nel funzionamento attorno allo zero di velocità, devono mantenersi entro un margine del 20% rispetto a quanto definito sopra anche in condizioni di lavoro con "carico inerziale" (inteso convenzionalmente come un carico pari alla metà dell'inerzia del motore) o con un "carico di coppia nominale" (convenzionalmente definito come una coppia pari alla metà di quella nominale). L'ampiezza della banda passante dell'anello di velocità può dunque essere assunta come indice della rigidità dinamica dell'azionamento.

Infine l'accelerazione fornita dal motore in presenza di un carico inerziale o di coppia definiti come sopra deve essere elevata, indicativamente dell'ordine dei 100 rad/s^2 ; per contro le velocità massime richieste non sono in genere molto elevate, aggirandosi attorno ai 200 rad/s .

Lo scopo di questi requisiti, peraltro strettamente correlati fra loro, è quello di poter ottenere, con l'ausilio di catene cinematiche rigide, un controllo di posizione particolarmente accurato al fine di raggiungere elevati gradi di finitura del pezzo in lavorazione.

6.3 Modello della macchina sincrona: richiami

Nel seguito, parlando di macchina sincrona, si farà sempre riferimento al modello matematico che viene qui brevemente richiamato. Tale modello ha implicite alcune semplificazioni riguardo alla natura costruttiva della macchina, ma risulta essere sufficientemente adeguato ai fini del suo controllo.

Si consideri la macchina rappresentata schematicamente in Figura 6-2.

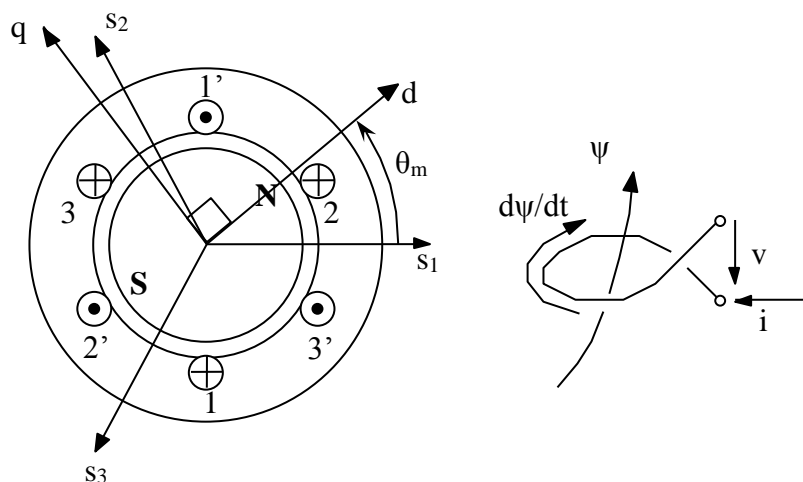


Figura 6-2: Rappresentazione schematica del motore brushless

E' costituita da uno statore cilindrico nel quale è disposto un avvolgimento trifase simmetrico tale da generare una distribuzione di forza magnetomotrice al traferro sinusoidale, ed un rotore dotato di magneti permanenti (per gli avvolgimenti valgono le convenzioni di Figura 6-2) e privo di gabbie smorzatrici. Si ammette ancora che lo statore ed il rotore siano costituiti da materiale completamente laminato e di permeabilità infinita. Si trascurano la saturazione, l'isteresi del ferro e le anisotropie della macchina dovute alle cave.

Esistono principalmente due soluzioni per il rotore: con magneti permanenti incollati sulla superficie (SMPM Surface Mounted Permanent Magnet, Figura 6-3) e con magneti annegati (IPM Interior Permanent Magnet, Figura 6-4).

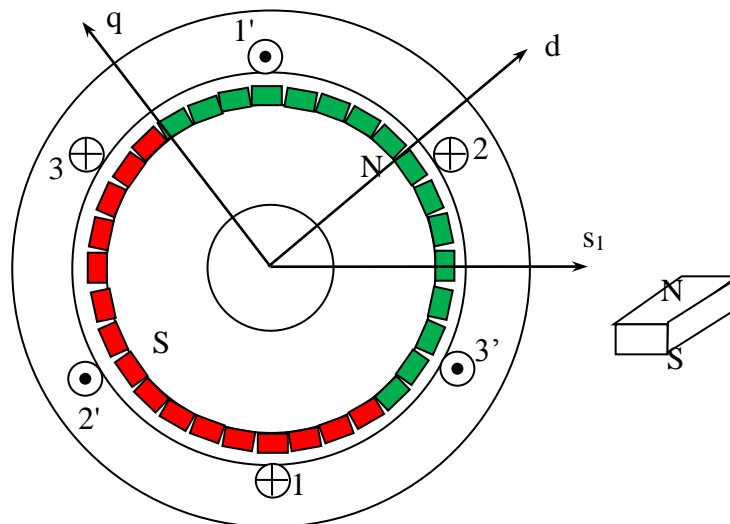


Figura 6-3: Esempio di macchina sincrona SMPM a 2 poli (i magneti verdi hanno il Nord verso l'esterno mentre il Sud verso il rotore; i rossi viceversa)

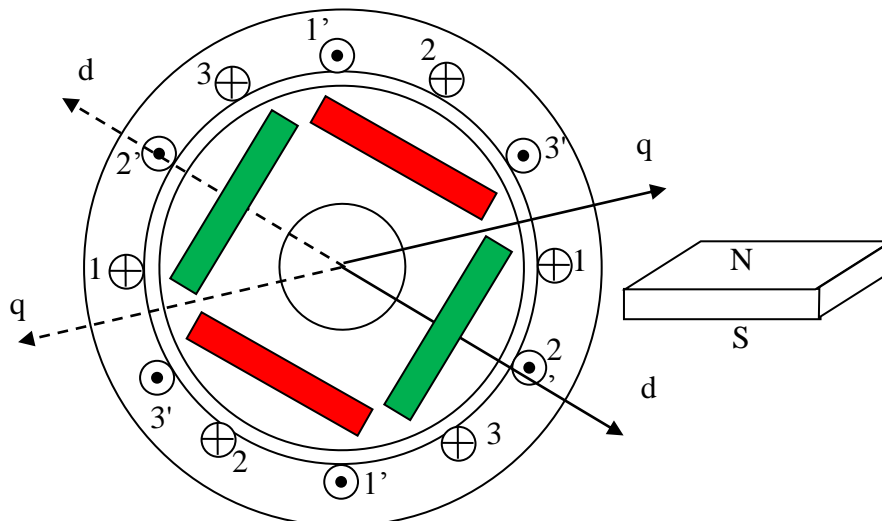


Figura 6-4: Esempio di macchina sincrona IPM a 4 poli (i magneti verdi hanno il Nord verso l'esterno mentre il Sud verso l'interno; i rossi viceversa)

Nel primo caso la macchina può essere considerata isotropa (le auto e le mutue induttanze non dipendono dalla posizione angolare); nel secondo caso la macchina è anisotropa.

Partendo dalle equazioni relative agli avvolgimenti di statore e di rotore e dai legami flussi-correnti (per i quali, date le ipotesi fatte, vale la sovrapposizione delle cause e degli effetti)

$$v_{s1} = R_s i_{s1} + p \psi_{s1}$$

$$v_{s2} = R_s i_{s2} + p \psi_{s2}$$

$$v_{s3} = R_s i_{s3} + p \psi_{s3}$$

$$\psi_{s1} = L_{ss}(\theta_m) i_{s1} + M_{ss}(\theta_m) i_{s2} + M_{ss}(\theta_m - \frac{2}{3}\pi) i_{s3} + \psi_{pm}(\theta_m)$$

$$\psi_{s2} = L_{ss}(\theta_m - \frac{2}{3}\pi) i_{s2} + M_{ss}(\theta_m) i_{s1} + M_{ss}(\theta_m + \frac{2}{3}\pi) i_{s3} + \psi_{pm}(\theta_m - \frac{2}{3}\pi)$$

$$\psi_{s3} = L_{ss}(\theta_m - \frac{4}{3}\pi) i_{s3} + M_{ss}(\theta_m - \frac{2}{3}\pi) i_{s1} + M_{ss}(\theta_m + \frac{2}{3}\pi) i_{s2} + \psi_{pm}(\theta_m - \frac{4}{3}\pi)$$

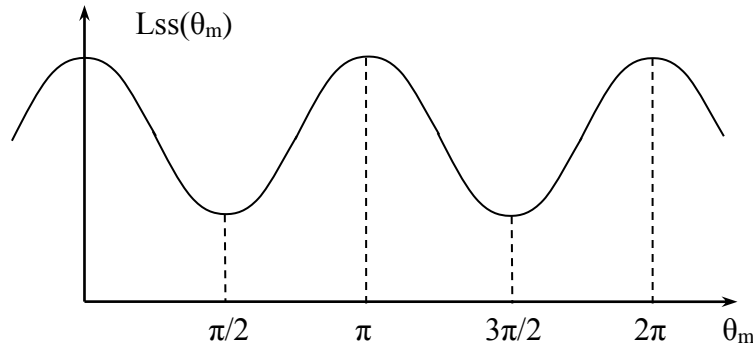


Figura 6-5: Andamento dell'autoinduttanza del primo avvolgimento

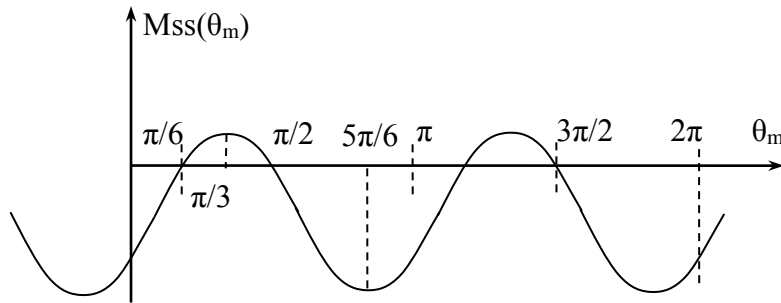


Figura 6-6: Andamento della mutua induttanza tra il primo ed il secondo avvolgimento

Si consideri ora, per semplicità, una macchina isotropa (il caso di macchina anisotropa verrà ripreso dopo la trasformazione). Ricordando che la somma delle tre correnti di fase è nulla per effetto del collegamento (a centro stella isolato o a triangolo), si ha

$$\psi_{s1} = L_s i_{s1} + \psi_{pm}(\theta_m)$$

$$\psi_{s2} = L_s i_{s2} + \psi_{pm}(\theta_m - \frac{2}{3}\pi)$$

$$\psi_{s3} = L_s i_{s3} + \psi_{pm}(\theta_m - \frac{4}{3}\pi)$$

con $L_s = L_{ss} - M_{ss}$ (induttanza sincrona).

