

CAPITOLO 8

Azionamenti con motore a induzione**8.1 – Controllo ad orientamento di campo (Field Oriented Control: FOC)**

Per individuare un efficace modo di controllare la coppia di un motore asincrono è necessario riesaminare le equazioni dinamiche ricavate nel precedente capitolo. Ancor prima tuttavia si potrà affermare che il controllo di coppia sarà di fatto un *controllo vettoriale di corrente*, riconoscendo dalle equazioni di coppia che essa è sempre espressa da una relazione fra correnti statoriche e rotoriche o fra correnti e flussi, questi ultimi essendo peraltro funzioni algebriche delle correnti.

Nel caso dell'azionamento con motore sincrono a magneti permanenti si è trovato che il controllo di coppia si può efficacemente eseguire facendo riferimento alle correnti in un sistema di riferimento fisso con il rotore, ovvero con l'asse polare dei magneti. La questione che si pone nel caso del motore asincrono è quindi quella di individuare il più comodo sistema di riferimento per un efficace controllo di coppia. A tale quesito risponde la teoria del *Controllo ad orientamento di campo* (in inglese *Field Oriented Control: FOC*) che mostra come la soluzione ottimale sia quella di scegliere un sistema di riferimento con l'asse diretto sovrapposto con il vettore spaziale del flusso rotorico. Con questa scelta infatti si hanno *controlli indipendenti di coppia e di flusso*, in modo simile a ciò che succede in un azionamento con motore in c.c.

Per meglio comprendere questo risultato si riprendano le (7.2.17) e (7.2.18), che nell'ipotesi di correnti impresse a statore sono sufficienti a descrivere la dinamica di flusso e di coppia.

$$0 = R_r \mathbf{i}_r^x + \frac{d\lambda_r^x}{dt} + j(\omega_x - \omega_{me}) \lambda_r^x \quad (8.1.1)$$

$$\lambda_r^x = L_r \mathbf{i}_r^x + L_M \mathbf{i}_s^x \quad (8.1.2)$$

Dalla (8.1.2) si ricava

$$\mathbf{i}_r^x = \frac{\lambda_r^x}{L_r} - \frac{L_M}{L_r} \mathbf{i}_s^x \quad (8.1.3)$$

che sostituita nella (8.1.1) porge

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \lambda_r^x - \frac{R_r}{L_r} L_M \mathbf{i}_s^x + \frac{d\lambda_r^x}{dt} + j\omega_x^r \lambda_r^x \quad (8.1.4)$$

ove ω_x^r è la velocità del sistema generico di riferimento rispetto al rotore e pari a $(\omega_x - \omega_{me})$.

La (8.1.4) può essere scomposta nella sua parte reale e coefficiente dell'immaginario per ottenere

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \lambda_{rd}^x - \frac{R_r}{L_r} L_M i_{sd}^x + \frac{d\lambda_{rd}^x}{dt} - \omega_x^r \lambda_{rq}^x \quad (8.1.5)$$

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \lambda_{rq}^x - \frac{R_r}{L_r} L_M i_{sq}^x + \frac{d\lambda_{rq}^x}{dt} + \omega_x^r \lambda_{rd}^x$$

Si moltiplichi ora la prima delle (8.1.5) per λ_{rd}^x e la seconda per λ_{rq}^x , sommandole quindi termine a termine. Sapendo che $(\lambda_{rd}^x)^2 + (\lambda_{rq}^x)^2 = |\lambda_r|^2 = \lambda_r^2$, si perviene a

$$\frac{1}{2} \frac{d\lambda_r^2}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_r^2 = \frac{R_r}{L_r} L_M (i_{sd}^x \lambda_{rd}^x + i_{sq}^x \lambda_{rq}^x) \quad (8.1.6)$$

Per quanto riguarda la coppia vale la (7.2.2.1), qui riscritta per il generico sistema di riferimento

$$m = \frac{3}{2} p (\lambda_{rq}^x i_{rd}^x - \lambda_{rd}^x i_{rq}^x) \quad (8.1.7)$$

Ricordando la (8.1.3) espressa per le sue componenti d e q e sostituita nella (8.1.6) si ottiene infine

$$m = \frac{3}{2} p \frac{L_M}{L_r} (\lambda_{rd}^x i_{sq}^x - \lambda_{rq}^x i_{sd}^x) \quad (8.1.8)$$

Dall'esame delle (8.1.6) e (8.1.8) si deduce che flusso $\lambda_r = |\lambda_r|$ e coppia m possono essere separatamente controllati da i_{sd}^x e i_{sq}^x rispettivamente se $\lambda_{rq}^x = 0$. Ciò si ottiene scegliendo un sistema di riferimento il cui asse d si sovrapponga al vettore del flusso rotorico, come mostrato in Fig. 8.1.1, e per questo indicato con d^λ - q^λ .

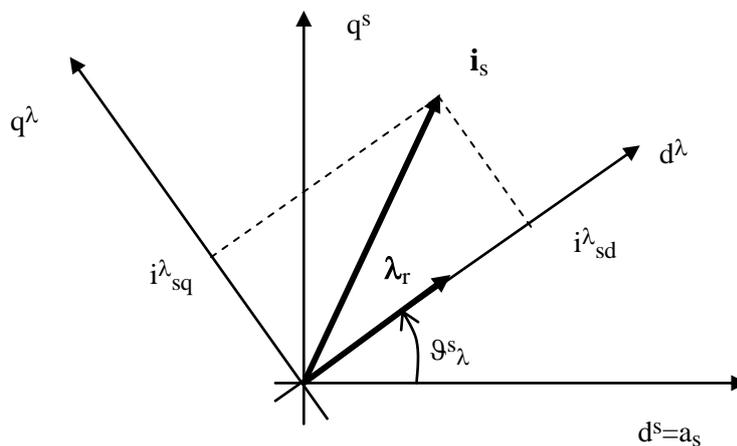


Fig. 8.1.1 – Definizione del sistema di riferimento per l'orientamento di campo

In tal caso vale infatti anche $\lambda_r = |\lambda_r| = \lambda_{rd}^x$ per cui le (8.1.6) e (8.1.8) diventano

$$\frac{d\lambda_r}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_r = \frac{R_r}{L_r} L_M i_{sd}^{\lambda} \quad (8.1.9)$$

$$m = \frac{3}{2} p \frac{L_M}{L_r} \lambda_r i_{sq}^\lambda \quad (8.1.10)$$

a cui corrisponde lo schema a blocchi di Fig. 8.1.2 che può essere confrontato con quello di Fig. 1.1.12 per riconoscere una certa similitudine fra un motore asincrono controllato ad orientamento di campo e un motore a corrente continua ad eccitazione separata, con la corrente i_{sq}^λ (detta anche corrente (statorica) di coppia e a volte indicata con i_τ) che gioca il ruolo che era della corrente di armatura i_a , e la corrente i_{sd}^λ (detta anche corrente (statorica) di flusso e a volte indicata con i_λ) che gioca il ruolo della tensione di eccitazione u_e .

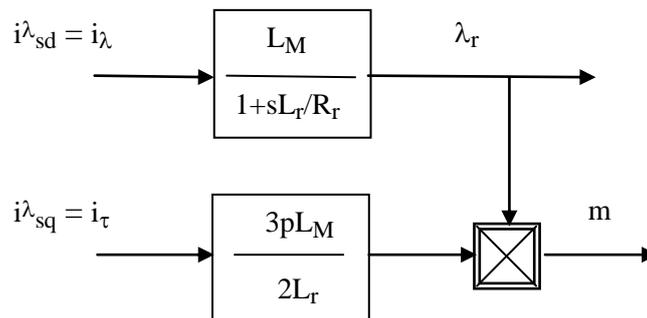


Fig. 8.1.2 – Schema a blocchi di un motore asincrono a corrente impressa in orientamento di campo.

8.2 Struttura dell’azionamento FOC con motore asincrono e controllo vettoriale delle correnti

La struttura di base di un azionamento con motore asincrono è simile a quella di un azionamento con motore sincrono a magnete permanente (o brushless sinusoidali)¹ e si presenta pertanto come in Fig. 8.2.1.

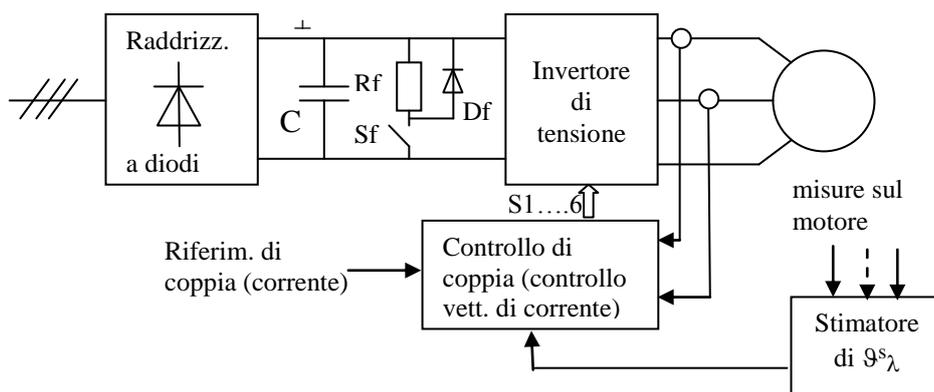


Fig. 8.2.1 – Schema di principio di azionamento con motore asincrono

¹ Esistono in commercio azionamenti “universali” capaci di accettare sia motori sincroni che asincroni. Secondo il caso vengono selezionate e adeguate alcune funzionalità del sistema di controllo piuttosto che altre.

