

Azionamenti sensorless per macchine asincrone

Autore:

Francesco Castelli Dezza

Indice

1. INTRODUZIONE	2
2. METODI PER APPLICAZIONI CON PRESTAZIONI MEDIO-BASSE	4
3. METODI IN ANELLO APERTO BASATI SU TENSIONI E CORRENTI DI STATORE	6
4. METODI ADATTATIVI (MRAS).....	8
5. OSSERVATORI.....	10
5.1 OSSERVATORE DI LEUNBERGER ESTESO (ELO)	10
5.2 FILTRO DI KALMAN ESTESO (EKF)	11
6. METODI BASATI SULL'ANISOTROPIA DEL CIRCUITO MAGNETICO	12
7. BIBLIOGRAFIA	14

1. Introduzione

Uno dei più attivi settori della ricerca nel campo degli azionamenti elettrici è rappresentato dallo studio di stimatori dello stato della macchina. Il buon funzionamento di un controllo vettoriale o di un controllo diretto di coppia dipende principalmente dalla precisione con cui sono conosciuti modulo e posizione del flusso magnetico (di rotore, di statore o di altro, in funzione del tipo di controllo implementato). Partendo da tali valori è possibile stimare la coppia elettromagnetica che la macchina sta esercitando sul carico meccanico. Supponendo, poi, di conoscere i valori delle correnti e delle tensioni (mediante sensori o basandosi sui riferimenti stessi), per la completa conoscenza dello stato della macchina occorre ancora la disponibilità di due grandezze: posizione e velocità. In commercio esistono differenti famiglie di sensori, sia di velocità che di posizione. Il costo è relativamente variabile, ma soprattutto per azionamenti di piccola e media potenza esso incide in modo determinante sul costo finale del prodotto. Non solo: anche per grosse potenze il problema di trasferire la misura di velocità (o di posizione) dal motore all'azionamento senza disturbi può essere risolto solo con complessi cablaggi. In questo senso nasce la necessità di eliminare i sensori di velocità. Azionamenti in cui il controllo del sistema elettromeccanico non si basa su misure dirette di velocità o posizione ma su stimatori (o osservatori) sono denominati "sensorless". Esisteranno, quindi, sistemi più o meno sofisticati dal punto di vista del controllo (scalari, vettoriali diretti, vettoriali indiretti, a controllo diretto di coppia, ...) con stimatori più o meno complessi di velocità o di posizione.

Nella figura 1.1 viene presentato un classico schema di controllo vettoriale basato su un orientamento con il flusso di rotore. Il valore della velocità è necessario sia per la richiusura dell'anello di controllo della velocità stessa, sia per il ricostruttore di flusso. Questo è solamente un esempio di controllo con sensore, ma lo stesso segnale è necessario in qualunque altra architettura in cui esiste un anello di velocità o di posizione.

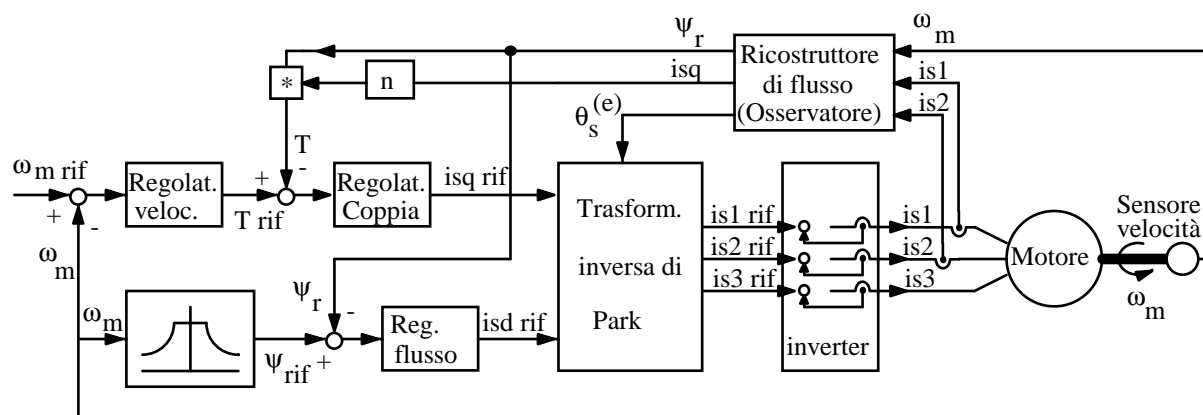


Fig. 1.1 Architettura di un classico controllo ad orientamento con il campo magnetico di rotore

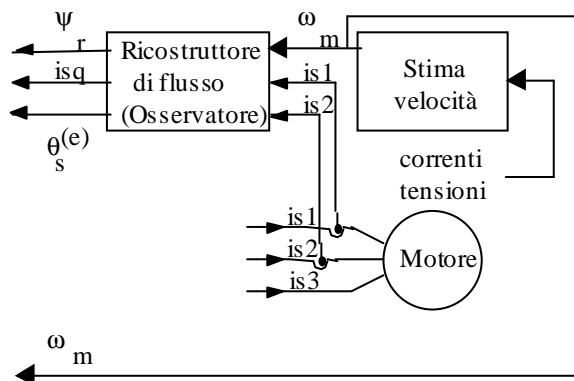


Fig. 1.2 Cambiamenti sull'architettura nella versione sensorless

E' noto che il principale problema delle tecniche di controllo sensorless è la dipendenza dai parametri della macchina che possono dipendere dalla temperatura, dalla frequenza, dallo stato di saturazione, Esistono metodi più o meno complessi per compensare tali non linearità, ma occorre precisare che il modello classico della macchina fornisce pochissime informazioni a basse velocità. Inoltre le cadute di tensione sulle valvole dell'inverter, i tempi morti e gli errori di quantizzazione del modulatore sono molto più influenti intorno alla velocità nulla. Alcune tecniche che si basano sulla anisotropia del rotore (ovalizzazione del rotore stesso o semplicemente la presenza di cave in un rotore a gabbia) possono fornire ulteriori informazioni in queste condizioni di funzionamento. Si stanno, poi, affermando metodologie basate sulla intelligenza artificiale (reti neurali, fuzzy, neuro-fuzzy, sistemi esperti, ...) che dovrebbero aprire nuovi orizzonti.