La macchina sincrona a magneti permanenti AC brushless è caratterizzata da un flusso concatenato con gli avvolgimenti di statore, dovuto ai magneti permanenti, con andamento sinusoidale (per effetto di una opportuna distribuzione degli avvolgimenti nelle cave di statore e/o per una sagomatura dei magneti stessi).

$$\psi_{pm}(\theta_m) = \widehat{\psi}_{pm} \cos(\theta_m)$$

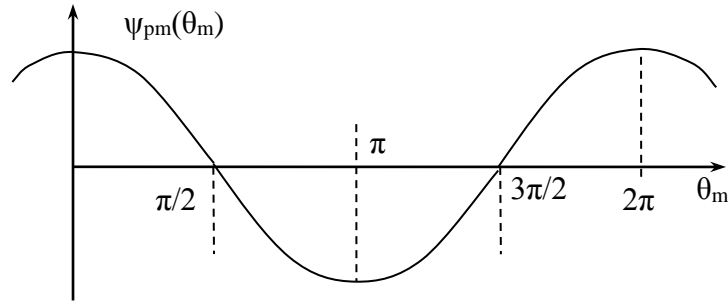


Figura 6-7: Andamento del flusso concatenato con gli avvolgimenti di statore dovuto a MP

Applicando, ora, la procedura per la definizione dei fasori spaziali in un sistema di riferimento solidale con lo statore (asse α solidale con l'asse magnetico del primo avvolgimento), si ottengono le seguenti relazioni:

$$\begin{aligned}\bar{v}_s^{\alpha\beta} &= R_s \bar{i}_s^{\alpha\beta} + p \bar{\psi}_s^{\alpha\beta} \\ \bar{\psi}_s^{\alpha\beta} &= L_s \bar{i}_s^{\alpha\beta} + \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{\psi}_{pm} e^{j\theta_m}\end{aligned}$$

Tale procedimento ha trasformato la macchina a tre avvolgimenti in una macchina bifase, dotata di due avvolgimenti, solidali con lo statore e ortogonali tra di loro.

Definito ψ_{pm} come

$$\psi_{pm} = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{\psi}_{pm}$$

e passando ad un sistema di riferimento solidale con il flusso dei magneti permanenti (asse "d" solidale con il Nord dei magneti permanenti), si ottengono le seguenti relazioni ($\bar{F}^{\alpha\beta} = \bar{F}^{dq} e^{j\theta_m}$)

$$\begin{aligned}\bar{v}_s &= R_s \bar{i}_s + p \bar{\psi}_s + j \dot{\theta}_m \bar{\psi}_s \\ \psi_{sd} &= L_s i_{sd} + \psi_{pm} \\ \psi_{sq} &= L_s i_{sq}\end{aligned}$$

dove $\bar{v}_s = v_d + jv_q$ con v_d e v_q sono le proiezioni sugli assi d e q (solidali col rotore) del fasore spaziale tensione.

Tale procedimento ha trasformato la macchina bifase, dotata di due avvolgimenti, solidali con lo statore e ortogonali tra di loro, in una macchina bifase a collettore, con due avvolgimenti uniformemente distribuiti, ortogonali tra di loro, i cui assi magnetici (strettamente legati alla posizione delle spazzole) si muovono solidali con gli assi d e q .

Nel caso anisotropo, l'avvolgimento trasformato sd , con asse magnetici nella direzione d , sarà percorso dalla corrente i_{sd} e sosterrà il flusso ψ_{sd} attraverso una auto induttanza L_d che risulterà, ora, costante (non più funzione dell'angolo meccanico) e diversa dall'autoinduttanza L_q dell'avvolgimento sq .

$$\begin{aligned}\bar{v}_s &= R_s \bar{i}_s + p \bar{\psi}_s + j \dot{\theta}_m \bar{\psi}_s \\ \psi_{sd} &= L_d i_{sd} + \psi_{pm} \\ \psi_{sq} &= L_q i_{sq}\end{aligned}$$

Nel caso di Figura 6-4, poiché il magnete permanente, applicando il principio di sovrapposizione cause ed effetti e considerando solo l'effetto delle correnti, ha un comportamento simile all'aria, il flusso lungo l'asse diretto ψ_{sd} deve attraversare più aria di quello sull'asse in quadratura: in questo caso risulta $L_d < L_q$.

Se si effettua il bilancio energetico, si ottiene:

$$\text{Re}(\bar{v}_s \underline{i}_s) = R_s \underline{i}_s^2 + \text{Re}(\underline{i}_s p \bar{\psi}_s) + \text{Re}(j \dot{\theta}_m \bar{\psi}_s \underline{i}_s)$$

Il termine a sinistra rappresenta la totale potenza attiva entrante nel sistema, mentre il primo termine a destra sono le perdite per effetto Joule. Il secondo termine a destra è la variazione dell'energia interna del sistema (magnetica, immagazzinata nelle induttanze L_d e L_q : $i_{sd} p \psi_{sd}$ e $i_{sq} p \psi_{sq}$), mentre l'ultimo termine è la potenza meccanica.

$$\begin{aligned} P_m &= \text{Re}(j \dot{\theta}_m \bar{\psi}_s \underline{i}_s) = -\dot{\theta}_m \text{Im}(\bar{\psi}_s \underline{i}_s) = -\dot{\theta}_m \text{Im}[(L_d i_{sd} + \psi_{pm} + j L_q i_{sq})(i_{sd} - j i_{sq})] = \\ &= \dot{\theta}_m [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \psi_{pm} i_{sq}] \end{aligned}$$

L'espressione della coppia è, quindi:

$$T_e = \frac{P_m}{\Omega_m} = \frac{P_m}{\Omega_m / n_p} = n_p [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \psi_{pm} i_{sq}]$$

Il primo contributo si chiama "coppia di anisotropia" (nullo se la macchina è isotropa) mentre il secondo "coppia di eccitazione".

Da ultimo occorre introdurre le equazioni dinamiche relative al sistema meccanico; una forma semplificata potrebbe essere:

$$p \dot{\theta}_m = \frac{n_p}{J} (T_e - T_r)$$

6.4 Il controllo vettoriale

Il controllo vettoriale della macchina sincrona si basa su una opportuna scelta degli assi d e q di riferimento utilizzati dal regolatore dell'alimentatore in modo tale che una componente della corrente statorica agisca esclusivamente sul flusso, mentre l'altra sulla coppia al traferro. In questo modo il motore sincrono viene regolato come una macchina in c.c. in cui si agisce separatamente sulla corrente di eccitazione (flusso) e su quella di indotto (coppia).

Per illustrare la modalità di controllo vettoriale del motore sincrono, si riprenda il modello della macchina precedentemente richiamato:

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + p \bar{\psi}_s + j \dot{\theta}_m \bar{\psi}_s$$

$$\psi_{sd} = L_d i_{sd} + \psi_{pm}$$

$$\psi_{sq} = L_q i_{sq}$$

$$p \dot{\theta}_m = \frac{n_p}{J} (T_e - T_r)$$

$$T_e = n_p \text{Im}(\bar{i}_s \underline{\psi}_s) = n_p [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \psi_{pm} i_{sq}]$$

Sostituendo ai flussi di statore la loro dipendenza dalla corrente di statore e dal flusso dei magneti permanenti (con l'ipotesi che i parametri di macchina siano tempo invarianti) si ha:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_d p i_{sd} - \dot{\theta}_m L_q i_{sq}$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_q p i_{sq} + \dot{\theta}_m \psi_{pm} + \dot{\theta}_m L_d i_{sd}$$

ed infine:

$$T_e = n_p [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \psi_{pm} i_{sq}]$$

6.5 Campo di operatività

Analizzando l'espressione della coppia si osserva come l'anisotropia del rotore rappresentata dalla differenza ($L_d - L_q$) produce una coppia di anisotropia; nel seguito, salvo indicazione contraria, si prenderà in considerazione il solo caso di macchina sincrona isotropa, cioè tale che risulti $L_d = L_q = L_s$.

In questo caso risulta:

$$T_e = n_p \psi_{pm} i_{sq}$$

Dall'ultima espressione si evidenzia come, ai fini della formazione di coppia, solo la componente in quadratura della corrente storica risulti efficace, mentre quella diretta non fornisca alcun contributo. Al fine dunque di limitare al minimo il vettore corrente (e quindi minimizzare le perdite per effetto Joule) è opportuno operare sul regolatore dell'alimentatore in modo tale che risulti, in ogni istante:

$$i_{sd} = 0$$

Dal punto di vista della regolazione della coppia, dunque, il comportamento del motore sincrono con controllo vettoriale risulta analogo a quello di un motore a corrente continua: in tale analogia la componente in quadratura della corrente storica assume il ruolo della corrente di armatura. Diversamente da un motore in c.c. invece, nelle condizioni di i_{sd} nulla, non è possibile agire sull'eccitazione (deflussaggio) in quanto quest'ultima viene fornita dai magneti permanenti.

Naturalmente, nel caso in oggetto, i_{sd} e i_{sq} non sono correnti circolanti in avvolgimenti fisicamente distinti, ma sono le componenti, secondo gli assi "d" e "q" solidali con il rotore, di un unico sistema di correnti trifasi: il passaggio dall'uno all'altro sistema si ottiene mediante le formule dei fasori spaziali.