Dalla sorgente di alimentazione, solitamente la rete trifase di distribuzione, si ottiene una tensione continua (U_{dc}) mediante un raddrizzatore a diodi (non controllato). La tensione continua alimenta un invertitore trifase (cfr Cap. 4) i cui comandi sono inviati dal controllo di coppia dell'azionamento. Anche in questo caso, il controllo di coppia è di fatto un *controllo vettoriale di corrente*. A differenza del caso con motore sincrono, le equazioni del motore asincrono mostrano che tale controllo vettoriale deve essere fatto in un sistema di riferimento fisso con il vettore spaziale del flusso rotorico (che *non è fisso con il rotore*) e che, in pratica, non è neanche misurabile. La posizione ϑ^s_λ del vettore spaziale del flusso rotorico, e quindi del sistema di riferimento d^λ - q^λ , deve pertanto essere stimata o ricostruita a partire da altre misure accessibili sul motore come le tensioni, le correnti, la velocità ecc. I differenti algoritmi di ricostruzione impiegati distinguono le varie versioni di FOC e i principali di essi saranno discussi nel seguito, classificati in due principali categorie che prendono il nome di

- algoritmi per il *controllo ad orientamento di campo diretto*
- algoritmi per il *controllo ad orientamento di campo indiretto*

Ancora per quanto riguarda la misura delle correnti, solitamente essa viene eseguita solo su due fasi, potendosi ricavare la corrente della terza fase dal principio di Kirchhoff come somma delle prime due cambiata di segno.

Nella rete in continua fra raddrizzatore e invertitore (bus in continua) sono sempre connessi un condensatore C di livellamento della tensione raddrizzata e il sistema di dissipazione dell'energia di frenatura già discusso nel Cap. 6.

Il riferimento di coppia proviene spesso da un anello di velocità che elabora l'errore di velocità fra un riferimento di velocità e la velocità misurata sul motore o sul carico.

8.3 - Algoritmi per la stima del vettore flusso rotorico in azionamenti ad *orientamento di campo diretto*

Le tecniche di controllo ad orientamento di campo diretto si basano su algoritmi capaci di ricostruire il vettore spaziale del flusso rotorico λ^s_r a partire da misure elettromeccaniche accessibili al motore. L'argomento ϑ^s_λ di tale vettore spaziale sarà quindi impiegato per stabilire la posizione dell'asse diretto del sistema di riferimento, mentre il modulo può essere usato per un eventuale controllo a catena chiusa dell'ampiezza del flusso rotorico.

A secondo delle grandezze misurate si possono immaginare tre differenti procedure:

- a) *Dalla misura del "flusso al traferro" e delle correnti statoriche*. Il flusso al traferro è costituito dalle linee di campo che, prodotte dalle correnti di statore e di rotore si concatenano con entrambi gli avvolgimenti (*flusso principale*). Immaginando per semplicità che gli avvolgimenti statico e rotorica siano identici, tale flusso al traferro si può esprimere con la:

$$\lambda_o^s = L_M \mathbf{i}_s^s + L_M \mathbf{i}_r^s \quad (8.3.1)$$

dalla quale si ricava:

$$\mathbf{i}_r^s = \frac{\lambda_o^s}{L_M} - \mathbf{i}_s^s \quad (8.3.2)$$

che sostituita nella (8.1.2)² porta a

$$\lambda_r^s = \frac{L_r}{L_M} \lambda_o^s - (L_r - L_M) i_s^s \quad (8.3.3)$$

che è la grandezza cercata.

Il flusso al traferro si misura con sensori di flusso inseriti nel traferro secondo due direzioni a d^s e q^s sfasate spazialmente di 90 gradi elettrici. Solitamente si tratta di sensori ad effetto Hall che forniscono un segnale proporzionale all'induzione magnetica nella posizione ove sono posti, che si può ritenere a sua volta proporzionale alle componenti del vettore (8.3.1) secondo le due direzioni prescelte.

La tecnica di ricostruzione appena illustrata può essere esaminata, come le successive dal punto di vista di alcuni aspetti implementativi che sono:

- *dipendenza dai parametri e sensibilità alle variazioni parametriche.* È in questo caso relativamente modesta perché pochi sono i parametri coinvolti e, anche se dipendenti dalle condizioni di saturazione magnetica, il loro rapporto L_r/L_M e la loro differenza L_r-L_M risultano abbastanza costanti.
 - *onerosità computazionale.* L'applicazione della (8.3.3) è elementare, perché trattasi della semplice combinazione lineare delle due misure³.
 - *onerosità della misura.* Questo aspetto è assai pesante perché, mentre le correnti possono essere facilmente misurate sui cavi di alimentazione del motore, la misura del “flusso al traferro” richiede di inserire nel motore specifici sensori, ingombranti, sensibili alla temperatura, delicati ecc. Questo aspetto rappresenta lo svantaggio più marcato della tecnica presentata, al punto da renderla raramente applicata.
- b) *Dalla misura delle tensioni e correnti statoriche.* Trasduttori di tensione e di corrente ai morsetti del motore consentono di ricostruire innanzitutto i vettori spaziali delle tensioni e delle correnti statoriche. Quindi dalla (7.2.1)

$$\mathbf{u}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d\lambda_s^s}{dt}$$

si può calcolare

$$\lambda_s^s = \int_{-\infty}^t (\mathbf{u}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s) dt \quad (8.3.4)$$

Infine dalle

$$\lambda_s^s = L_s \mathbf{i}_s^s + L_M \mathbf{i}_r^s \quad (8.3.5)$$

si ricava:

² La (8.1.2) è scritta per un generico sistema di riferimento, ma come tutte le espressioni di quel tipo, essa è valida per qualsiasi sistema di riferimento e pertanto anche per quello stazionario qui assunto.

³ All'atto pratico non si dispongono delle grandezze vettoriali, ma delle loro componenti scalari secondo gli assi d e q. La (8.3.3) sarà quindi in pratica scomposta nelle sue componenti reale e immaginaria e applicata separatamente per ciascuna di esse.

$$\mathbf{i}_r^s = \frac{\lambda_r^s}{L_M} - \frac{L_s}{L_M} \mathbf{i}_s^s \quad (8.3.6)$$

che sostituita nella (8.1.2) porta a

$$\lambda_r^s = \frac{L_r}{L_M} \lambda_s^s - \left(\frac{L_r L_s}{L_M} - L_M \right) \mathbf{i}_s^s = \frac{L_r}{L_M} \left(\lambda_s^s - \left(L_s - \frac{L_M^2}{L_r} \right) \mathbf{i}_s^s \right) = \frac{L_r}{L_M} \left(\lambda_s^s - L_{st} \mathbf{i}_s^s \right) \quad (8.3.7)$$

che è la grandezza cercata. L'induttanza L_{st} è l'induttanza transitoria di statore della macchina asincrona, assimilabile all'induttanza di dispersione totale principalmente dovuta a linee di campo che si sviluppano in gran parte in aria.

Alla luce degli aspetti implementativi prima citati, questa seconda tecnica di ricostruzione presenta le seguenti caratteristiche:

- *dipendenza dai parametri e sensibilità alle variazioni parametriche.* È maggiore il numero di parametri che si devono sconoscere e fra di essi vi è anche la resistenza statorica che è fortemente affetta dalla temperatura di lavoro del motore. Discrepanze fra il valore di resistenza impiegato nella (8.3.4) e il valore vero, comportano una ricostruzione erronea del vettore del flusso statorico. Tali discrepanze hanno un peso tanto maggiore quanto minore è la differenza che compare nella (8.3.4) e cioè alle basse frequenze (velocità) di lavoro ove la tensione statorica è poco maggiore della caduta resistiva. Tutto ciò rende impossibile l'impiego di questa tecnica al di sotto di un limite minimo di frequenza di alimentazione.
- *onerosità computazionale.* La maggiore criticità computazionale risiede nell'integrazione che appare nella (8.3.4). Si riconosce infatti che l'eventuale presenza di un termine a valor medio diverso da zero nell'espressione integrata (dovuto per esempio ad un offset in una misura) causa una deriva indefinita dell'integrazione in senso positivo o negativo a seconda del segno di questo termine. Tale comportamento richiede in pratica di adottare tutti gli accorgimenti nel sistema fisico di misura e nell'implementazione dell'algoritmo volti a cancellare ogni deriva.
- *onerosità della misura.* Da questo punto di vista questo secondo metodo di ricostruzione del vettore spaziale del flusso rotorico presenta una minima onerosità, basandosi su grandezze tutte disponibili ai morsetti del motore.

c) *Dalla misura delle correnti statoriche e della velocità rotorica.* Il metodo si basa sull'equazione (7.2.15)

$$\mathbf{0} = R_r \mathbf{i}_r^s + \frac{d\lambda_r^s}{dt} - j\omega_{me} \lambda_r^s \quad (8.3.8)$$

Dalla (8.1.2) si ottiene

$$\mathbf{i}_r^s = \frac{\lambda_r^s}{L_r} - \frac{L_M}{L_r} \mathbf{i}_s^s \quad (8.3.9)$$

che sostituita nella (8.3.7) porta infine a:

$$\frac{d\lambda_r^s}{dt} = (j\omega_{me} - \frac{R_r}{L_r})\lambda_r^s + \frac{R_r L_M}{L_r} i_s^s \quad (8.3.10)$$

La (8.3.10) mostra che il vettore spaziale del flusso rotorico risulta descritto da una dinamica del primo ordine avente come grandezza impressa il vettore della corrente statorica. Scomposta nella sua parte reale e immaginaria la (8.3.10) diventa:

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{rd}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{rd}^s &= -\omega_{me} \lambda_{rq}^s + \frac{R_r L_M}{L_r} i_{sd}^s \\ \frac{d\lambda_{rq}^s}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{rq}^s &= \omega_{me} \lambda_{rd}^s + \frac{R_r L_M}{L_r} i_{sq}^s \end{aligned} \quad (8.3.11)$$

cui corrisponde allo schema a blocchi di Fig. 8.3.1:

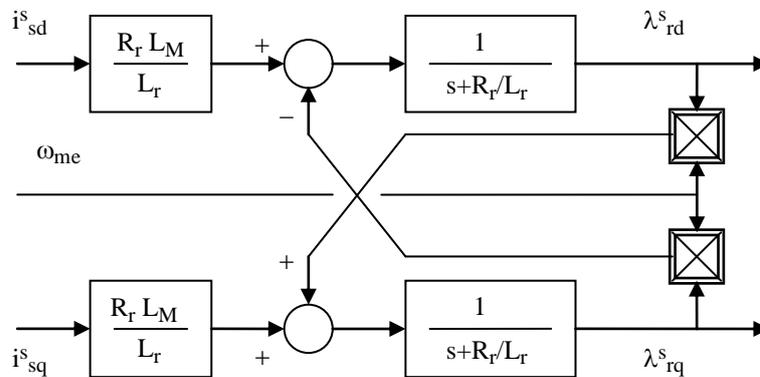


Fig. 8.3.1 – Schema a blocchi implementativi del terzo metodo di ricostruzione del flusso rotorico

che fornisce le componenti della grandezza cercata.