Questo lavoro intende presentare alcune soluzioni al problema della stima della velocità in un azionamento sensorless per macchine asincrone.

2. Metodi per applicazioni con prestazioni medio-basse

I metodi per applicazioni che non necessitano di prestazioni elevate si basano essenzialmente sul modello a regime della macchina asincrona. In queste condizioni è più facile calcolare il valore dello scorrimento x , partendo da questo, calcolare la velocità meccanica.

Esistono due principali metodi. Il primo si basa su un approccio energetico e sfrutta l'espressione della potenza trasmessa dallo statore al rotore. Dal circuito equivalente a regime a quattro parametri della macchina asincrona, la potenza trasmessa è la potenza "dissipata" nella resistenza non lineare R_r/x (con x viene indicato lo scorrimento). Tale potenza tiene conto dei fenomeni dissipativi nella vera resistenza R_r e della potenza meccanica trasmessa all'asse. E' facilmente dimostrabile che la coppia elettromagnetica assume, a regime, la seguente espressione:

$$T_e = \frac{R_r \cdot I_r^2}{x \cdot \omega} = \frac{E^2 \cdot x}{R_r \cdot \omega}$$

dove T_e è la coppia elettromagnetica, I_r il modulo del vettore di Park della corrente rotorica, ω è la pulsazione elettrica di alimentazione e E la tensione (secondo Park) a valle dell'induttanza di corto circuito lato statore L_{ks} . Da questa espressione si deduce il valore dello scorrimento

$$x = \frac{R_r \cdot \omega \cdot T_e}{E^2}$$

Il valore della coppia si può ottenere con i metodi classici degli osservatori di coppia (ad esempio come prodotto vettoriale tra la corrente statorica ed il flusso statorico, a sua volta ottenuto per integrazione della tensione statorica sottratta della caduta sulla resistenza R_s). La fem E può essere calcolata come:

$$\bar{E} = \bar{V}_s - R_s \cdot \bar{I}_s - j \cdot \omega \cdot L_{ks} \cdot \bar{I}_s$$

Il secondo metodo si basa sulle equazioni dinamiche rotoriche (a 4 parametri) riferite ad asse "d" solidale con il flusso di rotore, considerate a regime e con rotore in cto cto:

$$\begin{aligned} 0 &= R_r \cdot I_{rq} + \omega_{sl} \cdot \Psi_r \\ \Psi_{rq} &= 0 = L_m \cdot (I_{rq} + I_{sq}) \Rightarrow I_{rq} = -I_{sq} \\ \omega_{sl} &= R_r \cdot \frac{I_{sq}}{\Psi_r} \end{aligned}$$

avendo definito con ω_{sl} il prodotto $x \cdot \omega$.

Il flusso di rotore può essere ottenuto, ad esempio, mediante lo stimatore VI (che non ha bisogno della velocità meccanica).

Soluzioni ancora più semplici possono essere ottenute come evoluzione del più classico degli schemi di controllo: il controllo scalare o V/f. In figura 2.1 viene presentato il tipico controllo V/f utilizzando il sensore di velocità.

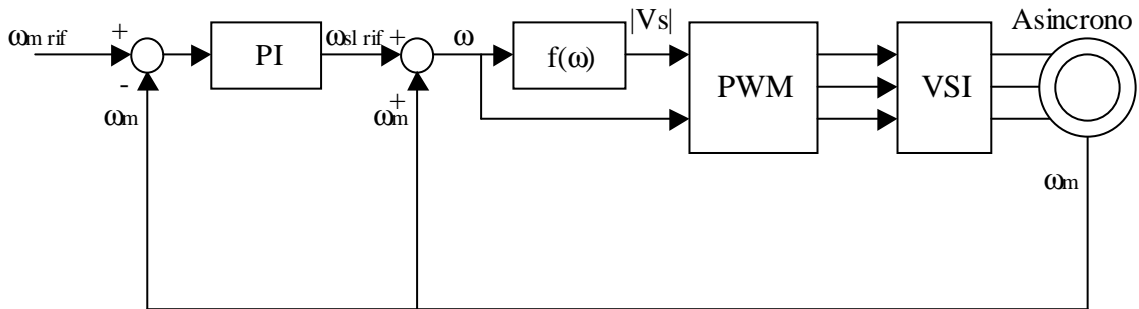


Fig. 2.1 Schema di controllo V/f con sensore di posizione

In figura 2.2, invece, viene presentato uno schema in anello aperto, in cui l'errore tra la velocità di riferimento e la velocità effettiva è funzione dello scorrimento e, quindi, del carico.

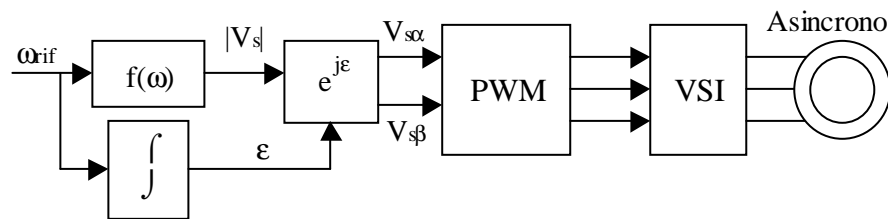


Fig. 2.2 Schema di controllo V/f senza sensore di posizione

In figura 2.3 viene proposto una possibile evoluzione del controllo scalare. Si supponga di essere solidali con il flusso di statore. Se la caduta resistiva al statore è trascurabile la tensione V_s è posizionata sull'asse "q" e se viene mantenuto il rapporto V/f costante, ψ_s rimane costante. A ψ_s costante e a basso scorrimento la caratteristica meccanica è lineare e vi è proporzionalità tra coppia e $x\omega$ (ω_{slip}). D'altra parte la coppia a flusso costante è proporzionale alla componente in quadratura della corrente statorica ($C_e = n \cdot \psi_s \cdot i_{sq}$)

Quindi, in un controllo V/f ed in un sistema di riferimento solidale con il flusso di statore, la pulsazione di scorrimento è proporzionale alla componente della corrente statorica in quadratura.