Si comprende dunque ora l'importanza della funzione svolta dal sensore di posizione che compare in Figura 6-1, in quanto è proprio tale dispositivo che fornisce al regolatore la posizione angolare istantanea del rotore (e quindi del flusso dei magneti permanenti), necessaria per poter operare la trasformazione indicata.

Nel caso di funzionamento a regime e con macchina alimentata da una terna simmetrica diretta di tensioni a pulsazione ω , la velocità meccanica $\dot{\theta}_m$ (anche indicata con ω_m) coincide con la pulsazione ω . Nel sistema di riferimento (solidale con il rotore), quindi, il fasore tensione risulta fermo e costante: di conseguenza tutte le grandezze elettriche sono costanti e risulta essere (i_{sd} è stata posta a 0 e le derivate nulle):

$$\dot{\theta}_m = \omega_m = \omega$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_m \psi_{pm} = R_s i_{sq} + E$$

$$v_{sd} = -\omega_m L_s i_{sq}$$

Si può così tracciare il seguente diagramma vettoriale:

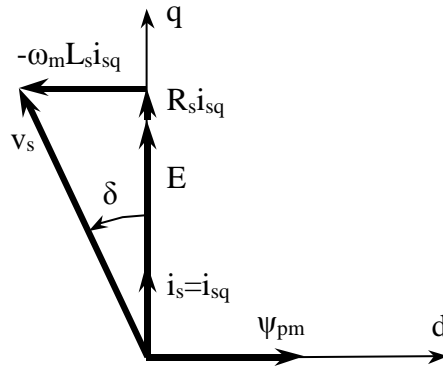


Figura 6-8: Diagramma vettoriale del motore brushless a regime

Nel caso in cui la caduta resistiva sia trascurabile rispetto a E , si nota che, al variare della pulsazione (velocità meccanica), l'angolo δ rimane costante (entrambi i cateti sono proporzionali alla velocità meccanica) e che l'ampiezza del vettore tensione cresce proporzionalmente alla pulsazione stessa (velocità meccanica). La velocità per cui il vettore tensione raggiunge il valore massimo fornibile dall'alimentatore (compatibilmente con il grado di isolamento degli avvolgimenti di statore) si chiama velocità base ω_b . Tale limite, nel caso di alimentazione da inverter trifase, è rappresentabile da una circonferenza il cui raggio è leggermente minore (occorre mantenere un margine di tensione per il controllo dinamico della corrente) al raggio del cerchio inscritto nell'esagono del campo di operatività dell'inverter stesso.

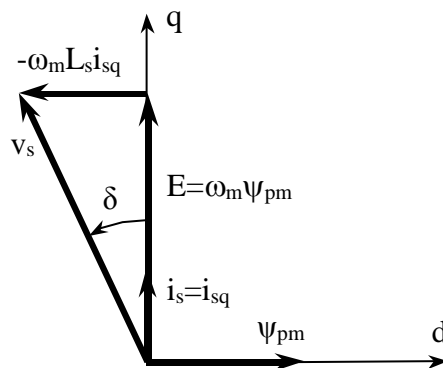


Figura 6-9: Diagramma vettoriale del motore brushless a regime (trascurando la caduta resistiva)

Si supponga ora di alimentare il motore in modo tale da produrre una componente di corrente sull'asse diretto negativa; in tal caso $i_{sd} < 0$ (non più $i_{sd} = 0$); dunque, a regime, valgono le seguenti relazioni:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_m L_s i_{sq}$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_m L_s i_{sd} + E$$

Da cui si deduce il seguente diagramma (si considerino ancora trascurabili le cadute resistive):

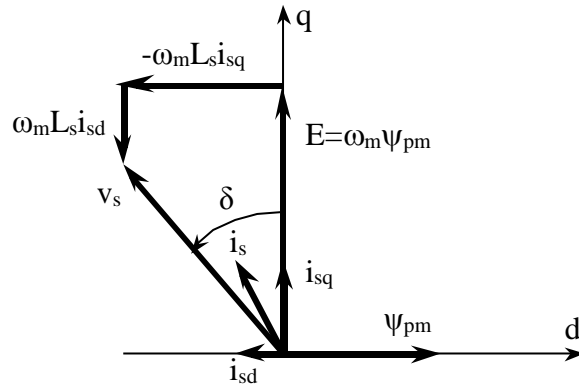


Figura 6-10: Diagramma vettoriale del motore brushless in presenza di corrente i_{sd} negativa

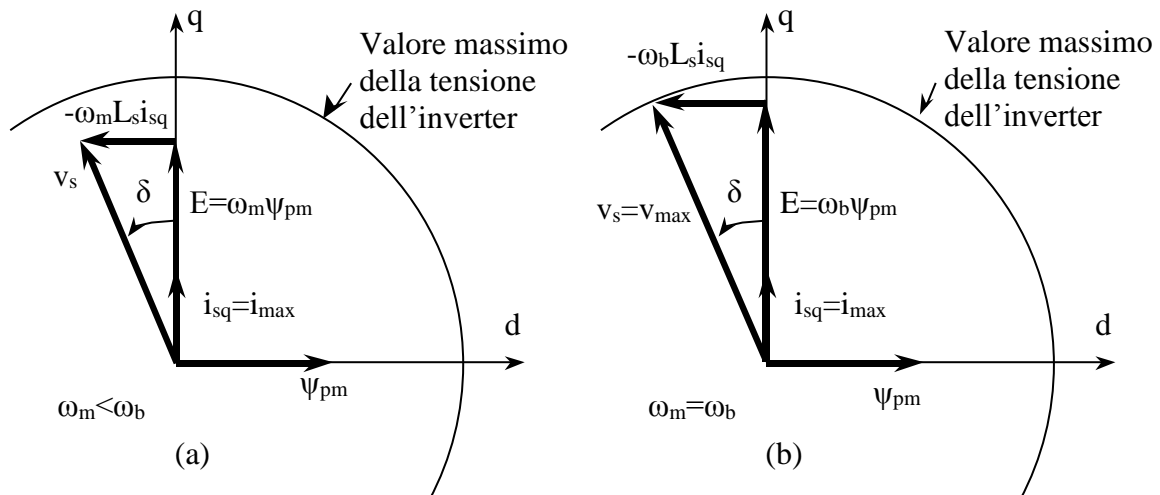
Dalla costruzione si evidenzia come, a pari componente i_{sq} (e quindi coppia), l'aggiunta di una componente i_{sd} negativa ha portato ad una riduzione del vettore tensione di alimentazione, ma ad un aumento del vettore corrente. Il dover mantenere la corrente di statore entro un valore massimo prestabilito, imposto dal dimensionamento termico dei componenti dell'alimentatore, comporta dunque la necessità di ridurre la i_{sq} (dunque la coppia) all'aumentare di i_{sd} .

Queste osservazioni suggeriscono allora di operare come segue:

- per velocità inferiori alla velocità base (ω_b) conviene mantenere $i_{sd}=0$ e la componente i_{sq} limitata al valore massimo consentito dai problemi termici (i_{max}) in modo da lavorare in un tratto a coppia costante e pari alla massima possibile (Figura 6-11 (a)); all'aumentare della frequenza di alimentazione, dunque della velocità, aumenta la E e dunque la tensione di alimentazione necessaria che l'alimentatore è tenuto a fornire. Giunti alla velocità base la tensione di alimentazione è pari alla massima tensione fornibile dall'alimentatore a parte un determinato margine necessario alla regolazione della corrente (Figura 6-11 (b));
- per velocità superiori alla nominale non si può più mantenere $i_{sq} = i_{max}$ perché l'ulteriore aumento della E richiederebbe una tensione di alimentazione superiore a quella fornita dall'alimentatore che è già la massima disponibile: in tale regione dunque occorre ridurre la i_{sq} per lasciare spazio ad una i_{sd} negativa in modo che risulti sempre:

$$i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \leq i_{max}$$

Così facendo si può mantenere $v_s = v_{max}$ e $i_s \leq i_{max}$, ma con una i_{sq} (e quindi una coppia) minore che nel caso in cui sia $i_{sd} = 0$.