Alla luce dei soliti aspetti implementativi, questa terza tecnica di ricostruzione del flusso rotorico presenta le seguenti caratteristiche:

- *dipendenza dai parametri e sensibilità alle variazioni parametriche.* È sempre grande il numero di parametri che si devono conoscere e fra di essi vi è anche la resistenza rotorica che è affetta dalla temperatura ancor più di quella statorica. Discrepanze fra il valore di resistenza impiegato nella (8.3.10) e il valore vero, comportano una ricostruzione erronea del vettore del flusso statorico. Non appare tuttavia una esaltazione degli effetti di tali discrepanze alle basse velocità, come evidenziato per il secondo metodo e pertanto questo ha, da questo punto di vista, una applicabilità più ampia.
- *onerosità computazionale.* Non è presente la criticità computazionale dovuta all'integrazione pura che invece appare nella (8.3.4). Da questo punto di vista non ci sono pertanto particolari problemi computazionali.
- *onerosità della misura.* L'onere più pesante è la necessità della misura della velocità rotorica al solo scopo di applicare la (8.3.10), anche se nessun anello di velocità fosse presente nell'azionamento.

Con tutti e tre i metodi di ricostruzione del vettore flusso rotorico si perviene infine al seguente schema di azionamento con controllo ad orientamento di campo diretto.

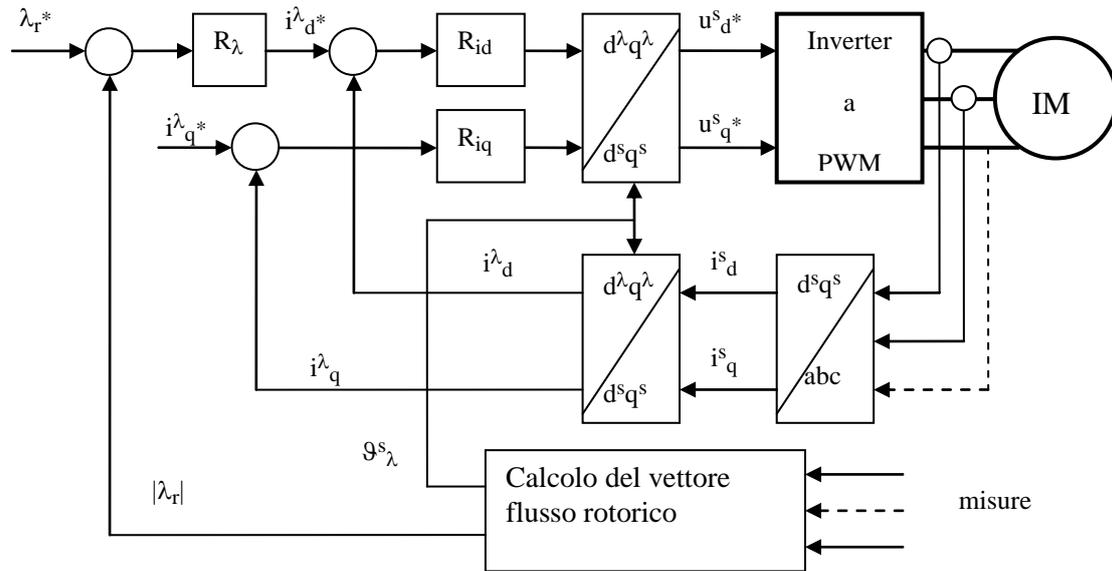


Fig. 8.3.2 – Azionamento FOC diretto per motore asincrono

Il riferimento di ampiezza (modulo) del flusso rotorico proviene in genere da un controllo della tensione ai morsetti del motore (deflussaggio), mentre quello della corrente in quadratura deriva dalla richiesta di coppia (cui la corrente è proporzionale) per esempio da un più esterno anello di velocità.

8.4 - Algoritmi per la stima del vettore flusso rotorico in azionamenti ad orientamento di campo indiretto

Il controllo ad orientamento di campo indiretto invece di ricostruire il vettore spaziale del flusso rotorico da far coincidere con l'asse diretto del sistema di riferimento da adottare per il controllo vettoriale delle correnti, impone precise condizioni di alimentazione al motore tali che sia il vettore spaziale del flusso rotorico a collocarsi sull'asse diretto del sistema di riferimento adottato.

Per comprendere il principio si prenda in considerazione la seconda delle (8.1.5) che può essere riordinata nel seguente modo

$$\frac{d\lambda_{rq}^x}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{rq}^x = \frac{R_r}{L_r} L_M i_{sq}^x - \omega_x^r \lambda_{rd}^x \quad (8.3.12)$$

La (8.3.12) mostra che λ_{rq}^x risulta identicamente nullo, quindi $\lambda_{rd}^x = \lambda_r$, se il termine noto dell'equazione differenziale è identicamente nullo, cioè se

$$\omega_x^r = \omega_x - \omega_{me} = \frac{R_r}{L_r} L_M \frac{i_{sq}^x}{\lambda_{rd}^x} \quad (8.3.13)$$

In altre parole, l'orientamento di campo viene indirettamente a realizzarsi imponendo un preciso valore della velocità di scorrimento (velocità angolare rispetto al rotore) del sistema di riferimento.

Lo schema realizzativo è quello di Fig. 8.4.1. Dai riferimenti di flusso rotorico (ampiezza) e di corrente statorica in quadratura (la cui origine è la stessa di quella presunta per lo schema di Fig. 8.3.2), si ricava la velocità di scorrimento ω_x^r applicando la (8.3.13). Sommando la ω_{me} si perviene a ω_x che integrata da la posizione ϑ_x del sistema di riferimento d^x-q^x il cui asse dovrebbe coincidere con il vettore del flusso rotorico.

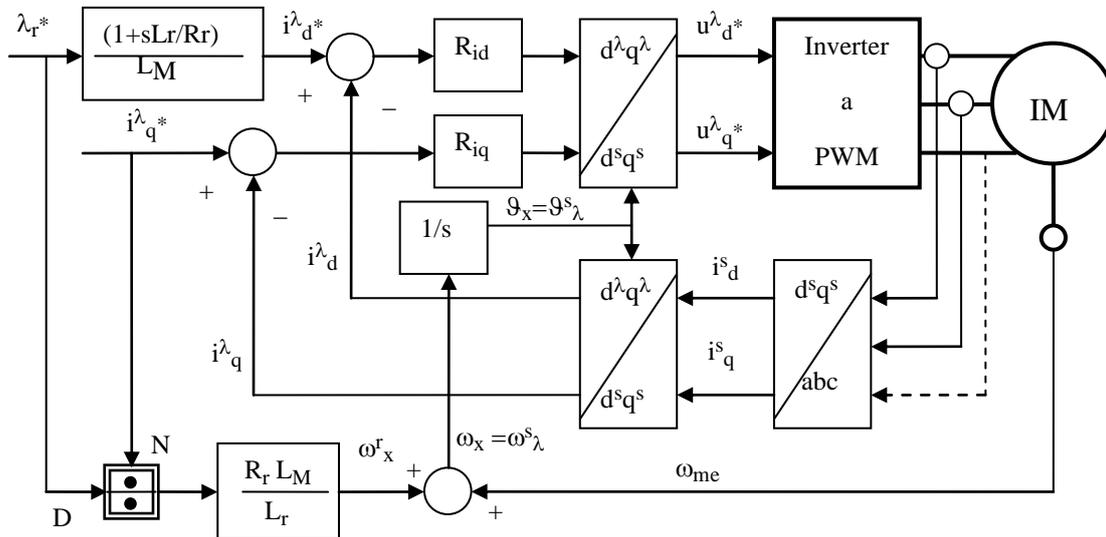


Fig. 8.4.1 – Azionamento FOC indiretto per motore asincrono

Non è presente in questo caso un anello di flusso. Il riferimento di corrente diretta statorica si ricava dal riferimento di flusso invertendo il blocco corrente-flusso presente nello schema di Fig. 8.1.2 ovvero dalla (8.2.9).

Anche il controllo ad orientamento di campo indiretto può essere valutato con riferimento ai caratteri già utilizzati per i metodi del FOC diretto.

- *dipendenza dai parametri e sensibilità alle variazioni parametriche.* La situazione è analoga a quella del terzo metodo del FOC diretto. Per entrambi è coinvolta la resistenza rotorica o, meglio la costante di tempo rotorica. Ciò comporta una errata valutazione di ω_x^r ogni qualvolta il valore impiegato nel controllo non coincide con quello reale. Nel paragrafo successivo si esaminerà con maggior dettaglio questo aspetto.
- *onerosità computazionale.* Non appaiono particolari difficoltà computazionali se non quella della somma di ω_x^r con ω_{me} che deve essere eseguita con notevole precisione, visto il piccolo valore che il primo addendo può avere rispetto al secondo.
- *onerosità della misura.* L'onere più pesante è la necessità della misura della velocità rotorica al solo scopo di applicare la (8.3.13), anche quando nessun anello di velocità è presente nell'azionamento.