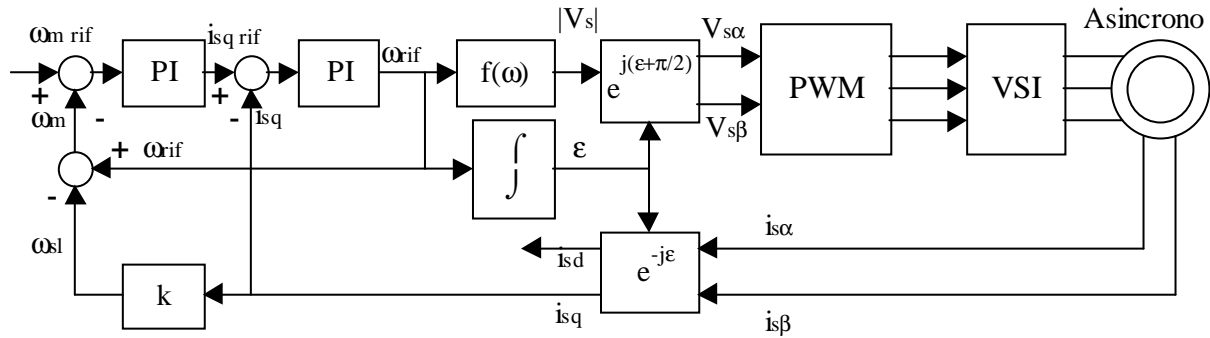


Fig. 2.3 Schema di controllo V/f con compensazione dello scorrimento

3. Metodi in anello aperto basati su tensioni e correnti di statore

I metodi presentati nel precedente capitolo sono sicuramente semplici da implementare anche in strutture hardware di limitate risorse. Hanno anche il vantaggio di non dipendere troppo dai parametri della macchina. Viceversa presentano il grave difetto di possedere risposte lente ai transitori in quanto si basano sul modello a regime della macchina. Esistono schemi che presentano ottime prestazioni anche se in anello aperto. Si basano sul modello dinamico della macchina (a 4 o 5 parametri) e sulla conoscenza (diretta o indiretta) delle tensioni e delle correnti di statore. La loro caratteristica di funzionare in anello aperto implica il fatto che il loro comportamento dipende decisamente dai parametri della macchina. Le non linearità presenti nel sistema e la non perfetta conoscenza dei valori dei parametri durante il transitorio fanno decadere le prestazioni di tali osservatori soprattutto a bassa velocità. Le cause principali di questo declassamento sono: saturazione del materiale ferromagnetico, dipendenza delle resistenze e delle induttanze dalla frequenza, variazione delle resistenze con la temperatura, non idealità dell'inverter, problemi di quantizzazione dei segnali, Potendo compensare tali fenomeni è possibile ottenere prestazioni decisamente buone anche a velocità basse.

I metodi si basano, principalmente, sulla equazione dinamica di rotore, opportunamente manipolata per ottenere una dipendenza dalle sole correnti statoriche e dal flusso statorico (direttamente legato alla tensione statorica).

$$0 = R_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot \bar{\psi}_r$$

con ω_r è indicata la generica velocità degli assi di riferimento rispetto agli assi fissi di rotore.

Un primo metodo si basa sulla scrittura dell'equazione dinamica di rotore con assi fissi con lo statore. In questo caso risulta $\omega_r = -\omega_m$. In particolare l'espressione sull'asse d risulta:

$$0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \omega_m \cdot \psi_{rq}$$

$$\psi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \Rightarrow i_{rd} = \frac{1}{L_r} (\psi_{rd} - L_m \cdot i_{sd})$$

$$\omega_m = \frac{-\frac{d\psi_{rd}}{dt} - \frac{\psi_{rd}}{\tau_r} + \frac{L_m}{\tau_r} \cdot i_{sd}}{\psi_{rq}}$$

dove $\tau_r = L_r/R_r$ è la costante di tempo rotorica.

Il problema, ora, è quello di trovare il legame più opportuno tra i flussi di rotore e le tensioni e le correnti statoriche.

Ma il flusso rotorico è legato al flusso statorico mediante il termine $L_{ks} \cdot i_s$ e attraverso un opportuno coefficiente di riporto:

$$\overline{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} (\overline{\psi}_s - L_{ks} \cdot \overline{i}_s)$$

mentre il flusso di statore è calcolabile come integrazione (pura o mediante filtro passa basso) della tensione di statore meno la caduta di tensione resistiva.

In conclusione si ottiene:

$$\begin{aligned} \overline{\psi}_r &= \frac{L_r}{L_m} (\overline{\psi}_s - L_{ks} \cdot \overline{i}_s) \\ \frac{d\overline{\psi}_r}{dt} &= \frac{L_r}{L_m} \left(\frac{d\overline{\psi}_s}{dt} - L_{ks} \cdot \frac{d\overline{i}_s}{dt} \right) \\ \frac{d\overline{\psi}_s}{dt} &= \overline{v}_s - R_s \cdot \overline{i}_s \\ \overline{\psi}_s &= \int (\overline{v}_s - R_s \cdot \overline{i}_s) dt \\ &\dots \end{aligned}$$

I parametri necessari sono:

- R_s potrebbe dipendere dalla temperatura anche se in misura minore rispetto alla resistenza rotorica; non è molto influenzata dalla frequenza, soprattutto per macchine medio-piccole
- τ_r dipende dalla temperatura, dalla saturazione e dalla frequenza (soprattutto per gabbie profonde)
- L_{ks} dipende molto poco dalla saturazione (tiene conto del flusso disperso nel traferro)

L_r/L_m è un coefficiente di riporto (tipo rapporto di trasformazione) e nell'espressione finale della velocità meccanica scompare in quanto è presente sia al numeratore che al denominatore (al più comparirà la resistenza rotorica del modello a 4 parametri).

Esiste solo la difficoltà di calcolare la derivata della corrente statorica in quanto i segnali provenienti dai sensori sono generalmente molto disturbati. La tensione statorica, invece, può essere letta direttamente o stimata partendo dalla tensione del d.c. bus e dalla configurazione imposta all'inverter.

Un'altra formulazione della velocità meccanica, particolarmente simpatica, è la seguente:

$$\begin{aligned} \overline{\psi}'_s &= \overline{\psi}_s - L_s \cdot \overline{i}'_s \\ \omega_m &= \frac{\text{Im} \left(\frac{d\overline{\psi}_r}{dt} \cdot \overline{\psi}'_s \right)}{\text{Re}(\overline{\psi}_r \cdot \overline{\psi}'_s)} \end{aligned}$$

dove $\text{Im}()$ si intende la parte immaginaria, $\text{Re}()$ la parte reale ed il sottotratto si riferisce al coniugato.