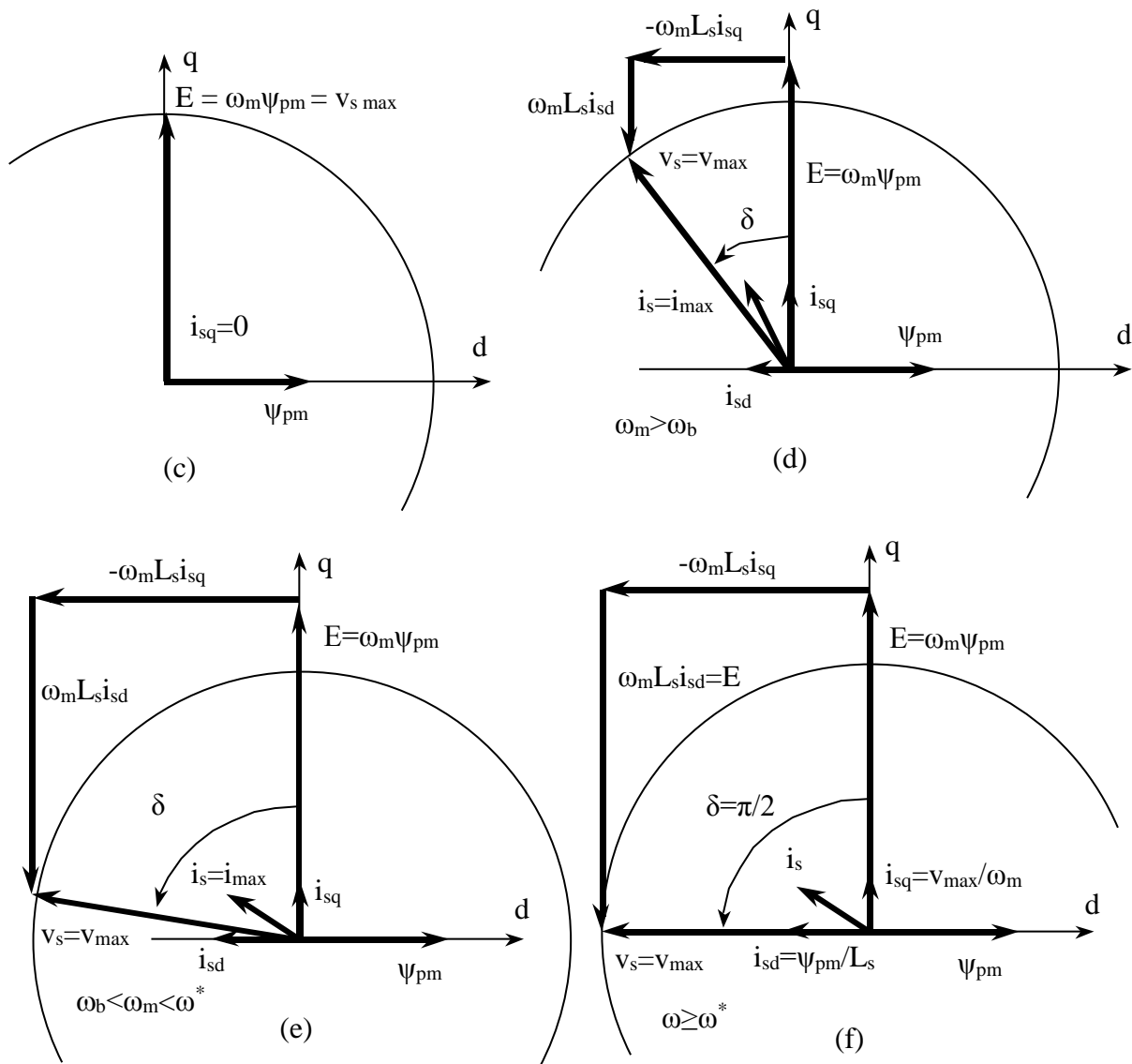


Figura 6-11: Diagrammi vettoriali che illustrano il ruolo delle correnti dirette i_{sd}

Si vede infatti (Figura 6-11 (c)) come nel caso limite di $E=v_{\max}$, se fosse $i_{sd}=0$, dovrebbe essere anche $i_{sq}=0$, cioè si arriverebbe alla velocità

$$\omega' = \frac{E'}{\Psi_{pm}} = \frac{v_{\max}}{\Psi_{pm}}$$

con correnti e coppia nulle (velocità a vuoto, poco significativa)

Imponendo invece una $i_{sd}<0$, si può ottenere la situazione di Figura 6-11 (d) in cui il motore è ancora in grado di sviluppare coppia. In questo modo si ottiene una sorta di deflussaggio (la componente i_{sd} è opposta la flusso dei magneti permanenti Ψ_{pm}). La coppia diminuisce in quanto il valore di i_{sq} deve diminuire per mantenere il modulo della corrente statorica nei limiti

$$i_{sq} = \sqrt{i_{\max}^2 - i_{sd}^2}.$$

Dimensionando opportunamente il motore (utilizzo di magneti permanenti ad elevata forza coercitiva e con ginocchio nel terzo quadrante, traferro sovradimensionato o magneti annegati), è possibile richiedere una corrente i_{sd} pari al rapporto tra Ψ_{pm} e L_s (Figura 6-11 (f), uguaglianza dei

lati verticali del rettangolo). Il punto di passaggio è definito dal valore della velocità meccanica ω^* . Per $\omega_m > \omega^*$ la tensione $\omega_m L_s i_{sd}$ risulta pari a E indipendentemente dalla velocità meccanica. Dalla stessa figura e dall'uguaglianza dei lati orizzontali risulta che la corrente i_{sq} vale $v_{max}/(L_s \omega_m)$ e quindi la coppia risulta inversamente proporzionale alla velocità meccanica. Da questo punto in poi il modulo della corrente di statore non può essere mantenuta al suo valore massimo ma deve diminuire: $i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} = \sqrt{(\psi_{pm}/L_s)^2 + (v_{max}/\omega_m)^2} < i_{max}$.

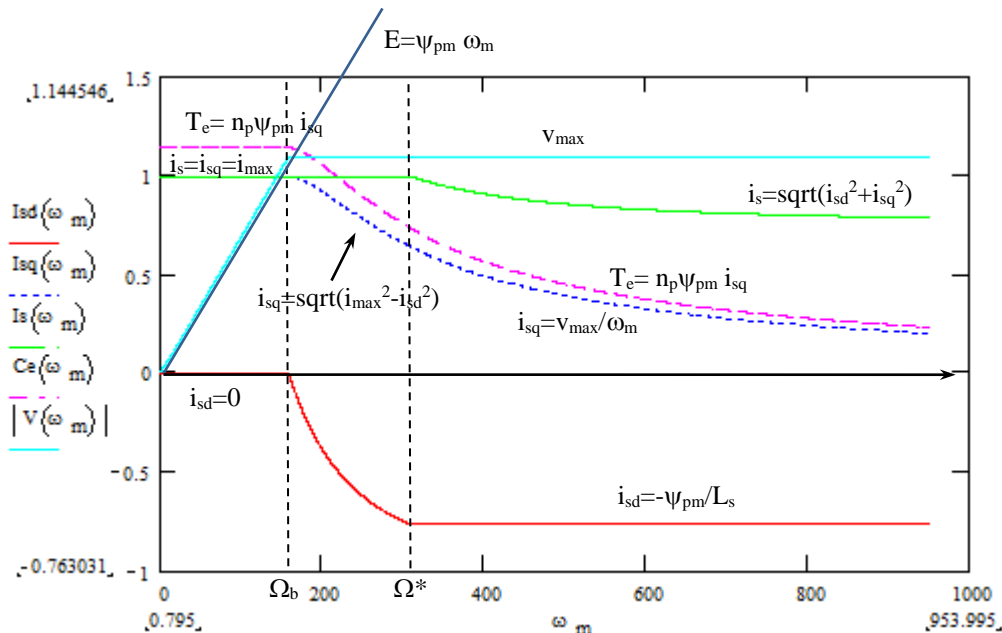


Figura 6-12: Campo di operatività di una macchina sincrona a magneti permanenti

Nella pratica vi sono due grandi ambiti di applicazione: quello più classico del controllo “asse” e quello più recente di tipo “mandrino”. Nel primo caso non viene richiesta una velocità massima molto più elevata della velocità base e, di conseguenza, il tratto a “potenza costante” risulta decisamente limitato. Diverso è il discorso per quanto riguarda le più recenti applicazioni di tipo “mandrino”. In questi casi la velocità massima può raggiungere valori notevoli (6-8 volte la velocità base), rendendo tali azionamenti una validissima alternativa agli azionamenti basati su macchine asincrone (velocità massima pari a 5-6 volte la velocità base). Occorre osservare che, sopra la velocità base, la fem E continua a crescere. A 6 volte la velocità base la E è 6 volte la E nominale (circa 6 volte la massima tensione dell'inverter). Nel caso, in queste condizioni, venisse a mancare il controllo e la corrente i_{sd} si azzerasse, la tensione generata dalla macchina distruggerebbe interruttori statici, condensatori elettrolitici e l'isolamento degli avvolgimenti. Occorre dotare il sistema di opportune protezioni.

6.6 Campo di operatività di un AC brushless: $\omega > \omega_b$

(facoltativo)

Si supponga di ridisegnare i limiti in corrente sul piano di Gauss come in Figura 6-13, cerchio di destra. Si disegni anche una circonferenza di raggio $v_s/(\omega_m L_s)$ il cui centro è spostato, a sinistra rispetto al centro del cerchio delle correnti, di un segmento pari a ψ_{pm}/L_s .

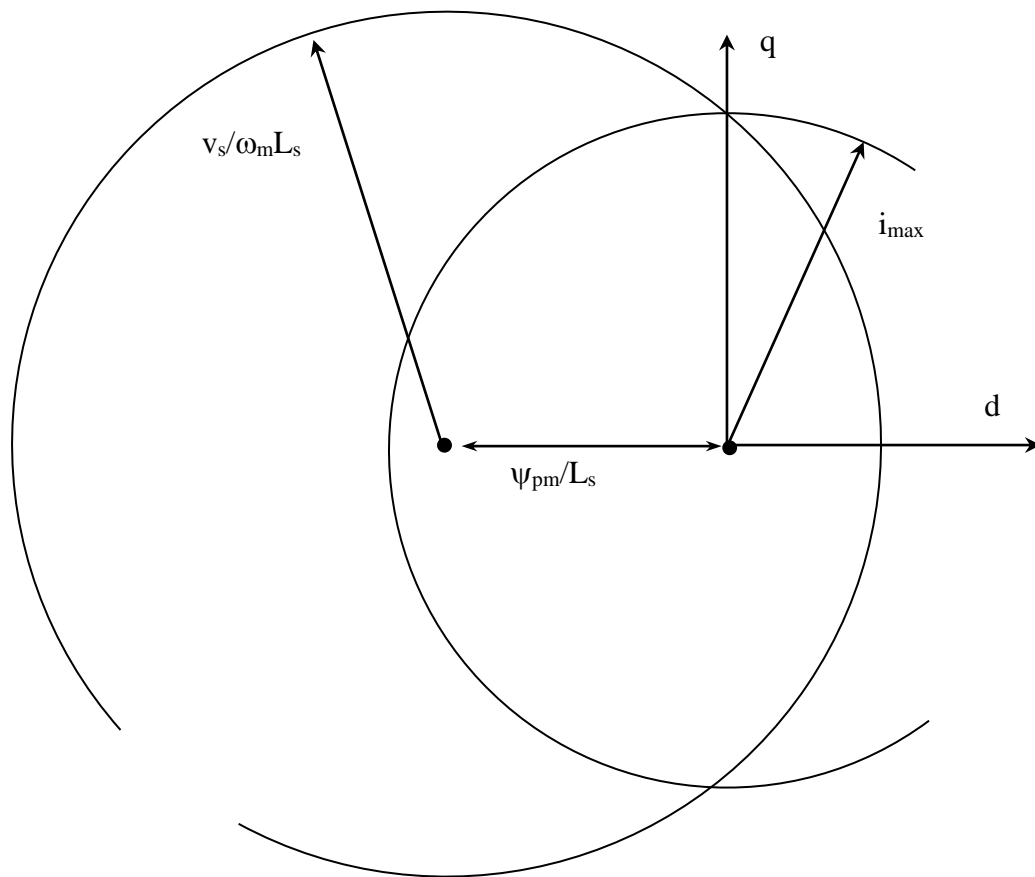


Figura 6-13: Limiti di corrente e di tensione

Per velocità inferiori alla velocità base ω_b la circonferenza delle tensioni non cambia in quanto, se si trascurano le cadute resistive, il modulo della tensione di statore cresce proporzionalmente alla velocità. Se si trascurano le cadute resistive, l'angolo δ non cambia (si veda Figura 6-14) e neppure i_{sq} che può assumere, al limite, il valore massimo della corrente statorica i_{max} . Tale figura è strettamente simile al diagramma vettoriale di Figura 6-15 (ad eccezione del fattore di scala $1/(\omega_m L_s)$ e della rotazione di 90°). Il triangolo delle correnti, quindi, non cambia quando la velocità è minore della velocità base. Tale figura vale anche per velocità uguali a quella base, velocità alla quale la tensione di statore raggiunge il valore massimo consentito dall'alimentatore e dall'isolamento della macchina.