8.5 – Effetto dell'errato calcolo della velocità di scorrimento in azionamenti ad orientamento di campo indiretto

Il controllo ad orientamento di campo indiretto si basa sulla corretta imposizione della velocità di scorrimento del sistema di riferimento così da ottenere che il vettore spaziale risultante del flusso rotorico si posizioni sull'asse d.

Lo studio degli effetti di un non corretto valore di velocità di scorrimento, almeno a regime, si può condurre risolvendo le (8.1.5), assumendo costanti (a regime) per ciascuna delle grandezze. Le (8.1.5) diventano

$$\begin{cases} \frac{R_r}{L_r} \Lambda_{rd}^x - \Omega_x^r \Lambda_{rq}^x = \frac{R_r}{L_r} L_M I_{sd}^x \\ \frac{R_r}{L_r} \Lambda_{rq}^x + \Omega_x^r \Lambda_{rd}^x = \frac{R_r}{L_r} L_M I_{sq}^x \end{cases} \quad (8.5.1)$$

che risolte per i flussi di asse diretto ed in quadratura forniscono

$$\Lambda_{rd}^x = L_M \frac{\frac{L_r}{R_r} \Omega_x^r I_{sq}^x + I_{sd}^x}{1 + \left(\frac{L_r}{R_r} \Omega_x^r \right)^2} \quad (8.5.2)$$

$$\Lambda_{rq}^x = L_M \frac{I_{sq}^x - \frac{L_r}{R_r} \Omega_x^r I_{sd}^x}{1 + \left(\frac{L_r}{R_r} \Omega_x^r \right)^2} \quad (8.5.3)$$

Per ogni scelta del di vettore spaziale di corrente statorica, le (8.5.2) e (8.5.3) danno in funzione del valore imposto per Ω_x^r le risultanti componenti del flusso rotorico. Si riconosce che quando è soddisfatta la (8.3.13), tenendo conto che a regime vale $\Lambda_r = L_M I_{sd}$, la (8.5.3) restituisce un valore nullo come deve essere.

Per un più facile esame delle (8.5.2) e (8.5.3), si può riconoscere che esse sono le equazioni parametriche (parametro Ω_x^r) di una circonferenza, come quella di Fig. 8.5.1 a) disegnata per un generico valore di vettore corrente statorica che ne rappresenta il diametro. Ogni punto della circonferenza rappresenta un punto di lavoro con differente valore di Ω_x^r cui corrisponde un differente vettore spaziale di flusso rotorico.

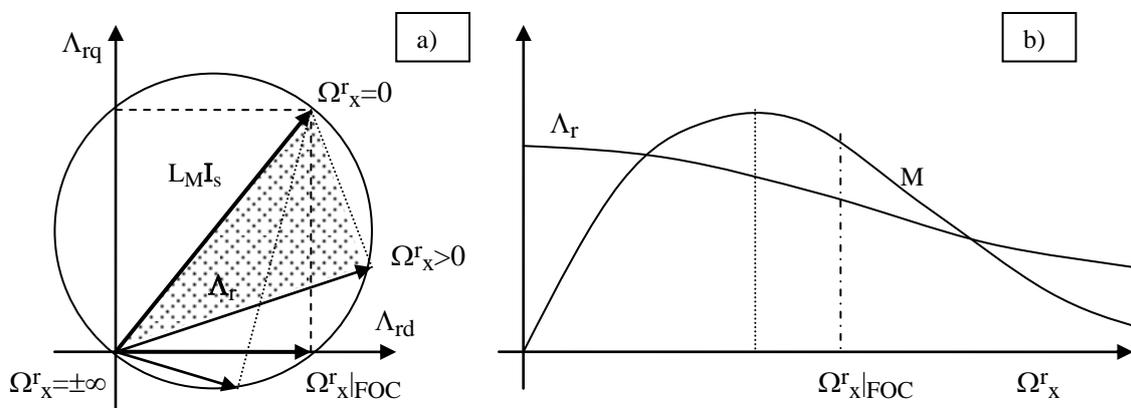


Fig. 8.5.1 – Studio di Ω_x^r su coppia e flusso

Quando Ω_x^r è il corretto valore dato dalla (8.3.13), indicato con $\Omega_x^r|_{\text{FOC}}$ in Fig. 8.5.1, il vettore spaziale del flusso rotorico cade giustamente sull'asse d. Per altri valori di Ω_x^r questo posizionamento viene invece perso. L'esame della figura mostra che l'ampiezza del flusso rotorico varia con Ω_x^r come riportato in Fig. 8.5.1 b). Anche la coppia si può leggere sulla Fig. 8.5.1 a): essa infatti è proporzionale all'area del triangolo rettangolo individuato dal vettore del flusso rotorico e dal diametro del cerchio. Si deduce quindi che, per un dato diametro del cerchio ossia per un dato vettore di corrente statorica la massima coppia si ha quando l'angolo fra i due vettori citati è pari a 45° . Il funzionamento in orientamento di campo non corrisponde a tale situazione (si veda la Fig. b)): l'orientamento di campo non ha lo scopo di far funzionare il motore asincrono nelle condizioni di massimo rapporto coppia su corrente, ma di consentire un controllo separato (disaccoppiato) di flusso e di coppia come in un motore a corrente continua ad eccitazione separata.

8.6 – Sensitività parametrica in azionamenti ad orientamento di campo diretto

Si prende in esame in questo paragrafo la sensitività parametrica dei principali algoritmi di ricostruzione del flusso rotorico nei confronti dei parametri del motore che sono coinvolti negli algoritmi stessi.

8.6.1 – Definizione della funzione sensitività parametrica – Sia data una *funzione reale* $f(x,p)$ della *variabile reale* x e che contiene il *parametro reale positivo* p . Si definisce *sensitività parametrica* di f rispetto a p la *funzione reale*:

$$S_f^p(x,p) = \frac{df}{dp} \frac{p}{f} = \frac{\frac{df}{f}}{\frac{dp}{p}} = \frac{d(\ln|f|)}{d(\ln p)} \quad (8.6.1)$$

ove dopo il primo segno di uguaglianza si è omessa per semplicità l'indicazione esplicita della dipendenza di f da x e p .

Se il valore della funzione f è nullo, la (8.6.1) non si può applicare. In tal caso essa è sostituita con la:

$$S_f^{(n)p}(x,p) = \frac{df}{dp} \frac{p}{f_n} \quad (8.6.1a)$$

ove f_n è un valore prefissato di riferimento per valutare l'entità della variazione df : df/f_n è detta anche variazione normalizzata.

Dalla (8.6.1) si riconosce che la sensitività fornisce il rapporto fra la variazione relativa di f (df/f) rispetto alla variazione relativa del parametro (dp/p). Una sensitività pari a 1 sta ad indicare che il risultato della funzione varia percentualmente della stessa quantità percentuale che descrive la variazione del parametro. Sensitività maggiori (minori) di 1 stanno ad indicare situazioni in cui la variazione percentuale del parametro in esame viene esaltata (attenuata) nella variazione percentuale della funzione.

Per generalizzare, sia data una *funzione complessa* $\mathbf{f}(x,p)$ della *variabile complessa* \mathbf{x} e che contiene il *parametro reale positivo* p . Si definisce ora *sensitività parametrica* di \mathbf{f} rispetto a p la *funzione complessa*

$$\mathbf{S}_f^p(\mathbf{x}, p) = \frac{d\mathbf{f}}{dp} \frac{p}{\mathbf{f}} = \frac{\frac{d\mathbf{f}}{\mathbf{f}}}{\frac{dp}{p}} = \frac{d(\ln \mathbf{f})}{d(\ln p)} \quad (8.6.2)$$

Ricordando che

$$\ln \mathbf{f} = \ln(|\mathbf{f}|e^{j\varphi}) = \ln|\mathbf{f}| + j\varphi \quad (8.6.3)$$

si ottiene

$$\mathbf{S}_f^p(\mathbf{x}, p) = \frac{d(\ln|\mathbf{f}| + j\varphi)}{d(\ln p)} = \frac{d(\ln|\mathbf{f}|)}{d(\ln p)} + j \frac{d\varphi}{d(\ln p)} = \frac{d(\ln|\mathbf{f}|)}{d(\ln p)} + j\varphi \frac{d(\ln|\varphi|)}{d(\ln p)} \quad (8.6.4)$$

e cioè in forma compatta:

$$\mathbf{S}_f^p(\mathbf{x}, p) = \mathbf{S}_{|\mathbf{f}|}^p(\mathbf{x}, p) + j\varphi \mathbf{S}_\varphi^p(\mathbf{x}, p) \quad (8.6.5)$$

oppure

$$\mathbf{S}_f^p(\mathbf{x}, p) = \mathbf{S}_{|\mathbf{f}|}^p(\mathbf{x}, p) + j\mathbf{S}_\varphi^{(n)p}(\mathbf{x}, p) \quad (8.6.5a)$$

Si riconosce che se f è reale la (8.6.4) coincide con la (8.6.1). Ancora le (8.6.4) e (8.6.5) mostrano che la sensitività di una funzione complessa è una funzione complessa la cui parte reale rappresenta la sensitività del modulo di f mentre il coefficiente dell'immaginario è la sensitività dell'argomento moltiplicata per l'argomento stesso, ovvero il rapporto fra la variazione $d\varphi$ dell'argomento e la variazione relativa dp/p del parametro.