Anche in questo caso occorre trovare il legame più opportuno tra i flussi di rotore e le tensioni e le correnti statoriche.

4. Metodi adattativi (MRAS)

I metodi in anello aperto hanno il grosso vantaggio della semplicità implementativa. Sono però decisamente influenzati dalla incertezza sui valori dei parametri e dagli errori di misura. I metodi in anello chiuso assicurano una migliore accuratezza a discapito di una maggiore complessità algoritmica.

Tra questi il metodo MRAS (Model Reference Adaptive System) fornisce buoni risultati. Il principio di funzionamento si basa sull'esistenza di due stimatori: uno basato su un modello di riferimento e l'altro su un modello "adattativo". Il primo non è funzione dei parametri o delle grandezze da individuare, mentre il secondo si basa su un modello in cui compaiono tali grandezze. L'errore tra le due stime viene utilizzato per ottenere la grandezza ricercata (nel nostro caso la velocità meccanica).

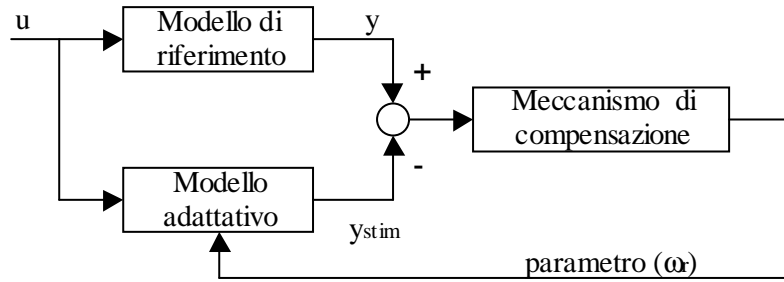


Fig. 4.1 Schema di principio di un osservatore MRAS

Verrà ora presentata una possibile realizzazione di un osservatore tipo MRAS.

Le equazioni del modello di riferimento si riferiscono ad un sistema di assi di riferimento fissi. Il flusso statorico è ottenuto dall'integrazione della tensione a valle della resistenza statorica, mentre il flusso rotorico viene calcolato partendo dal flusso statorico e dalla corrente statorica. Gli ingressi dello stimatore sono, quindi, le correnti e le tensioni statoriche su assi fissi.

Le equazioni diventano:

$$\Psi_{s\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt$$

$$\Psi_{s\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt$$

$$\Psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_M} \cdot (\Psi_{s\alpha} - L_{ks} i_{s\alpha})$$

$$\Psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_M} \cdot (\Psi_{s\beta} - L_{ks} i_{s\beta})$$

Il modello adattativo si basa sul classico stimatore $I\omega$ (corrente e velocità) in cui la velocità meccanica è quella stimata.

Le equazioni sono:

$$p\hat{\Psi}_{r\alpha} = -\frac{R_r}{L_r} \hat{\Psi}_{r\alpha} - \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{r\beta} + \frac{L_M \cdot R_r}{L_r} i_{s\alpha}$$

$$p\hat{\Psi}_{r\beta} = -\frac{R_r}{L_r} \hat{\Psi}_{r\beta} + \hat{\omega}_r \hat{\Psi}_{r\alpha} + \frac{L_M \cdot R_r}{L_r} i_{s\beta}$$

Gli ingressi allo stimatore sono, quindi, le correnti statoriche su assi fissi e la velocità meccanica stimata.

La velocità meccanica stimata si ottiene come uscita di un classico regolatore PI con azione proporzionale e integrale. L'ingresso al PI è, in qualche modo, un errore. Ad esempio può essere scelto il seguente valore:

$$e = \text{Im}(\bar{\psi}_r \cdot \hat{\psi}_r)$$

che è funzione del prodotto dei moduli e del seno dell'angolo compreso.

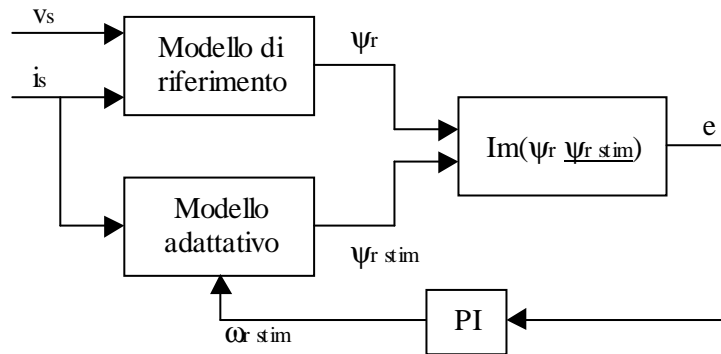


Fig. 4.2 Esempio di un osservatore MRAS

5. Osservatori

Uno stimatore in anello chiuso è chiamato osservatore. Oltre alle tecniche MRAS presentate nel paragrafo precedente esistono in letteratura due grandi famiglie di osservatori: deterministici o stocastici. Della prima famiglia il più famoso è l'osservatore di Leunberger, applicabile a sistemi lineari e tempo invarianti. Per i sistemi deterministici non lineari e tempo varianti esiste la versione estesa di tale osservatore (ELO).

Tra gli osservatori stocastici si evidenzia il filtro di Kalman per sistemi lineari ed il filtro di Kalman esteso (EKF) per i sistemi stocastici non lineari.

5.1 Osservatore di Leunberger esteso (ELO)

Il classico osservatore di Leunberger permette di stimare lo stato di sistemi lineari tempo invarianti descritti dal un modello tipo:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

L'osservatore è descritto dal seguente sistema di equazioni differenziali:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B\hat{u} + G(y - \hat{y})$$

$$\hat{y} = C\hat{x}$$

Lo schema dell'osservatore è presentato in figura 5.1.