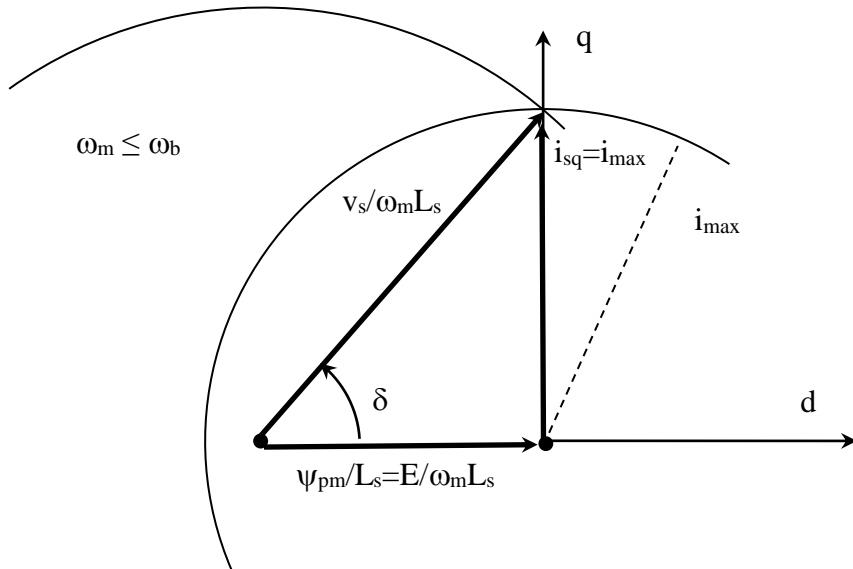


Figura 6-14: Velocità inferiore alla velocità base

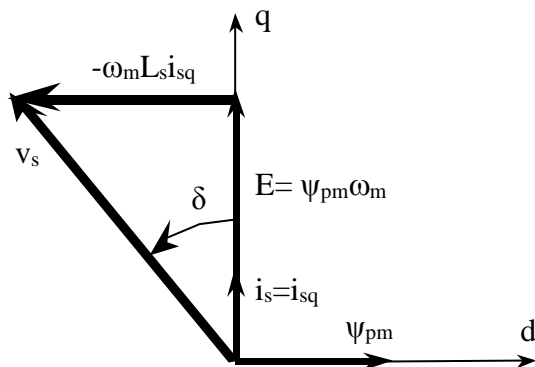


Figura 6-15: Diagramma vettoriale del motore brushless a regime

Per velocità maggiori, il raggio della circonferenza delle tensioni deve decrescere con un andamento inversamente proporzionale alla velocità stessa (v_s costante). L'intersezione tra le due circonferenze (tensioni e correnti) determina il punto di funzionamento. Il modulo della corrente di statore può rimanere al suo valore massimo, l'angolo δ aumenta mentre la corrente i_{sd} cresce in modulo ma è negativa, la corrente i_{sq} decresce in modulo (teorema di Pitagora) per mantenere la corrente di statore costante e pari al suo valore massimo.

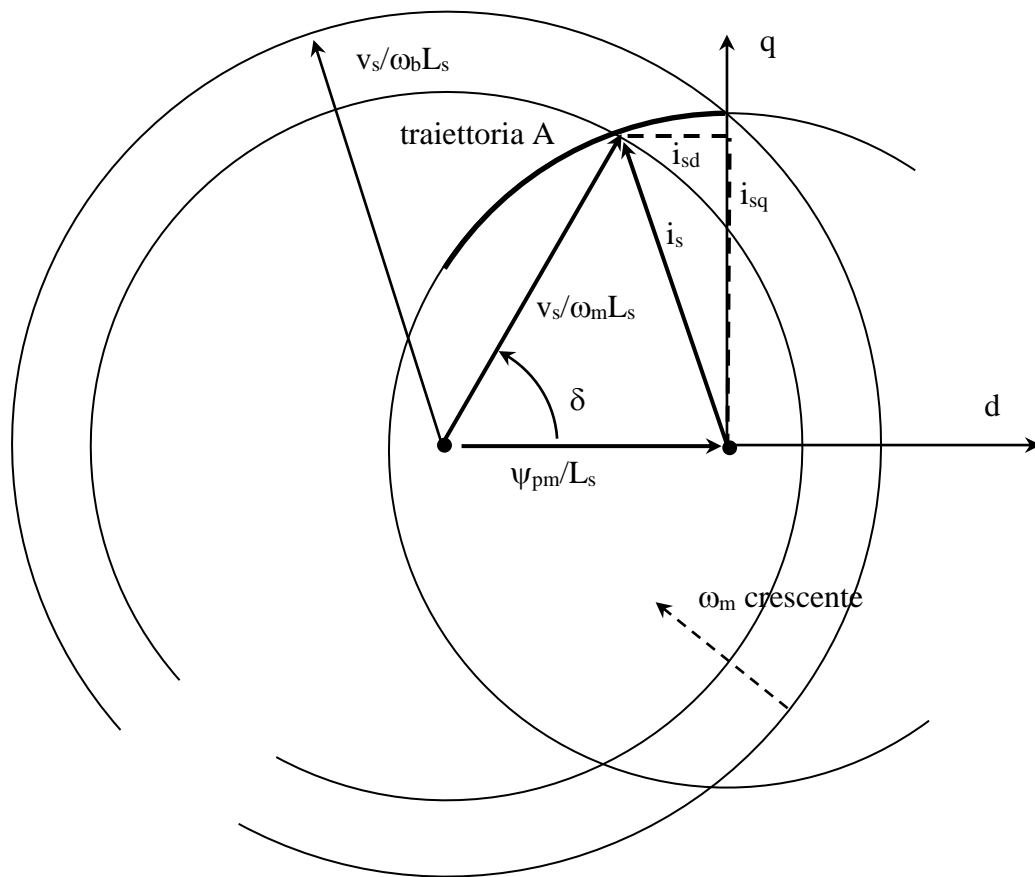


Figura 6-16: Velocità maggiore della velocità base

In questa fase risulta

$$i_{sd} = -\left(\frac{\Psi_{pm}}{L_s} - \frac{v_s}{\omega_m L_s} \cos(\delta)\right)$$

$$i_{sq} = \frac{v_s}{\omega_m L_s} \sin(\delta)$$

dai limiti di corrente

$$i_{\max}^2 = \left(\frac{v_s}{\omega_m L_s} \sin(\delta)\right)^2 + i_{sd}^2$$

elevando la prima al quadrato

$$i_{sd}^2 = \left(\frac{\Psi_{pm}}{L_s}\right)^2 + \left(\frac{v_s}{\omega_m L_s} \cos(\delta)\right)^2 - 2 \frac{\Psi_{pm}}{L_s} \frac{v_s}{\omega_m L_s} \cos(\delta)$$

e sostituendo nella terza

$$\left(\frac{\Psi_{pm}}{L_s}\right)^2 + \left(\frac{v_s}{\omega_m L_s} \cos(\delta)\right)^2 - 2 \frac{\Psi_{pm}}{L_s} \frac{v_s}{\omega_m L_s} \cos(\delta) + \left(\frac{v_s}{\omega_m L_s} \sin(\delta)\right)^2 = i_{\max}^2$$

combinando

$$\left(\frac{\psi_{pm}}{L_s}\right)^2 + \left(\frac{v_s}{\omega_m L_s}\right)^2 - 2\frac{\psi_{pm}}{L_s} \frac{v_s}{\omega_m L_s} \cos(\delta) = i_{max}^2$$

da cui

$$\cos(\delta) = \frac{\omega_m L_s^2}{2\psi_{pm} v_s} \left[\left(\frac{\psi_{pm}}{L_s}\right)^2 + \left(\frac{v_s}{\omega_m L_s}\right)^2 - i_{max}^2 \right]$$

quindi

$$i_{sd} = - \left\{ \frac{\psi_{pm}}{L_s} - \frac{v_s}{\omega_m L_s} \frac{\omega_m L_s^2}{2\psi_{pm} v_s} \left[\left(\frac{\psi_{pm}}{L_s}\right)^2 + \left(\frac{v_s}{\omega_m L_s}\right)^2 - i_{max}^2 \right] \right\}$$

$$i_{sd} = - \left\{ \frac{\psi_{pm}}{L_s} - \frac{L_s}{2\psi_{pm}} \left[\left(\frac{\psi_{pm}}{L_s}\right)^2 + \left(\frac{v_s}{\omega_m L_s}\right)^2 - i_{max}^2 \right] \right\}$$

$$i_{sd} = -\frac{\psi_{pm}}{2L_s} + \frac{v_s^2}{2\psi_{pm} \omega_m^2 L_s} - \frac{L_s i_{max}^2}{2\psi_{pm}}$$