8.6.2 – Sensitività parametrica della stima di flusso rotorico dalle tensioni e correnti statoriche – Si applica dapprima quanto definito nel par. 8.6.1 alla procedura di stima del flusso rotorico descritta al punto b) del par. 8.3 e che può essere scritta come:

$$\lambda_r^s = \frac{L_r}{L_M} \left[\int_{-\infty}^t (\mathbf{u}_s^s - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s^s) dt - L_t \mathbf{i}_s^s \right] \quad (8.6.6)$$

Considerando il funzionamento in regime sinusoidale, ogni grandezza vettoriale si può esprimere con la

$$\mathbf{g}_x^s(t) = \mathbf{G}_x^s e^{j\Omega_s t} \quad (8.6.7)$$

essendo Ω_s la velocità di rotazione del sistema di riferimento $d^s q^s$ (e con esso, a regime, di tutti i vettori in esso definiti) e \mathbf{G}_x^s la posizione iniziale del vettore $\mathbf{g}_x^s(t)$ (quindi la posizione di $\mathbf{g}_x^s(0)$ in $d^s q^s$ se il sistema di riferimento parte da posizione nulla per $t=0$). Esprimendo ciascuna delle

variabili in (8.6.6) secondo la (8.6.7) e prendendo in esame la soluzione particolare (soluzione a regime sinusoidale) si trova:

$$\Lambda_r^s = \frac{L_r}{L_M} \left(\frac{U_s^s - R_s I_s^s}{j\Omega_s} - L_t I_s^s \right) \quad (8.6.8)$$

Applicando la (8.6.2) alla (8.6.8) si trova

$$S_{\Lambda_r^s}^{L_r/L_M} = \frac{\left(\frac{U_s^s - R_s I_s^s}{j\Omega_s} - L_t I_s^s \right) \frac{L_r}{L_M}}{1 \left(\frac{U_s^s - R_s I_s^s}{j\Omega_s} - L_t I_s^s \right) \frac{L_r}{L_M}} = 1 \quad (8.6.9)$$

mentre

$$S_{\Lambda_r^s}^{L_t} = \frac{\frac{L_r}{L_M} (-I_s^s)}{1} \frac{L_t}{\left(\frac{U_s^s - R_s I_s^s}{j\Omega_s} - L_t I_s^s \right) \frac{L_r}{L_M}} = \frac{\frac{L_r}{L_M} (-I_s^s)}{1} \frac{L_t}{\Lambda_r^s} \quad (8.6.10)$$

Ricordando che il rapporto di due numeri complessi è un numero complesso il cui modulo è pari al rapporto dei rispettivi moduli e l'argomento è la differenza degli argomenti, la (8.6.10) si può scrivere nella forma

$$S_{\Lambda_r^s}^{L_t} = -\frac{L_r L_t}{L_M} \frac{|I_s^s|}{|\Lambda_r^s|} e^{j\vartheta_i^\lambda} = -\frac{L_r L_t}{L_M} \frac{I_{sd}^\lambda (1 + j \tan \vartheta_i^\lambda)}{|\Lambda_r^s|} \quad (8.6.11)$$

e dalla $\Lambda_r = L_M I_{sd}^\lambda$ e dalla definizione di L_t si ottiene infine

$$S_{\Lambda_r^s}^{L_t} = -\frac{L_r L_t}{L_M^2} (1 + j \tan \vartheta_i^\lambda) = \left(1 - \frac{L_r L_s}{L_M^2}\right) (1 + j \tan \vartheta_i^\lambda) \quad (8.6.12)$$

Infine per il terzo parametro rappresentato dalla resistenza statorica si ottiene con operazioni analoghe:

$$S_{\Lambda_r^s}^{L_t} = -\frac{L_r}{L_M} \frac{I_s^s}{j\Omega_s} \frac{R_s}{\Lambda_r^s} = -\frac{L_r}{L_M^2} \frac{(1 + j \tan \vartheta_i^\lambda)}{j\Omega_s} R_s \quad (8.6.13)$$

che si può riscrivere nella forma:

$$S_{\Lambda_r^s}^{L_t} = -\frac{L_r L_s}{L_M^2} \frac{R_s}{\Omega_s L_s} (\tan \vartheta_i^\lambda - j) \quad (8.6.14)$$

Le (8.6.8), (8.6.12) e (8.6.14) consentono di studiare la sensitività parametrica in questione. Fissati i parametri del motore, essa varia con ϑ_1^λ e con la frequenza statorica Ω_s . L'angolo $\vartheta_1^\lambda = \arctan(I_{sq}^\lambda / I_{sd}^\lambda)$ dipende dalle condizioni di carico e varia quindi da 0 per il funzionamento a vuoto (coppia nulla) fino a valori attorno a $\pm(2 \div 4)$ (valori positivi nel funzionamento da motore, negativi in quello da freno, maggiori in valore assoluto per motori più grandi). Per quanto riguarda i parametri si può avere per esempio $L_r/L_M \approx L_s/L_M \approx 0.9$ e $R_s/\Omega_{sN}L_s \approx 1/30 \div 1/50$ (alla frequenza nominale). Con tali valori si ottengono le sensitività rappresentate qualitativamente in Fig. 8.6.1 ove è pure riportato, come termine di confronto, il cerchio di raggio unitario. Si osserva che la sensitività rispetto al rapporto L_r/L_M è puramente reale e quindi errori in tale rapporto si ripercuotono in errori sulla sola ampiezza del flusso stimato. Viceversa la sensitività rispetto a L_t ha una parte reale negativa (errori positivi in L_t causano minori ampiezze nel flusso calcolato) ma anche una parte immaginaria che a pieno carico e di valore assoluto maggior e di quella reale. Si avranno pertanto importanti effetti sulla fase del flusso calcolato ogniqualvolta si utilizza un valore di L_t diverso dal vero.

Infine la sensitività rispetto alla resistenza statorica mostra valori crescenti con il diminuire della frequenza di statore (teoricamente tende all'infinito per Ω_s che tende a zero) rendendo non applicabile questo metodo di ricostruzione del flusso rotorico per valori di frequenza al di sotto di circa il 10% della frequenza nominale.

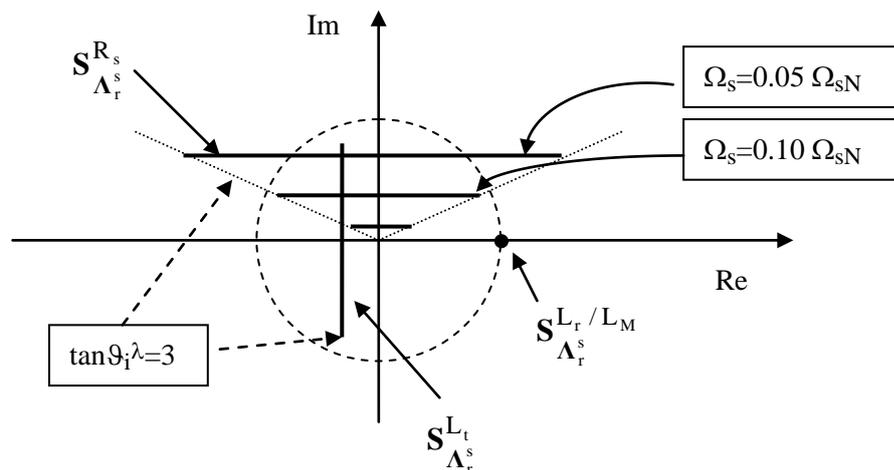


Fig. 8.6.1 Sensitività parametrica della stima del flusso rotorico dalle tensioni e correnti di statore.

8.6.3 – Sensitività parametrica della stima di flusso rotorico dalle correnti statoriche e dalla velocità – Si applica ora quanto definito nel par. 8.6.1 alla procedura di stima del flusso rotorico descritta al punto c) del par. 8.3 e che consiste nella soluzione della seguente equazione differenziale complessa:

$$\frac{d\lambda_r^s}{dt} = (j\omega_{me} - \frac{R_r}{L_r})\lambda_r^s + \frac{R_r L_M}{L_r} \mathbf{i}_s^s \quad (8.6.15)$$

La (8.6.15) a regime sinusoidale porge:

$$\Lambda_r^s = \frac{\frac{R_r}{L_r} L_M I_s^s}{\frac{R_r}{L_r} + j(\Omega_s - \Omega_{me})} \quad (8.6.16)$$

Alla (8.6.16) si può applicare la definizione (8.6.2) della sensitività parametrica rispetto ai due parametri L_M e R_r/L_r . Per i due casi si ottiene:

$$S_{\Lambda_r^s}^{L_M} = 1 \quad (8.6.17)$$

e

$$S_{\Lambda_r^s}^{R_r/L_r} = L_M I_s^s \frac{\left[\frac{R_r}{L_r} + j(\Omega_s - \Omega_{me}) \right] - \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{R_r}{L_r} \left[\frac{R_r}{L_r} + j(\Omega_s - \Omega_{me}) \right]}{\left[\frac{R_r}{L_r} + j(\Omega_s - \Omega_{me}) \right]^2} \cdot \frac{\frac{R_r}{L_r} L_M I_s^s}{\frac{R_r}{L_r} L_M I_s^s} \quad (8.6.18)$$

Dopo le dovute semplificazioni la (8.6.18) diventa

$$S_{\Lambda_r^s}^{R_r/L_r} = \frac{j(\Omega_s - \Omega_{me})}{\frac{R_r}{L_r} + j(\Omega_s - \Omega_{me})} \quad (8.6.19)$$

Ricordando la (8.3.13) valutata a regime si trova che:

$$(\Omega_s - \Omega_{me}) = \frac{R_r}{L_r} \tan \vartheta_i^\lambda \quad (8.6.20)$$

che sostituita nella (8.6.19) porta infine a:

$$S_{\Lambda_r^s}^{R_r/L_r} = \frac{j \tan \vartheta_i^\lambda}{1 + j \tan \vartheta_i^\lambda} \quad (8.6.21)$$

Le (8.6.17) e (8.6.21) sono graficamente mostrate in Fig. 8.6.2.