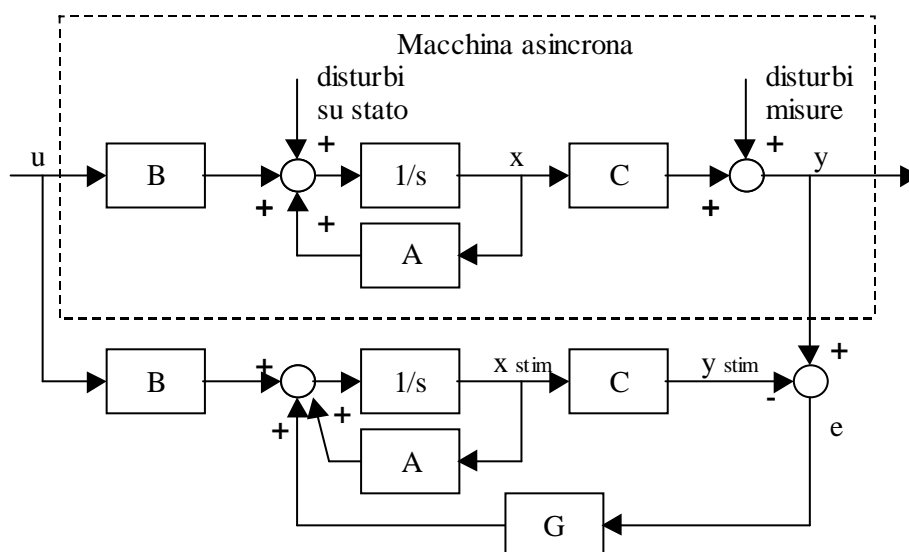


Fig. 5.1 struttura di un osservatore di Leunberger esteso (ELO)

Si può osservare che la struttura è identica a quella di un filtro di Kalman. La diversità consiste nel metodo con cui viene calcolata la matrice dei guadagni G.

La versione estesa dell'osservatore si applica ai sistemi non lineari e tempo varianti. Deriva dalla versione base, ma il modello deve essere linearizzato intorno ad un punto della traiettoria dello stato.

Alle variabili di stato scelte per descrivere il modello (x_n) deve essere aggiunto il vettore dei parametri da stimare (x_p). Il modello del sistema diventa:

$$\dot{x} = f(x) + Bu = [f_n(x_n, x_p), f_p(x_n, x_p)]^T + Bu$$

$$y = Cx = C[x_n, x_p]^T$$

Una possibile rappresentazione del modello è la seguente:

$$x = [i_{sd}, i_{sq}, \psi_{rd}, \psi_{rq}, \omega_r]^T$$

$$y = [i_{sd}, i_{sq}]^T$$

$$u = [v_{sd}, v_{sq}]^T$$

La matrice G è la matrice dei guadagni e non è costante ma dipende dal punto intorno al quale è stato linearizzato il sistema. Ad ogni passo di integrazione la matrice G deve essere ricalcolata in funzione dei poli richiesti all'osservatore (cioè alla sua velocità di risposta).

Scegliendo una G costante si semplifica il metodo, ma si ottengono risposte con dinamica che dipende dal punto di funzionamento.

5.2 Filtro di Kalman esteso (EKF)

Il filtro di Kalman presenta la stessa struttura già presentata in fig. 5.1, ma la logica è completamente diversa. In particolare, in un osservatore deterministico il rumore, gli errori di misura e del modello sono considerati dei disturbi e l'osservatore deve essere abbastanza robusto da riuscire a convergere in ogni caso. Il filtro di Kalman, invece, non potrebbe funzionare su un sistema senza rumore. In particolare il rumore deve essere bianco e non ci devono essere correlazioni tra gli errori (rumori) di misura e gli errori (rumori) nel modello.

La differenza sostanziale tra un osservatore tipo ELO ed il EKF consiste nella modalità di costruzione della matrice G (o K nel filtro di Kalman). Nel primo caso la matrice è ottenuta per via deterministica, imponendo i poli dell'osservatore. Nel secondo caso si ottiene come combinazione lineare di tre sottomatrici di covarianza: P si riferisce al vettore di stato del sistema, Q al vettore dei rumori del modello, mentre R ai rumori nelle misure. La difficoltà consiste nel calcolare tali matrici in quanto i parametri dipendono dalle caratteristiche del rumore, generalmente non conosciute a priori. Spesso, quindi, vengono realizzate come matrici di pesi scelti con ocularità e dopo ripetuti tentativi di convergenza.

Il modello del sistema può essere rappresentato con un qualunque sistema di variabili di stato indipendenti. Occorre che sia presente anche la velocità meccanica.

E', infine, possibile utilizzare il filtro di Kalman esteso anche per ricostruire, oltre a variabili di stato non misurabili, il valore di qualche parametro che varia durante il transitorio.

6. Metodi basati sull'anisotropia del circuito magnetico

Per sfruttare meglio il ferro, l'attuale tendenza dei progettisti di macchine asincrone è quella di porre la condizionale nominale in zona di saturazione. Questo comporta la comparsa, nella tensione tra fase e centro stella degli avvolgimenti, di una componente di terza armonica. Ad essa corrisponde un flusso di magnetizzazione di terza armonica che risulta in fase con il flusso di magnetizzazione alla frequenza fondamentale; quindi esiste una coincidenza tra i massimi dei due flussi. Il flusso di terza armonica è indipendente dalle condizioni di carico e praticamente esente da rumore.

Nella macchina asincrona esistono due fenomeni di saturazione: la saturazione dovuta ai denti e quella presente nel ferro del giogo di statore. Nella prima, i denti di statore che saturano sono quelli in corrispondenza del flusso di magnetizzazione. In questa direzione l'induzione al traferro presenta un appiattimento. La terza armonica presenta in questo punto un minimo.