La velocità base corrisponde a $i_{sd}=0$ e $i_{sq}=i_{max}$:

$$\left(\frac{\psi_{pm}}{L_s}\right)^2 + i_{max}^2 = \left(\frac{v_s}{\omega_b L_s}\right)^2$$

da cui

$$\omega_b = \sqrt{\frac{v_s^2}{\psi_{pm}^2 + L_s^2 i_{max}^2}}$$

Se i dati della macchina e dell'applicazione sono tali che $\psi_{pm}/L_s < i_{max}$, allora esiste una velocità ω^* in cui l'angolo δ risulta pari a 90°

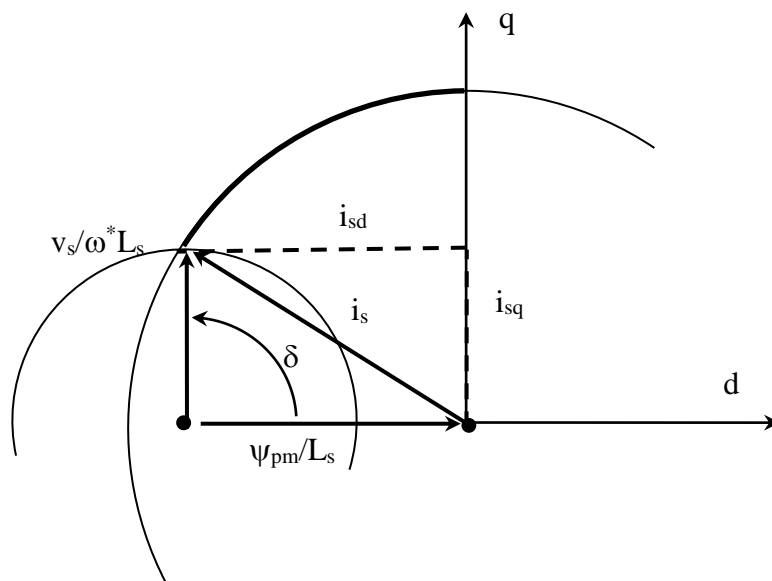


Figura 6-17: Velocità pari a ω^*

Alla velocità ω^* la corrente i_{sd} assume un valore e pari a

$$i_{sd} = -\frac{\psi_{pm}}{L_s}$$

e quindi è possibile calcolare il valore di ω^*

$$-\frac{\psi_{pm}}{L_s} = -\frac{\psi_{pm}}{2L_s} + \frac{v_s^2}{2\psi_{pm}\omega^{*2}L_s} - \frac{L_s i_{max}^2}{2\psi_{pm}}$$

$$-\frac{\psi_{pm}}{2L_s} + \frac{L_s i_{max}^2}{2\psi_{pm}} = \frac{v_s^2}{2\psi_{pm}\omega^{*2}L_s}$$

$$\omega^* = \sqrt{\frac{v_s^2}{-\psi_{pm}^2 + L_s^2 i_{max}^2}}$$

mentre la corrente i_{sq} assume il valore:

$$i_{sq} = -\frac{v_s}{\omega^* L_s}$$

Oltre tale velocità la corrente i_{sd} viene mantenuta costante e pari a

$$i_{sd} = -\frac{\psi_{pm}}{L_s}$$

mentre la corrente i_{sq} decresce in modo inversamente proporzionale alla velocità meccanica:

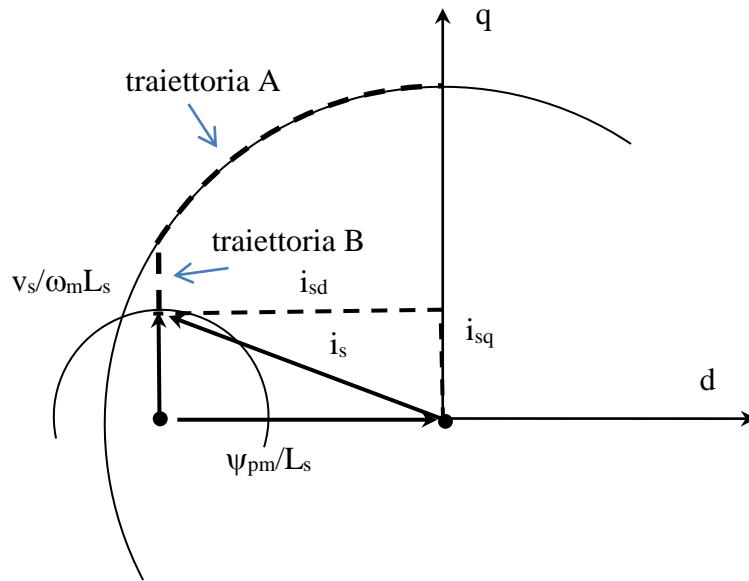


Figura 6-18: Velocità superiori a ω^*

$$i_{sq} = -\frac{v_s}{\omega_m L_s}$$

Il fasore corrente i_s segue la traiettoria verticale B.

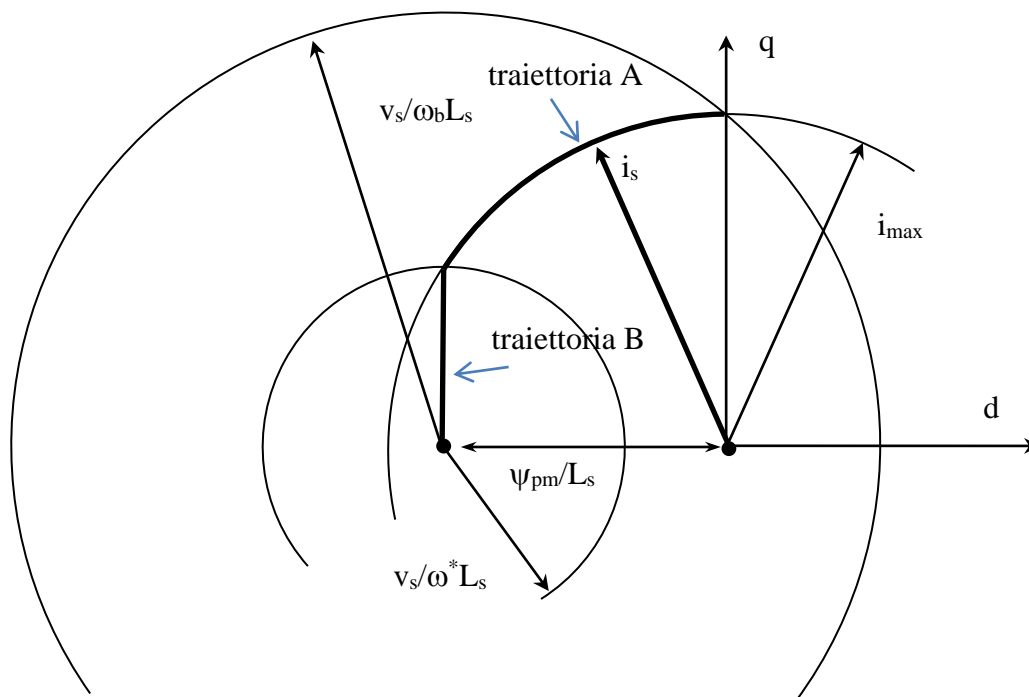


Figura 6-19: Traiettoria di i_s

6.7 Schema di controllo

Come visto nel paragrafo precedente, il regolatore dell'azionamento deve pilotare l'alimentatore in modo tale che risulti sempre $i_{sd}=i_{sd\text{ ref}}$ (in funzione del campo di operatività o di un eventuale regolatore di tensione) mentre la componente i_{sq} deve essere tale che la coppia prodotta mantenga il motore in rotazione alla velocità richiesta. Lo schema complessivo dell'azionamento con anello di regolazione di velocità è dunque il seguente:

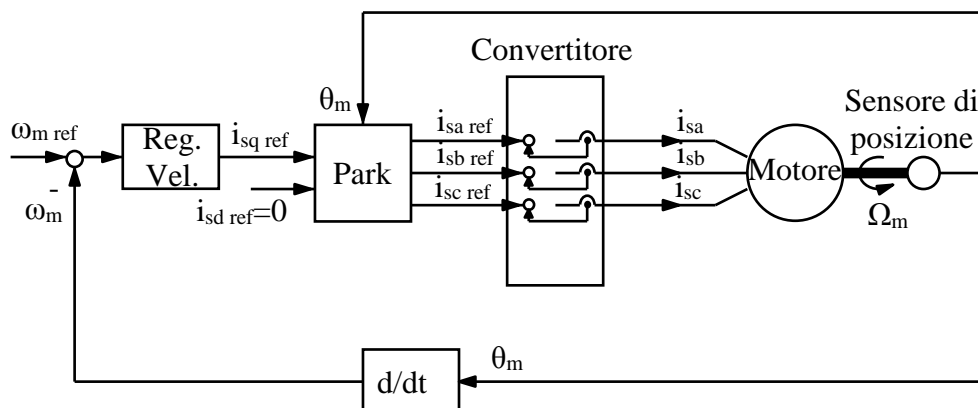


Figura 6-20: Anello di controllo della velocità (convertitore a inseguimento di corrente)