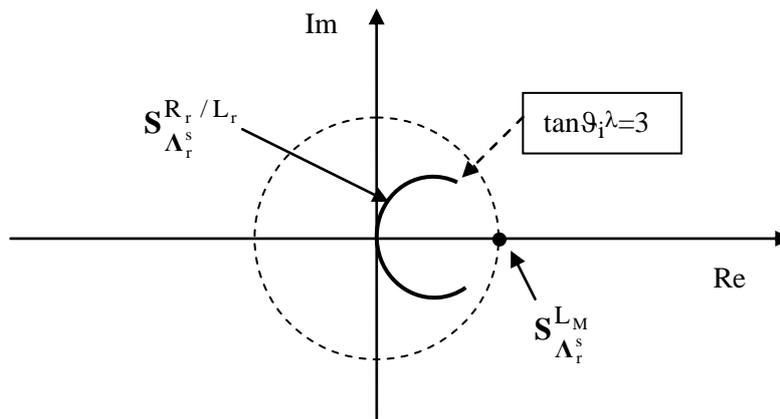


Fig. 8.6.2 Sensibilità parametrica della stima del flusso rotorico dalle correnti di statore e dalla velocità.

Si osserva dalla figura (e dalle espressioni) come la sensibilità sia indipendente dalla frequenza di alimentazione e dipenda invece solo dalle condizioni di carico. In ogni caso i valori assunti dalla sensibilità stanno sempre entro il cerchio di raggio unitario (a tratteggio in figura) a riprova della superiorità di questo metodo di stima del flusso rotorico rispetto a quello precedentemente analizzato.

8.7 – Azionamento FOC con motore asincrono e controllo vettoriale delle tensioni

Gli azionamenti fin qui visti per i motori in corrente alternata sono tutti a *corrente impressa* nel senso che l'algoritmo di controllo del flusso e della coppia determina il vettore spaziale delle corrente da imprimere al motore attraverso una delle tecniche di controllo della corrente trifase (controllo vettoriale della corrente).

Il motore asincrono si presta ad essere alimentato anche a tensione impressa cioè senza anelli di corrente. In tal caso l'algoritmo di controllo del flusso e della coppia (o velocità) determina direttamente il vettore di tensione da applicare al motore.

Questa possibilità di funzionamento raramente si applica al motore sincrono a magneti permanenti, mentre trova applicazione anche negli azionamenti con motore in corrente continua.

Per formulare un controllo ad orientamento di campo a tensione impressa occorre esprimere le componenti del vettore spaziale della tensione statorica in funzione di grandezze di controllo note, laddove invece nello schema a corrente impressa le stesse componenti di tensione vengono determinate dai regolatori di corrente. Allo scopo si faccia ancora riferimento ad un sistema di assi ortogonali sincrono con il vettore flusso rotorico e con l'asse diretto coincidente con detto flusso. In tale sistema di riferimento le tensioni statoriche sono, come già noto:

$$u_{sd}^{\lambda} = R_s i_{sd}^{\lambda} + \frac{d\lambda_{sd}^{\lambda}}{dt} - \omega_{\lambda}^s \lambda_{sq}^{\lambda}$$

$$u_{sq}^{\lambda} = R_s i_{sq}^{\lambda} + \frac{d\lambda_{sq}^{\lambda}}{dt} + \omega_{\lambda}^s \lambda_{sd}^{\lambda}$$

Inoltre valgono, in qualsiasi sistema di riferimento, le relazioni vettoriali seguenti:

$$\lambda_s = L_s \mathbf{i}_s + L_M \mathbf{i}_r$$

$$\lambda_r = L_M \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r$$

Dalla seconda di esse si può ricavare l'espressione

$$\mathbf{i}_r = \frac{\lambda_r}{L_r} - \frac{L_M}{L_r} \mathbf{i}_s$$

che sostituita nella prima porge

$$\lambda_s = \frac{L_M}{L_r} \lambda_r + (L_s - \frac{L_M^2}{L_r}) \mathbf{i}_s = \frac{L_M}{L_r} \lambda_r + L_t \mathbf{i}_s$$

Le tensioni statoriche diventano quindi

$$u_{sd}^\lambda = R_s i_{sd}^\lambda + \frac{L_M}{L_r} \frac{d\lambda_{rd}^\lambda}{dt} + L_t \frac{di_{sd}^\lambda}{dt} - \omega_\lambda^s \left(\frac{L_M}{L_r} \lambda_{rq}^\lambda + L_t i_{sq}^\lambda \right)$$

$$u_{sq}^\lambda = R_s i_{sq}^\lambda + \frac{L_M}{L_r} \frac{d\lambda_{rq}^\lambda}{dt} + L_t \frac{di_{sq}^\lambda}{dt} - \omega_\lambda^s \left(\frac{L_M}{L_r} \lambda_{rd}^\lambda + L_t i_{sd}^\lambda \right)$$

Nel sistema di riferimento prescelto, fisso con il vettore flusso rotorico, deve valere

$$\lambda_{sq}^\lambda = 0$$

$$\lambda_{sd}^\lambda = \lambda_r$$

e pertanto le espressioni delle tensioni statori si semplificano nelle

$$u_{sd}^\lambda = R_s i_{sd}^\lambda + \frac{L_M}{L_r} \frac{d\lambda_r}{dt} + L_t \frac{di_{sd}^\lambda}{dt} - \omega_\lambda^s L_t i_{sq}^\lambda \quad (8.7.1)$$

$$u_{sq}^\lambda = R_s i_{sq}^\lambda + L_t \frac{di_{sq}^\lambda}{dt} + \omega_\lambda^s \left(\frac{L_M}{L_r} \lambda_r + L_t i_{sd}^\lambda \right)$$

Le equazioni sopra scritte esprimono le tensioni di statore (componenti) in funzione delle correnti statoriche (componenti) e dell'ampiezza del flusso rotorico oltre che della velocità di rotazione ω_λ^s del vettore flusso rotorico. Esse potrebbero essere impiegate per eliminare gli anelli di corrente in Fig. 8.3.2 o 8.4.1 calcolando con esse i riferimenti di tensione (nelle figure citate prodotti dai regolatori di corrente) in funzione dei riferimenti di flusso e di corrente e della velocità angolare ω_λ^s del vettore rotorico. Lo schema che ne risulta non è di ampio interesse pratico perché richiede comunque la misura della velocità di rotazione sia per realizzare l'anello di velocità, il cui regolatore produce il riferimento di corrente in quadratura, sia per ottenere ω_λ^s . A ciò si aggiunge la complicazione che le espressioni delle tensioni statori che contengono termini derivativi, di difficile implementazione.

Per ovviare a questi inconvenienti si assumono le seguenti condizioni operative e si operano le conseguenti semplificazioni:

- a) Si *assume* (accetta) che la *dinamica dell'azionamento sia relativamente lenta*. Allora le equazioni delle tensioni statoriche (8.7.1) possono essere *simplificate* prendendo la loro versione a regime (derivate nulle) che diventa:

$$\begin{aligned} u_{sd}^{\lambda} &= (R_s i_{sd}^{\lambda} - \omega_{\lambda}^s L_t i_{sq}^{\lambda}) \\ u_{sq}^{\lambda} &= (R_s i_{sq}^{\lambda} + \omega_{\lambda}^s L_t i_{sd}^{\lambda}) + \omega_{\lambda}^s \frac{L_M}{L_r} \lambda_r \end{aligned} \quad (8.7.2)$$

di più facile implementazione. Esse possono essere usate per calcolare i riferimenti di tensione in funzione delle correnti misurate e del riferimento dell'ampiezza del flusso rotorico e della velocità di rotazione del vettore dello stesso i flusso.

- b) Si *assume* che il *riferimento di velocità venga variato lentamente* (senza variazioni a gradino) cosicché la velocità vera segue con buona *approssimazione* il riferimento stesso e le due grandezze possono essere scambiate.
- c) Anche il legame fra ampiezza del flusso rotorico e corrente diretta di statore è assunto a regime $\lambda_r = L_M i_{sd}$ (v. (8.1.9)) per cui la velocità di scorrimento si può calcolare con la (v. (8.3.13))

$$\omega_x^r = R_r i_{sq}^{\lambda} / L_r i_{sd}^{\lambda}$$

Lo schema risultante dell'azionamento è quello di Fig. 8.7.1 ricavato da Fig 8.4.2 applicando le semplificazioni citate.

Sullo schema si possono fare le seguenti considerazioni:

- a) È ancora un *controllo vettoriale* perché la tensione statorica applicata al motore è controllata attraverso le sue componenti diretta e in quadratura.
- b) Non ci sono anelli di corrente e ciò si esprime dicendo che è un azionamento a *tensione impressa (V-type)*
- c) Non è richiesta la misura della velocità, ovvero l'azionamento è *sensorless*.
- d) Si possono individuare due funzioni:
- una compensazione di scorrimento*, che corregge il riferimento di tensione sommando la velocità di scorrimento per ottenere la velocità del vettore del flusso rotorico che è anche la pulsazione delle tensioni applicate al motore (riquadro punteggiato in Fig. 8.7.1);
 - una compensazione di cadute di tensione statoriche*, rappresentata dai contributi entro parentesi nelle equazioni (8.7.2) che correggono la forza elettromotrice rotazionale proporzionale al prodotto della velocità del flusso rotorico per l'ampiezza dello stesso con contributi legati alle cadute di tensione resistive e induttive sullo statore.
- e) Lo schema può esibire fenomeni di instabilità per certe condizioni di carico che sono in genere risolti con l'introduzione di blocchi di stabilizzazione (a tratteggio in Fig. (8.7.1)) sulle misure di corrente. Tali blocchi sono solitamente dei ritardi del primo ordine.