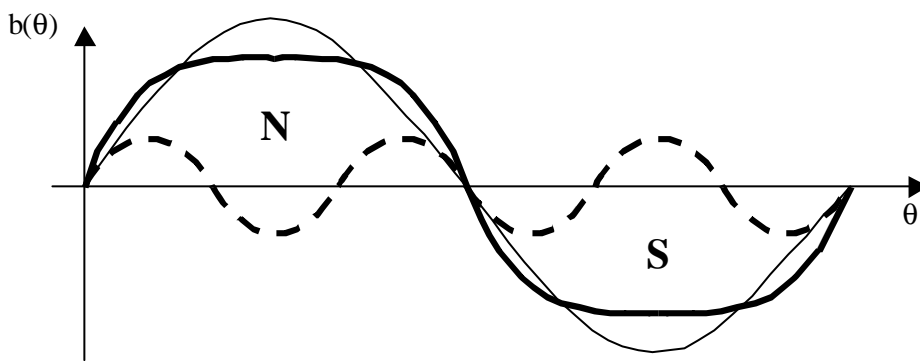


Fig. 6.1 andamento dell'induzione al traferro per effetto della saturazione dei denti (tratto continuo: andamento reale; tratto leggero: prima armonica; tratteggio: terza armonica)

La saturazione nel giogo di statore è dovuta alla distribuzione di forza magnetomotrice lungo il traferro. In corrispondenza dell'asse interpolare il flusso di giogo è massimo e può mandare in saturazione il ferro. In questo caso l'andamento dell'induzione al traferro è completamente differente dal caso precedente: in corrispondenza del flusso di magnetizzazione si ha il massimo della terza armonica. In questo lavoro si suppone che la saturazione del primo tipo è preponderante.

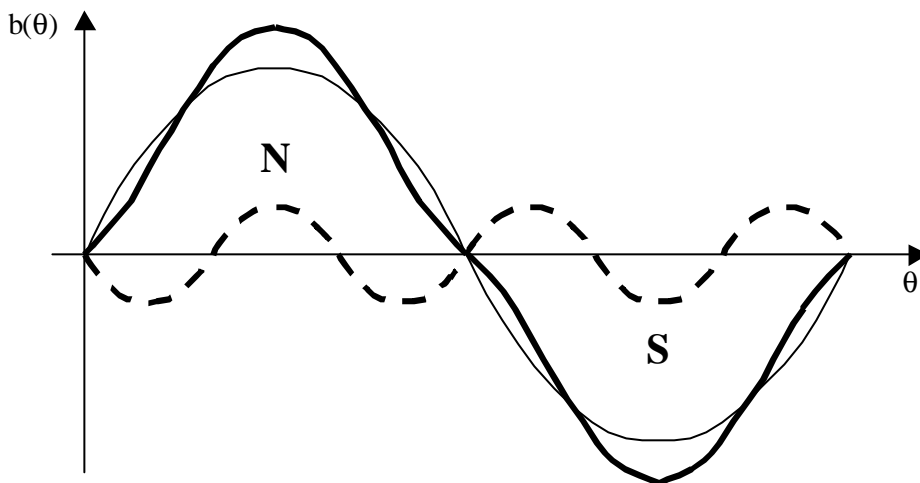


Fig. 6.2 andamento dell'induzione al traferro per effetto della saturazione del giogo (tratto continuo: andamento reale; tratto leggero: prima armonica; tratteggio: terza armonica)

Si può dimostrare che la somma delle tre tensioni di fase rispetto al centro stella degli avvolgimenti statorici vale il triplo della tensione di terza armonica (avendo trascurato le armoniche superiori dovute essenzialmente alla presenza di cave).

$$v_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + L_s \cdot \frac{di_{sa}}{dt} + e_{sa}$$

$$v_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + L_s \cdot \frac{di_{sb}}{dt} + e_{sb}$$

$$v_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + L_s \cdot \frac{di_{sc}}{dt} + e_{sc}$$

Ma ogni fem e_{sn} si può esprimere come sommatoria di differenti armoniche. Fermandosi alla prima ed alla terza si ha:

$$e_{sa} = e_{s1} \cdot \cos(\omega_r t) + e_{s3} \cdot \cos(3\omega_r t) + \dots$$

$$e_{sb} = e_{s1} \cdot \cos(\omega_r t - \frac{2}{3}\pi) + e_{s3} \cdot \cos[3(\omega_r t - \frac{2}{3}\pi)] + \dots$$

$$e_{sc} = e_{s1} \cdot \cos(\omega_r t + \frac{2}{3}\pi) + e_{s3} \cdot \cos[3(\omega_r t + \frac{2}{3}\pi)] + \dots$$

Quindi poiché il sistema è a tre fili

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$$

$$\frac{di_{sa}}{dt} + \frac{di_{sb}}{dt} + \frac{di_{sc}}{dt} = 0$$

risulta

$$v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 3 \cdot e_{s3} \cdot \cos(3\omega_r t)$$

Integrando la tensione si ottiene il flusso di magnetizzazione di terza armonica che è in fase con il flusso principale. Inoltre, il suo valore è indipendente dalle condizioni di carico e dalla velocità. Inoltre è praticamente libero dal rumore del modulatore. Quindi esisterà una legge che lega i due moduli (del flusso di terza armonica e del flusso principale). Tale legge è la stessa con cui sono legate la terza e la prima armonica della tensione. Mediante una classica prova a vuoto è possibile costruire per punti tale funzione.

Conoscendo l'induttanza di dispersione statorica è possibile calcolare il flusso statorico:

$$\overline{\Psi_s} = L_{ds} \cdot \overline{i_s} + \overline{\Psi_m}$$

e la coppia elettromagnetica

$$T_e = n \cdot \text{Im}(\overline{i_s} \cdot \overline{\Psi_m})$$

Esistono, però, due problemi:

- a bassa velocità il valore della tensione diventa evanescente
- occorre avere a disposizione il centro stella degli avvolgimenti statorici e poter misurare le tre tensioni di fase

Per le misure delle tensioni di fase occorrono tre sensori. Una soluzione a basso costo può essere ottenuta utilizzando tre trasformatori monofasi. Se i primari vengono messi in parallelo agli avvolgimenti di statore (tra un morsetto ed il centro stella) ed i secondari sono posti in serie, la tensione misurata ai capi della serie è pari alla somma delle tre tensioni di fase, cioè al triplo della tensione di terza armonica. A questo punto basta gestire direttamente tale valore in quanto l'isolamento galvanico dalla potenza è assicurato dai trasformatori stessi.

Un'altra tecnica utilizza le salienze della macchina (dovute a cave di rotore o ovalizzazione del rotore) per ricostruire la velocità meccanica. In una macchina la presenza di cave di rotore implica una riluttanza al traferro variabile con periodicità proporzionale al numero di cave stesso. Le correnti statoriche, a tensione imposta, hanno uno spettro che contiene differenti armoniche: alcune legate alla frequenza di alimentazione, altre alla frequenza di switching ed infine alcune legate al numero di cave di rotore. Le frequenze di switching possono essere eliminate tramite opportuni filtri passa basso oppure mediante oculata scelta dell'istante di acquisizione delle correnti (in un modulatore space vector, il campionamento effettuato a metà del periodo assicura l'assenza nella corrente delle armoniche alla frequenza di switching).