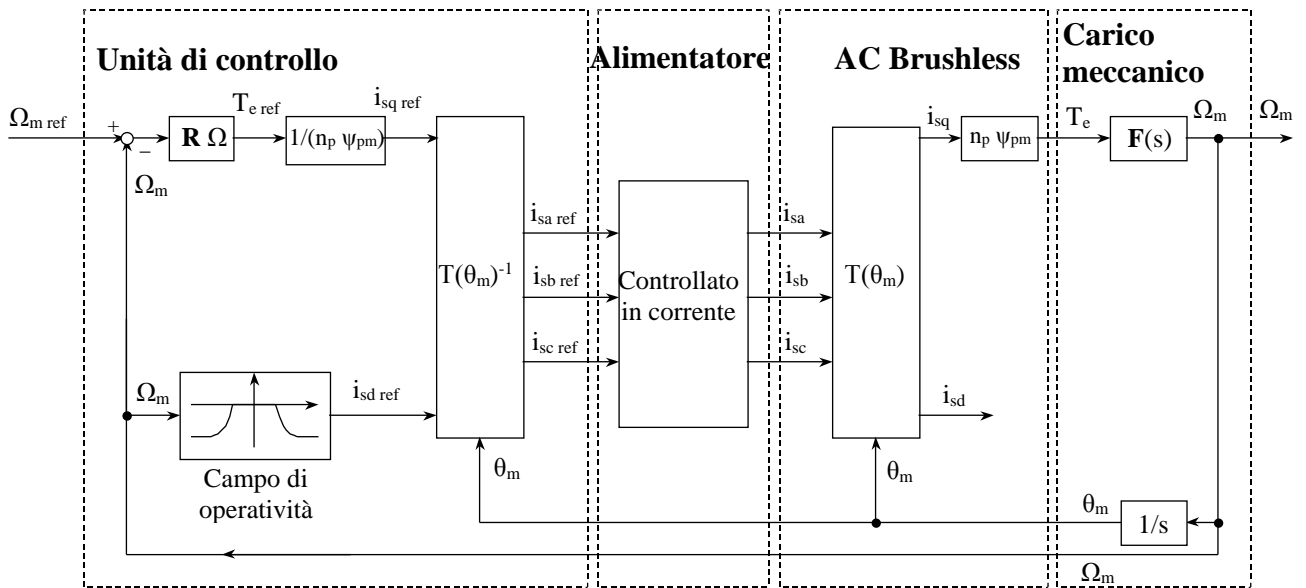


Figura 6-21: Schema complessivo del controllo (caso di alimentatore di corrente)

Nella Figura 6-21 il blocco indicato con $T(\theta_m)^{-1}$ esegue la trasformazione da fasori spaziali a grandezze di fase.

Un eventuale controllo di posizione può essere ottenuto inserendo un opportuno anello di regolazione all'esterno dell'anello di velocità.

Nella Figura 6-21 l'alimentatore è rappresentato come un dispositivo dotato di un veloce controllo di corrente tale da permettere alle correnti del motore di inseguire fedelmente i valori di riferimento.

Nel caso in cui fosse necessario tenere in considerazione la dinamica di statore (caso più frequente), lo schema di controllo cambia, come mostrato in Figura 6-22.. In questo caso l'alimentatore ha il compito di realizzare un riferimento di tensione, mentre la regolazione della corrente viene ora effettuata dall'unità di controllo.

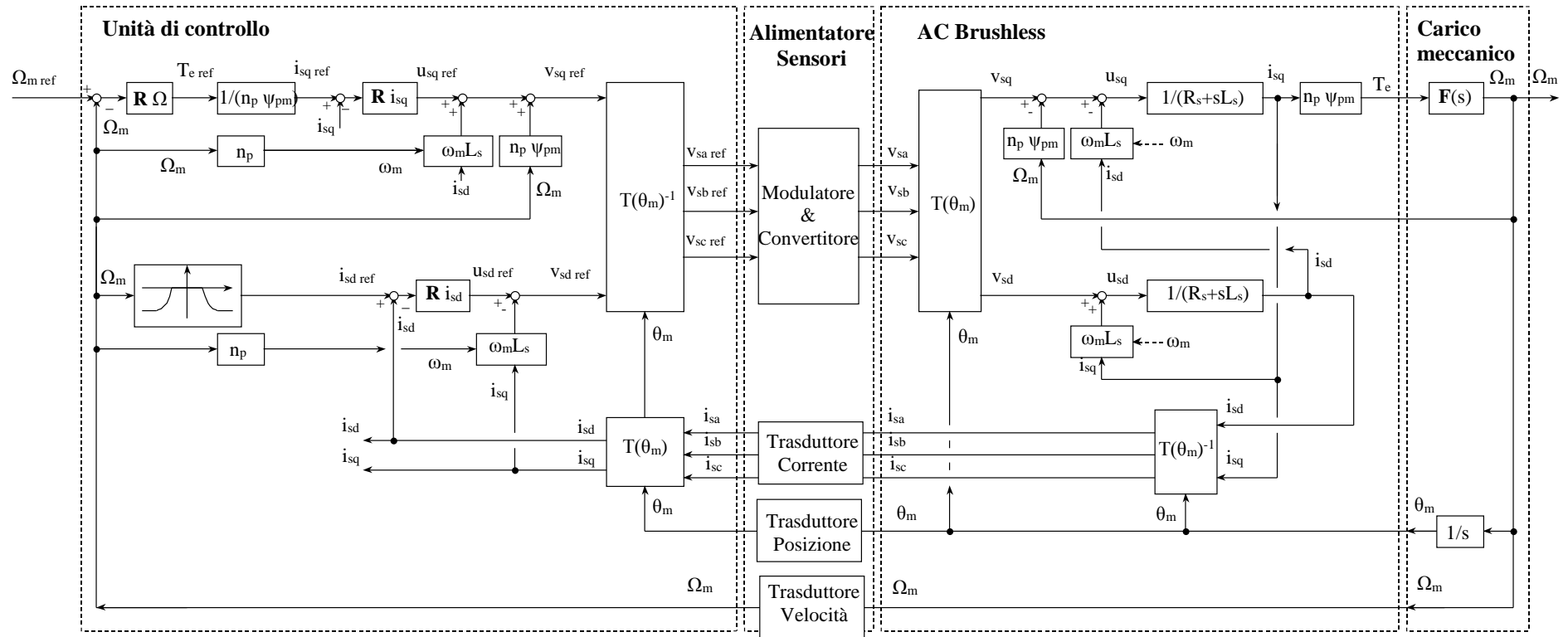


Figura 6-22: Schema complessivo del controllo (caso di alimentatore di tensione)

La struttura del regolatore di corrente si basa sulle equazioni differenziali della macchina:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s p i_{sd} - \omega_m L_s i_{sq}$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s p i_{sq} + \omega_m \psi_{pm} + \omega_m L_s i_{sd}$$

Si nota subito che, nelle espressioni delle tensioni sui due assi, compaiono più termini: $R_s i_{sd} + L_s p i_{sd}$ (indicato con u_{sd}) e $R_s i_{sq} + L_s p i_{sq}$ (indicato con u_{sq}) rappresentano le tensioni che effettivamente agiscono sulle corrispondenti correnti; i termini $-\omega_m L_s i_{sq}$ e $\omega_m L_s i_{sd}$ che mostrano l'esistenza di un accoppiamento tra i due anelli; il termine $\omega_m \psi_{pm}$ rappresenta una forza elettromotrice E proporzionale alla velocità meccanica (ha piena corrispondenza con il termine mozionale nelle equazioni dinamiche di armatura di una macchina in corrente continua). Quindi è bene che le uscite dei regolatori di corrente siano i valori di riferimento delle tensioni u_s corrispondenti. Per ottenere il valore di riferimento delle tensioni di statore basta sommare agli $u_{s\ ref}$ i termini corrispondenti all'accoppiamento ed il termine mozionale $\omega_m \psi_{pm}$.

6.8 Progetto dei regolatori di corrente

Con tutti i termini di compensazione e, se è lecito considerare l'alimentatore ed il trasduttore come un puro guadagno unitario, i regolatori di corrente possono essere facilmente progettati in quanto agiscono su una funzione di trasferimento ben definita: $R_s + sL_s$ ($R_s + sL_d$ e $R_s + sL_q$ nel caso di macchina anisotropa).

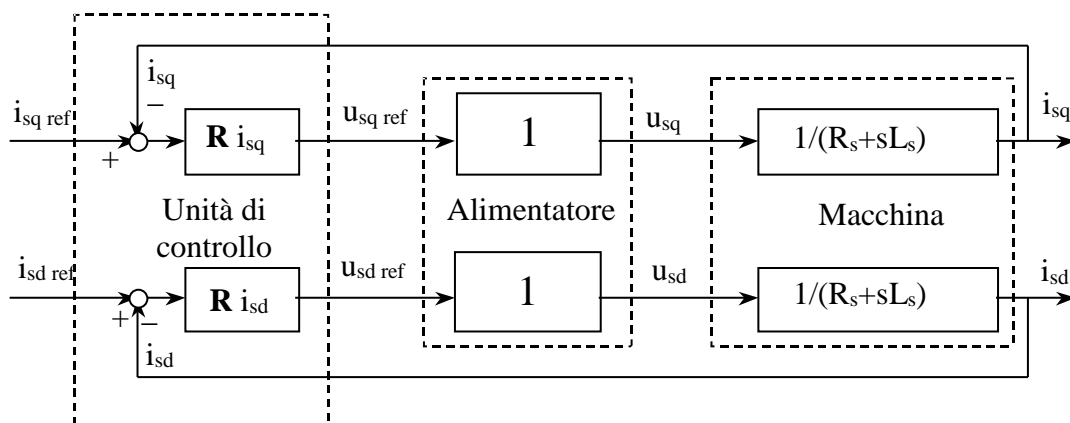


Figura 6-23: Schema per il progetto dei regolatori di corrente

Nel caso non si compensassero i termini di accoppiamento ($-\omega_m L_s i_{sq}$ e $\omega_m L_s i_{sd}$), il regolatore di un anello dovrebbe "lavorare" anche quando il riferimento dell'altro varia. Il termine mozionale ($\omega_m \psi_{pm}$), invece, richiederebbe una compensazione mediante l'azione integrale del regolatore stesso; nel caso di partenza da velocità non nulla ciò comporterebbe alcuni effetti indesiderabili, quali, ad esempio, una brusca frenata del motore nei primi istanti del transitorio.

Per una migliore rappresentazione dell'alimentatore si potrebbe sostituire al guadagno unitario un ritardo il cui valore è legato al tempo di commutazione delle valvole del convertitore. Se il modulatore si basa su una tecnica PWM, ad esempio, il ritardo tra l'istante di variazione del riferimento e l'attuazione varia da 0 a tutto il periodo di switching. Mediamente si può ipotizzare un ritardo pari a metà del tempo di switching.