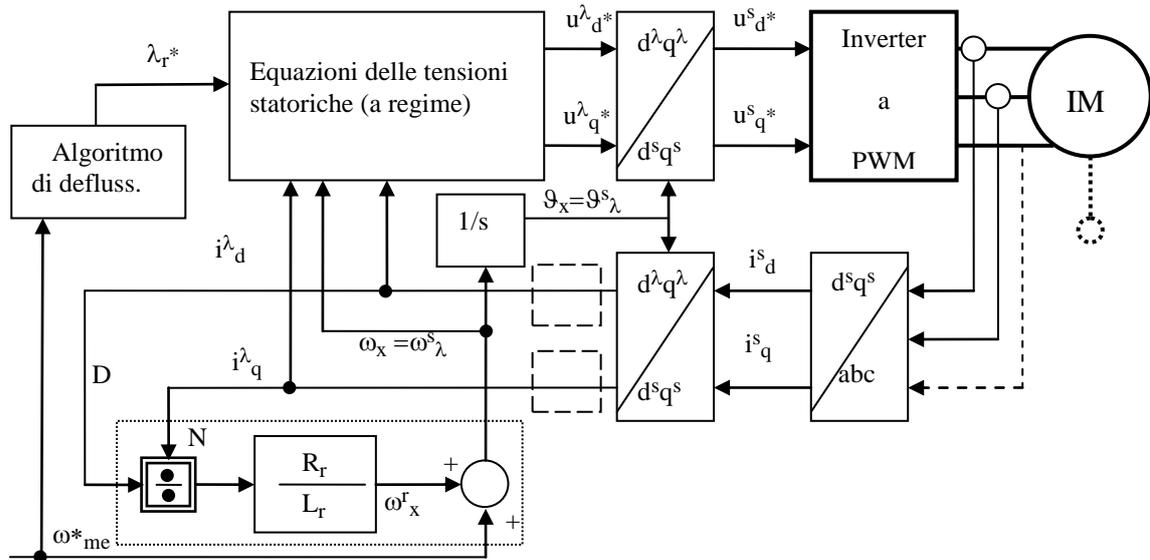


Fig. 8.7.1 – Azionamento *vettoriale* sensorless a tensione impressa

Lo schema di Fig. 8.7.1 si presta a riconoscere la versione *scalare* dell’azionamento frequentemente usata in passato. Essa introduce una ulteriore semplificazione, valida se la frequenza di alimentazione, o la velocità di rotazione, non sono troppo piccole. La semplificazione deriva dall’osservazione che al di sopra di una certa velocità di rotazione, la componente in quadratura della tensione è dominante rispetto alla componente diretta e pertanto quest’ultima può essere ignorata e la prima fatta coincidere con il modulo del vettore tensione statorica. Lo schema diventa allora:

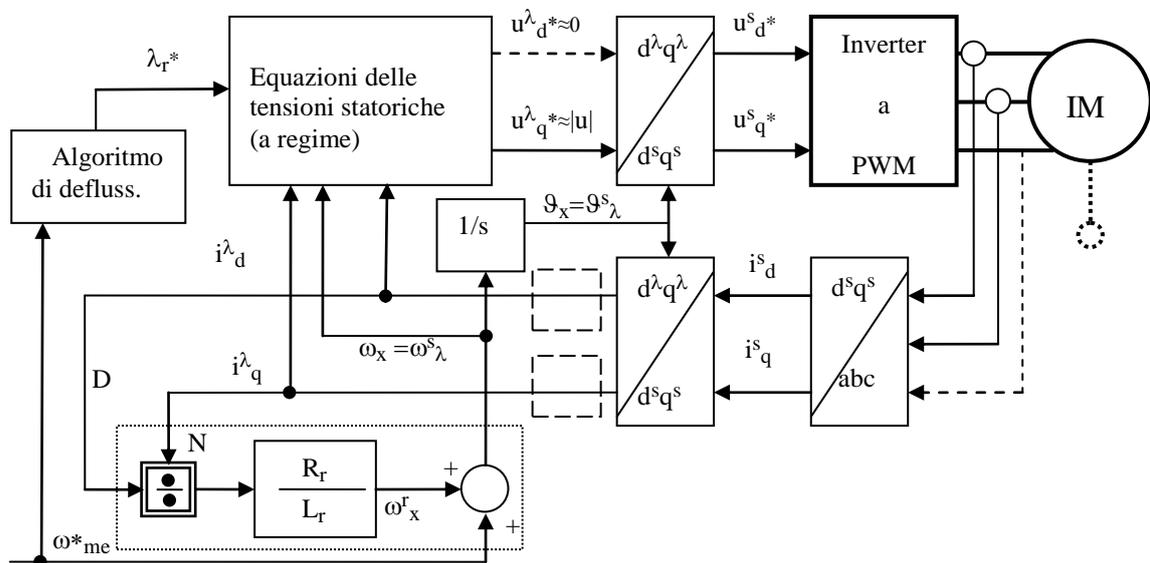


Fig. 8.7.2 – Azionamento *scalare* sensorless a tensione impressa

L’approssimazione introdotta porta ad applicare una tensione al motore che, in assenza delle compensazioni di caduta di tensione, è proporzionale alla pulsazione statorica ovvero alla frequenza. Da qui la denominazione di *azionamenti V/f costante* o di *azionamenti tensione-*

frequenza. Le loro prestazioni sono piuttosto modeste sia in termini di funzionamento a regime (limite disponibile di coppia) che in termini di prontezza dinamica. Il loro uso è giustificato dalla maggior semplicità dello schema. La disponibilità di componenti digitali di calcolo ad elevate potenzialità oggi sul mercato ha fatto tuttavia diminuire drasticamente il valore di questo pregio sicché lo schema scalare non ha vere ragioni di essere adottato oggigiorno.

8.8 – Progetto degli anelli di corrente negli azionamenti a corrente impressa

Gli schemi di Fig. 8.3.2 e 8.4.1 prevedono un controllo sincrono delle correnti statoriche eseguito nel sistema di riferimento d^λ - q^λ orientato con il flusso rotorico. Ognuno dei due regolatori di corrente R_{id} e R_{iq} produce alla sua uscita il riferimento di tensione $u_{sd}^{\lambda*}$ e $u_{sq}^{\lambda*}$ rispettivamente, mentre riceve in reazione le correnti i_{sd}^{λ} e i_{sq}^{λ} (che, confrontate con i riferimenti di corrente, determinano gli errori all'ingresso dei regolatori).

Per il progetto dei regolatori, che qui di seguito si supporranno di tipo PID, si deve ricavare la funzione di trasferimento che lega, per uno e per l'altro degli assi, il segnale della corrente di reazione (uscita) con il segnale di comando di tensione (ingresso) che è da loro prodotto. Le equazioni tensione-corrente del motore ad induzione sono tuttavia non lineari, anche nel sistema di riferimento d^λ - q^λ , sicché tale funzione di trasferimento non è ricavabile finché i termini che causano la non linearità non siano rimossi o compensati.

Si riprendano allora le equazioni (8.7.1) e si riscrivano nel seguente modo:

$$u_{sd}^{\lambda} + \omega_{\lambda}^s L_t i_{sq}^{\lambda} = u'_{sd} = R_s i_{sd}^{\lambda} + L_t \frac{di_{sd}^{\lambda}}{dt} + \frac{L_M}{L_r} \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (8.8.1)$$

$$u_{sq}^{\lambda} - \omega_{\lambda}^s \left(\frac{L_M}{L_r} \lambda_r + L_t i_{sd}^{\lambda} \right) = u'_{sq} = R_s i_{sq}^{\lambda} + L_t \frac{di_{sq}^{\lambda}}{dt}$$

alle quali va aggiunta, nel sistema di riferimento d^λ - q^λ orientato con il flusso rotorico, la (8.1.9) cioè

$$\frac{d\lambda_r}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_r = \frac{R_r}{L_r} L_M i_{sd}^{\lambda} \quad (8.8.2)$$

Le equazioni appena scritte mostrano che sussiste una relazione differenziale lineare fra le tensioni u'_{sd} e u'_{sq} e le correnti i_{sd}^{λ} e i_{sq}^{λ} che può essere espressa in una funzione di trasferimento nel dominio di s .

Si consideri dapprima l'asse q. La seconda delle (8.8.1) si può scrivere nella forma:

$$U'_{sq} = R_s I_{sq}^{\lambda} + L_t s I_{sq}^{\lambda}$$

da cui

$$\frac{I_{sq}^\lambda}{U'_{sq}} = Y_q = \frac{1}{R_s + sL_t} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + sL_t/R_s} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + s\sigma\tau_s} \quad (8.8.3)$$

avendo posto $\sigma = L_t/L_s$ e $\tau_s = L_s/R_s$.

Si consideri quindi l'asse d. La prima delle (8.8.1) e la (8.8.2) diventano in s :

$$U'_{sd} = R_s I_{sd}^\lambda + L_t s I_{sd}^\lambda + \frac{L_M}{L_r} s \Lambda_r$$

$$s \Lambda_r + \frac{R_r}{L_r} \Lambda_r = \frac{R_r}{L_r} L_M I_{sd}^\lambda$$

Ricavando il flusso rotorico dalla seconda e sostituendo nella prima, dopo alcuni passaggi analoghi a quelli che hanno portato alla (8.8.3) si ottiene:

$$\frac{I_{sd}^\lambda}{U'_{sd}} = Y_d = \frac{1}{R_s + sL_t + \frac{L_M}{L_r} s \frac{R_r}{L_r} \frac{L_M}{(s + 1/\tau_r)}} = \frac{1}{R_s} \frac{1 + s\tau_r}{1 + s(\tau_s + \tau_r) + s^2\sigma\tau_s\tau_r} \quad (8.8.4)$$

avendo posto $\tau_r = L_r/R_r$.

Si riconosce che la funzione ammettenza Y_d presenta uno zero z e due poli p_1 e p_2 , tutti facilmente calcolabili date le costanti di tempo di statore e rotore oltre al rapporto σ . Si possono ottenere espressioni approssimate dei poli se si assume che sia $\tau_r \cong \tau_s = \tau$ e $\sigma \ll 1$.

Vale infatti in tal caso:

$$p_{1,2} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 - \sigma}}{\tau\sigma} \cong \begin{matrix} -1/(2\tau) \\ -2/(\tau\sigma) \end{matrix}$$

avendo sfruttato l'approssimazione $\sqrt{1 - \sigma} \cong 1 - \sigma/2$ per piccoli valori di σ , mentre lo zero diventa $z = -1/\tau$.