La frequenza di alimentazione (ed i suoi multipli) è conosciuta se si conosce la posizione (e la pulsazione) del flusso di statore. La frequenza dovuta alle cave ha invece la seguente espressione:

$$f_{\text{cava}} = N_c \cdot f_r \pm k \cdot f_s$$

dove N_c è il numero di cave per paia poli, f_s è la frequenza della alimentazione, $f_r = (1-x) \cdot f_s$, k un numero intero.

Il numero di cave può essere acquisito da una prova a vuoto (in questo caso $f_{\text{cava}} = (N_c+1) \cdot f_s$)

Dalla precedente espressione deriva che la velocità meccanica vale:

$$\omega_r = 2\pi f_r = 2\pi \frac{f_{\text{cava}} \pm f_s}{N_c}$$

Con opportune tecniche di filtraggio è possibile riconoscere f_{cava} .

Occorre precisare che il range di frequenza utile all'interno dello spettro non è molto grande. La frequenza di cava varia, infatti, dalla condizione a vuoto in cui vale $(N_c+1) \cdot f_s$, alla condizione a scorrimento massimo in cui vale $[N_c \cdot (1-x_{\text{max}}) + 1] \cdot f_s$.

Un ultimo approccio sfrutta l'effetto dell'ovalizzazione (naturale o forzata) del rotore. In queste condizioni la riluttanza al traferro presenta un andamento periodico (a valor medio diverso da zero) con un periodo pari al passo polare. Sollecitando con opportune forzanti il sistema si ottiene una reazione modulata di tale andamento periodico.

7. Bibliografia

- P. Vas: "Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines", Oxford University Press, 1993
- S. Corazza, A. Montibelli: "Analisi comparativa di tecniche di controllo sensorless per azionamenti con macchina asincrona", Tesi di Laurea, Relatore: Prof. R. Manigrasso, Politecnico di Milano, a.a. 1996/1997
- P. Vas: "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, 1998
- M. Aime: "Filtering techniques and parameter estimation for sensorless control of a three-phase induction machine", relazione di dottorato, Dip. Di Elettronica e Informazione, Politecnico di Milano, settembre 1998
- F. Castelli Dezza, F. Mapelli, A. Monti: "Sensorless Induction Motor Drive for Low Cost Applications"; ISIE '99, IEEE Int. Symp. On Industrial Electronics, Bled (Slovenia), 12-16 luglio 1999

Azionamenti sensorless per macchine sincrone

Indice

1.	INTRODUZIONE	3
2.	METODI IN ANELLO APERTO BASATI SU TENSIONI E CORRENTI DI STATORE	4
2.1	STIMA DELLA POSIZIONE DEL ROTORE E DELLA VELOCITÀ MECCANICA.....	5
2.2	POSSIBILE SCHEMA CON VSI CONTROLLATO IN CORRENTE	7
3.	METODI BASATI SULLA TERZA ARMONICA	8
4.	METODI BASATI SULLA FORZA CONTROELETTRICITÀ.....	9
5.	OSSERVATORI.....	10
6.	METODI BASATI SULL'ANISOTROPIA DELLA MACCHINA.....	12
6.1	SATURAZIONE.....	12
6.2	ANISOTROPIA.....	12
7.	BIBLIOGRAFIA	14

8. Introduzione

Il controllo vettoriale di un sincrone dotato di buone prestazioni prevede la conoscenza della posizione del flusso magnetico di rotore (o di statore). Il migliore sfruttamento della macchina avviene, infatti, quando il vettore spaziale della corrente statorica viene imposto ortogonalmente al flusso di rotore (in questo caso le correnti statoriche servono solo per realizzare coppia e non flusso). Nel caso di orientamento con il flusso di statore, la ortogonalità tra corrente e flusso implica l'esistenza di una componente magnetizzante della corrente statorica.

D'altra parte, qualora esistesse un anello di controllo della velocità occorre prevedere anche il segnale di velocità meccanica stessa. A tal fine viene, generalmente, predisposto un sensore, solidale con l'asse meccanico. In un azionamento per "assi" vengono preferibilmente utilizzati sensori assoluti (resolver, encoder sinusoidali, encoder assoluti). Per azionamenti per "mandrini" si preferisce adottare encoder incrementali, più facili da gestire.

Se le condizioni sono sfavorevoli o i costi elevati è auspicabile l'eliminazione di tali sensori. Ciò comporterebbe:

- diminuzione della complessità del sistema
- diminuzione del costo finale del prodotto
- incremento della robustezza e affidabilità dell'azionamento
- riduzione della manutenzione
- non incremento dell'inerzia del motore
- migliore immunità ai disturbi.

Le soluzioni sono differenti e possono essere combinate tra di loro in modo da sfruttarle nelle diverse condizioni di funzionamento della macchina. In questo lavoro ne verranno proposte solo alcune, ma che si basano su differenti principi:

- stimatori in anello aperto che necessita di tensioni e correnti statoriche
- stimatori di posizione che si basa sulla terza armonica
- stimatori di posizione che partono dalla forza controelettrica
- osservatori (EKF)
- stimatori di posizione mediante induttanza variabile e/o saturazione
- stimatori realizzati con tecniche di intelligenza artificiale

Non tutte le soluzioni sono adatte per alte prestazioni e non esiste una soluzione "ideale". Tutte quelle proposte hanno pregi e difetti. Sarà il progettista dell'azionamento a decidere, in funzione dell'applicazione, quale adottare e se utilizzarne più di una (in funzione, ad esempio, del valore della velocità). Alcune sono più adatte ad azionamenti con macchina sincrona a magneti permanenti di tipo sinusoidale (d'ora in poi chiamata ac brushless), altre per quella con forza elettromotrice trapezoidale (in avanti detta dc brushless).

Molti dei metodi proposti necessitano di opportuni accorgimenti per realizzare lo spunto della macchina. Ne verrà data qualche indicazione in seguito. Non solo: i metodi che si basano sulla tensione (per stimare il flusso statorico o per misurare la forza controelettrica) non funzionano bene a basse velocità in quanto la tensione è, in qualche modo, proporzionale alla velocità stessa. I metodi basati sulla anisotropia della macchina, invece, sono efficaci soprattutto alle basse velocità.