6.9 Progetto del regolatore di velocità

Al fine di realizzare il progetto del regolatore di velocità occorre conoscere la funzione di trasferimento del sistema complessivo prima tracciato. L'uscita del regolatore di velocità rappresenta il valore desiderato della coppia elettromagnetica a cui è proporzionale la componente in quadratura della corrente statorica. Lo schema è riportato in Figura 6-24.

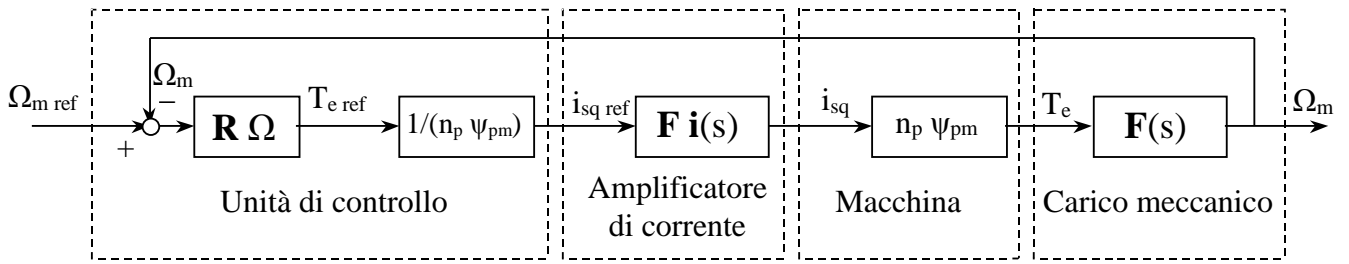


Figura 6-24: Schema per il progetto dei regolatori di velocità

Anche in questo caso si possono seguire due strade. Se la banda passante del regolatore di corrente è molto elevata rispetto a quella richiesta al regolatore di velocità, si può considerare ideale l'amplificatore di corrente (guadagno unitario). Altrimenti, una volta progettato il regolatore di corrente, è nota la funzione di trasferimento $F i(s)$. Il regolatore di velocità deve, quindi, essere progettato considerando un sistema caratterizzato da una funzione di trasferimento pari al prodotto di $F i(s)$ per la funzione di trasferimento del carico meccanico $F(s)$.

6.10 Macchina sincrona a riluttanza (SYRM)

La Figura 6-25 mostra una macchina sincrona a riluttanza a due poli (in Figura 6-27 è mostrata una versione a 4 poli). E' caratterizzata da un rotore dotato di una tipica struttura anisotropa.

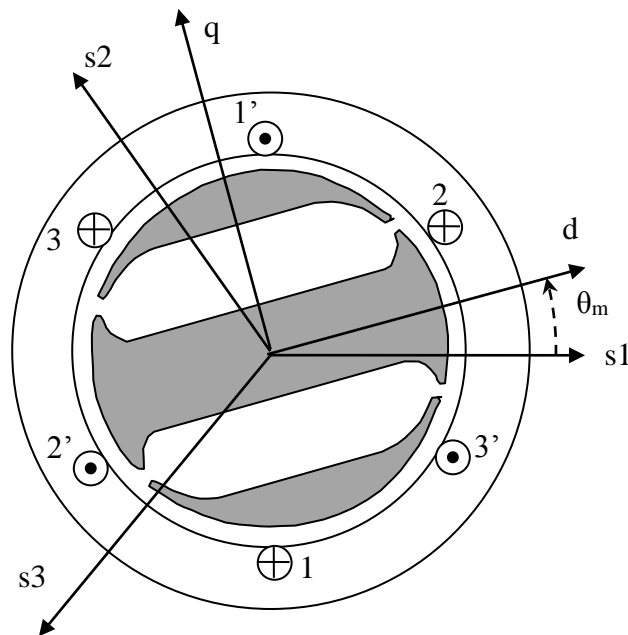


Figura 6-25: Macchina sincrona a riluttanza (due poli) $L_d \gg L_q$

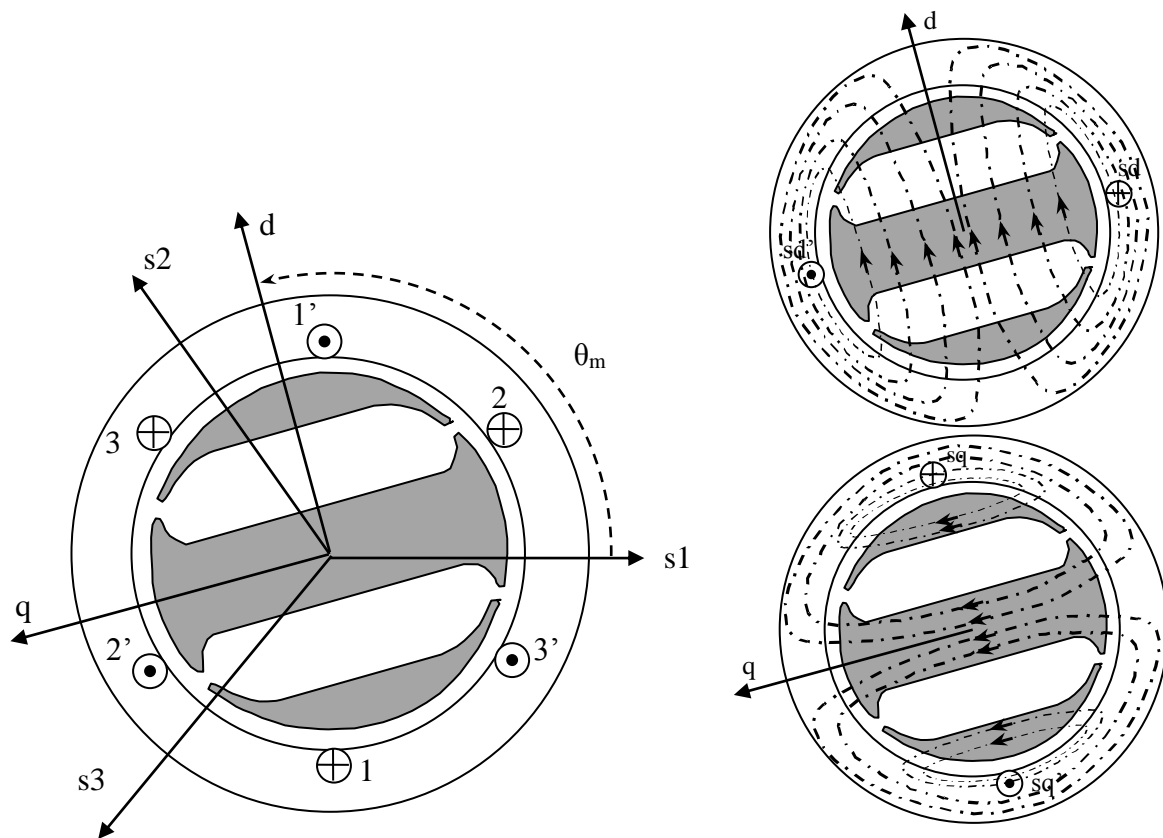


Figura 6-26: Macchina sincrona a riluttanza (due poli), scelta degli assi differente: $L_q \gg L_d$; i tubi di flusso sostenuti dalla corrente i_{sd} devono attraversare traferri di dimensione maggiore.

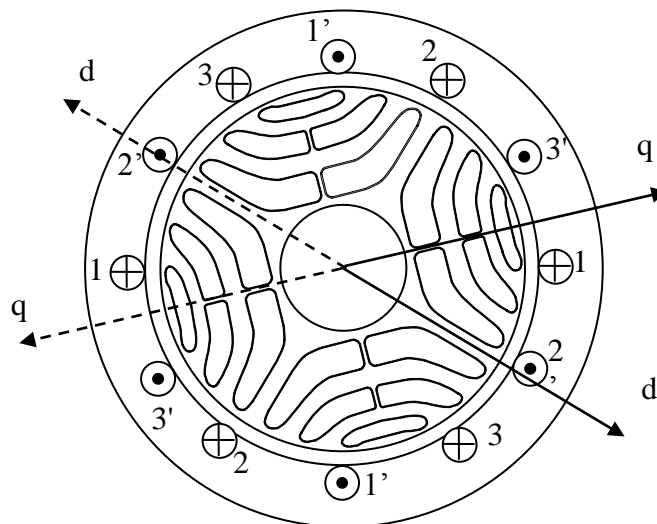


Figura 6-27: Esempio di macchina sincrona a riluttanza a 4 poli

Lo statore è identico allo statore di un AC brushless ma il rotore non ha magneti permanenti ed è stato progettato in modo da avere una elevata differenza tra le due induttanze; quale sia la maggiore dipende da come viene scelto il sistema di riferimento: in Figura 6-25 $L_d \gg L_q$ mentre in Figura 6-26 $L_q \gg L_d$. Per la seguente trattazione si adotti il sistema di riferimento di Figura 6-25.

La coppia è fornita dal solo termine relativo alla riluttanza:

$$T_e = n_p [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}]$$

In questo modo è necessario alimentare la macchina controllando entrambe le correnti i_{sd} e i_{sq} .

Le equazioni relative alla parte elettrica diventano:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_d p i_{sd} - \dot{\theta}_m L_q i_{sq}$$
$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_q p i_{sq} + \dot{\theta}_m L_d i_{sd}$$

Vi sono differenti strategie di controllo. Una fra le tante si basa sul fatto che la costante di tempo del circuito elettrico sull'asse "d" sia molto più alta di quella relativa all'asse "q" ($L_d \gg L_q$ implica $\tau_d \gg \tau_q$).

In questo modo, si potrebbe operare mantenendo costante il valore di i_{sd} (pari al valore nominale i_{sdn}), mentre la corrente i_{sq} viene usata per controllare la coppia. Sopra la velocità base (definita dai limiti dell'alimentatore) occorre diminuire il valore di i_{sd} .

Lo schema di controllo è molto simile a quello presentato in Figura 6-22, relativo al controllo di un AC Brushless.