Le risposte in frequenza dell'ampiezza di Y_d (a tratteggio) e di Y_q (linea continua) sono allora quelle di Fig. 8.8.1 (in formato asintotico).

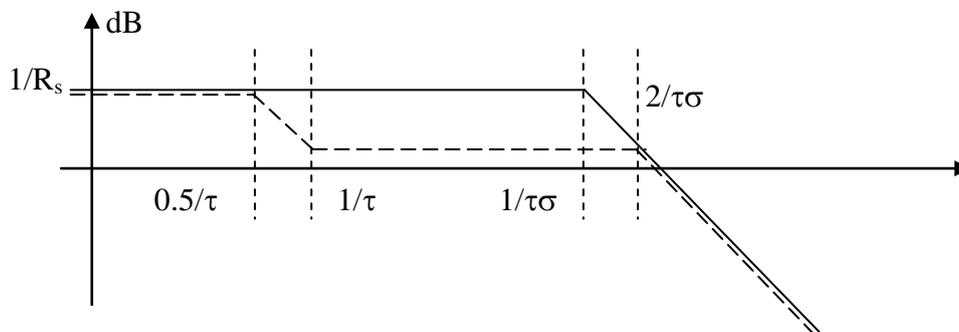


Fig. 8.8.1 Risposte in frequenza di Y_d (a tratteggio) e di Y_q (linea continua)

Si riconosce che le due risposte in frequenza hanno ampia sovrapposizione e per alti valori della frequenza (alti valori di s nelle (8.8.3) e (8.8.4)) sono entrambe approssimabili con la funzione di trasferimento $1/sL_t$.

Le risposte in frequenza delle fasi sono di facile derivazione e ancora mostrano ampie sovrapposizioni.

Il motore asincrono nel funzionamento in orientamento di campo può pertanto essere rappresentato secondo lo schema a blocchi di Fig. 8.8.2 nel sistema di riferimento d^λ - q^λ .

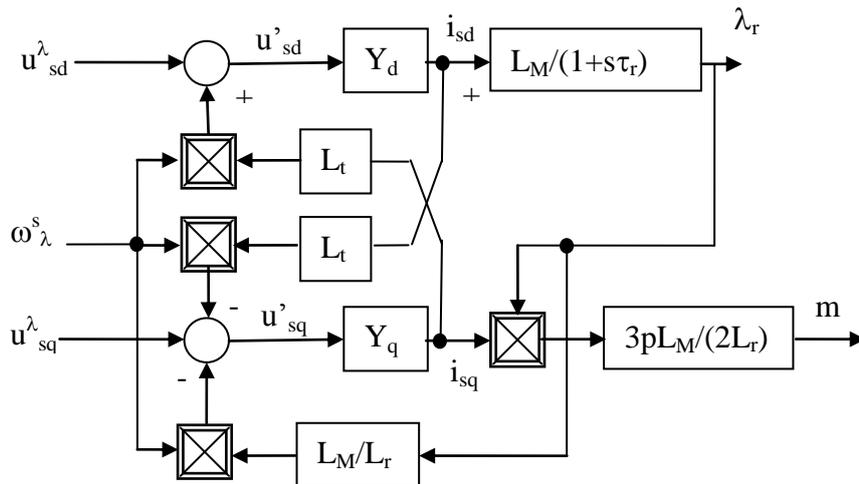


Fig. 8.8.2 – Schema a blocchi del motore asincrono in d^λ - q^λ .

Lo schema merita un'osservazione. Esso descrive la dinamica del motore alimentato da un vettore di tensione statorica le cui componenti sono u^{λ}_{sd} e u^{λ}_{sq} (per esempio imposte dal controllo) nel sistema di riferimento d^λ - q^λ che ruota con velocità ω^s_λ imposta dal controllo. In nessuna parte compare la velocità di rotazione del motore e pertanto si potrebbe essere indotti, per esempio, a pensare che la coppia che il motore produce con dati valori delle grandezze all'ingresso dello schema sia la stessa per tutte le velocità. Ciò non è tuttavia vero! Bisogna ricordare che lo schema è stato ricavato dalle equazioni del motore valide in un preciso e unico sistema di riferimento: il sistema di riferimento d^λ - q^λ che ha l'asse diretto coincidente con il vettore spaziale del flusso rotorico. Quindi ω^s_λ non è una qualsiasi velocità di rotazione, ma deve essere esattamente quella del vettore spaziale del flusso rotorico che differisce dalla velocità di rotazione del rotore esattamente per la velocità di scorrimento che è stata ricavata nel descrivere l'implementazione indiretta del controllo ad orientamento di campo. In altre parole lo schema è utilizzabile solo se abbinato ad un controllo ad orientamento di campo che imponga il giusto valore a ω^s_λ che deriva dalla coppia e dalla velocità di lavoro.

Lo schema mostra la presenza dell'accoppiamento fra gli assi d e q ed anche la presenza di una forza elettromotrice statorica in asse q dovuta al flusso rotorico.

In modo analogo a quanto fatto per il motore sincrono a magneti permanenti, un appropriato controllo vettoriale delle correnti richiede di adottare sia il disaccoppiamento degli assi che la compensazione della forza elettromotrice. Ne risulta allora lo schema di controllo di Fig. 8.8.3, nel quale il motore è rappresentato con i suoi blocchi dalle tensioni statoriche fino alle correnti, sono introdotti i blocchi G_c che rappresentano la dinamica dell'invertitore e i blocchi di disaccoppiamento e di compensazione (il cui effetto è adeguato assumendo che G_c abbia guadagno unitario e ritardo piccolo rispetto alle costanti di tempo del motore).

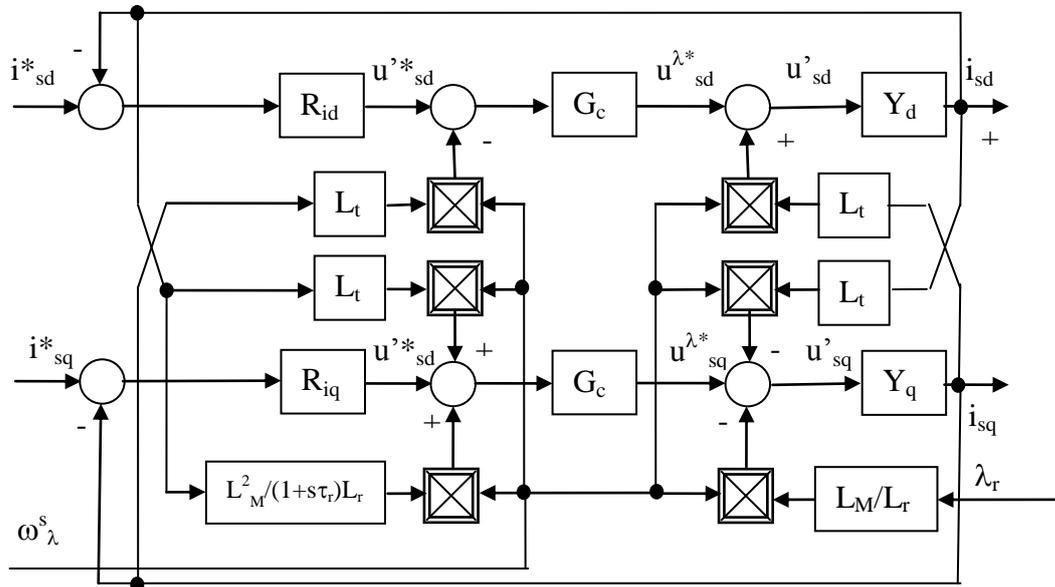


Fig. 8.8.3 – Schema a blocchi del controllo di corrente per azionamento con motore asincrono.

La progettazione dei regolatori di corrente R_{id} e R_{iq} segue infine il procedimento già visto per l'azionamento con motore brushless prendendo in esame i due anelli di corrente evidenziati in tratto continuo nella figura seguente, indipendenti fra loro.

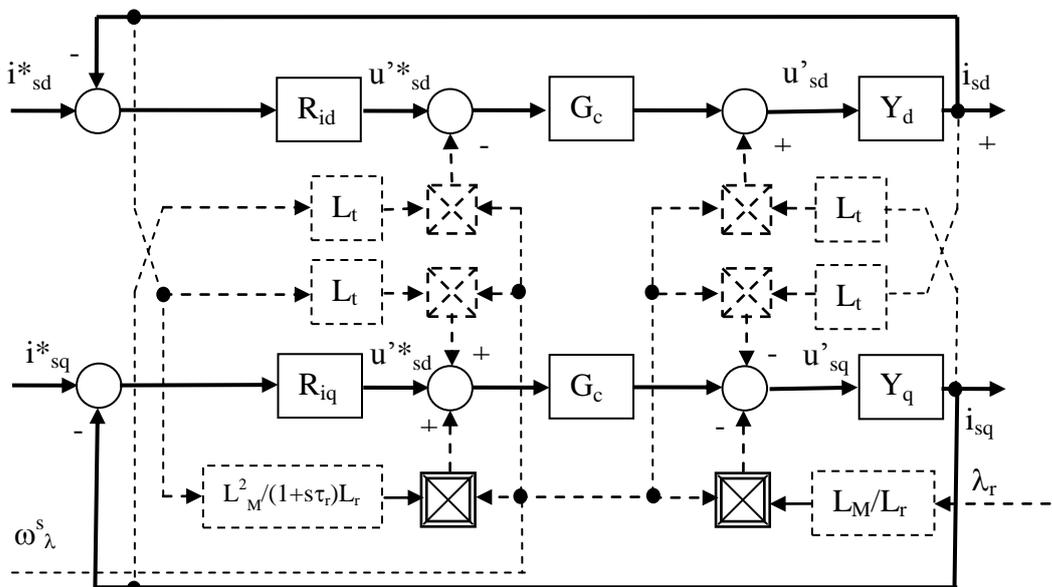


Fig. 8.8.4 – Schemi degli anelli di controllo delle corrente dopo disaccoppiamento degli assi e compensazione della forza elettromotrice.