Un caso a parte è rappresentato dai metodi basati su tecniche di intelligenza artificiale. Reti neurali o reti neuro-fuzzy costituiscono metodi eleganti ed efficaci per ricostruire il comportamento di un sistema senza conoscerne il modello. Mediante una opportuna fase di apprendimento è possibile istruire una rete di neuroni in modo da comportarsi come il sistema reale. I gradi di libertà sono maggiori quanto più grande è la rete. L'avvento di chip in cui sono integrate reti neurali risolverà il problema della complessità della gestione della rete e permetterà di ridurre i tempi di calcolo a costi ragionevoli.

9. Metodi in anello aperto basati su tensioni e correnti di statore

Questi metodi si basano sul calcolo del flusso statorico partendo dalle misure delle tensioni e delle correnti di fase. In condizioni stazionarie o quasi-stazionarie la velocità con cui si muove il vettore flusso di statore coincide con la velocità meccanica a meno del numero di paia poli (durante transitori bruschi questo non è più vero). Ciò è vero soprattutto se la variazione della coppia è limitata nel tempo.

Su questo principio si basa il metodo di controllo a fattore di potenza unitario. Infatti, a parità di corrente statorica e di flusso statorico, la coppia è massima se i_s e ψ_s sono ortogonali tra di loro. Ma se si trascura la caduta resistiva la tensione di statore v_s è la derivata di ψ_s e quindi i due vettori spaziali sono ortogonali.

$$T_e = n \operatorname{Im}(\bar{i}_s \cdot \underline{\psi}_s)$$

Quindi la coppia massima si ottiene se v_s risulta in fase con i_s (visto che in queste condizioni $v_s - R_{s1}i_s$ è ancora in fase con v_s) quindi se il fattore di potenza è unitario.

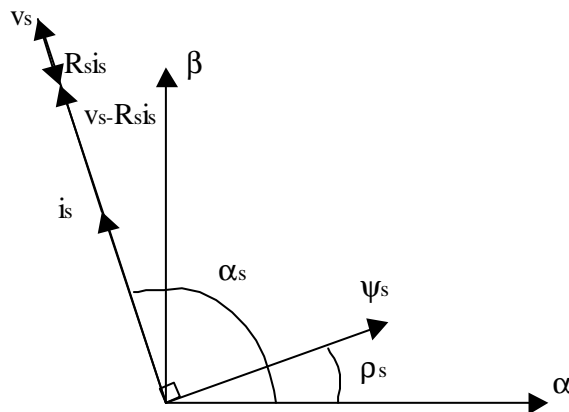


Fig. 3.1 Diagramma vettoriale con fattore di potenza unitario

Il flusso di statore può essere ottenuto per integrazione della tensione a valle della caduta resistiva (riferimento su assi fissi di statore):

$$\frac{d\bar{\psi}_s}{dt} = \bar{v}_s - R_s \cdot \bar{i}_s$$

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{v}_s - R_s \cdot \bar{i}_s) dt$$

E la posizione del flusso si ottiene come

$$\rho_s = \arg(\bar{\psi}_s) = \operatorname{atan}(\psi_{s\beta} / \psi_{s\alpha})$$

Quindi :

$$\omega_s = \frac{d\rho_s}{dt} \approx \omega_r$$

oppure si può dimostrare che:

$$\omega_s = \frac{\operatorname{Im}\left(\frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \cdot \bar{\psi}_s\right)}{\bar{\psi}_s \cdot \bar{\psi}_s} \approx \omega_r$$

Il valore della tensione statorica può essere ottenuto direttamente utilizzando due o tre sensori di tensione ai morsetti della macchina, oppure ricostruendolo dal valore della tensione del dc bus (misurato o presunto) e dalle switching function. E' chiaro si possono ottenere buone prestazioni solo se i valori delle tensioni, delle correnti e della resistenza statorica (che dipende oltretutto dalla temperatura) sono accurati. In particolare la tensione a bassi giri assume valori paragonabili con la caduta di tensione diretta

delle valvole dell'inverter e dell'effetto dei tempi morti.- In queste condizioni anche gli errori di quantizzazione possono farsi sentire. La corrente può essere affetta da errori quali: sfasamenti dovuti ai sensori, errori di guadagno, offset.

Anche la scelta del metodo di integrazione è importante. Per il calcolo del flusso di statore è possibile sostituire l'integrale puro con un filtro passa basso.

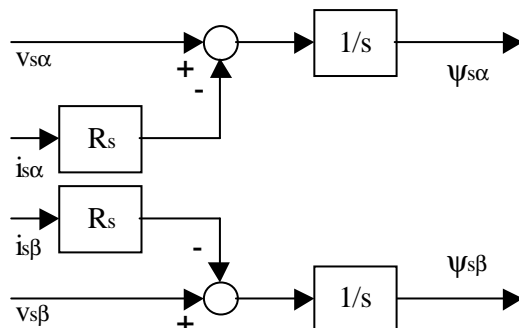


Fig. 3.2 Integratore puro

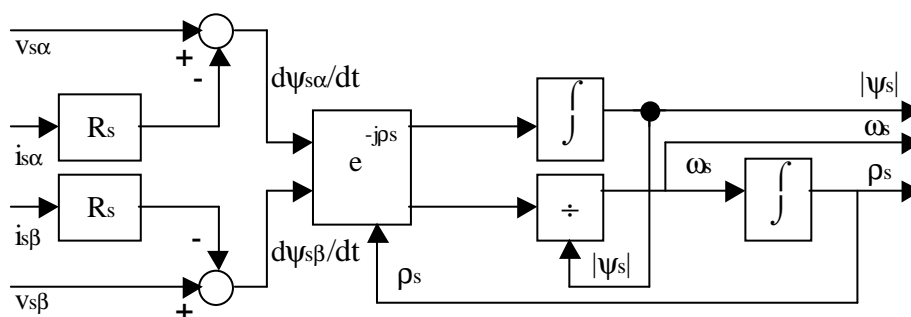


Fig. 3.3 Calcolo del flusso statorico utilizzando un sistema di riferimento solidale con il flusso stesso

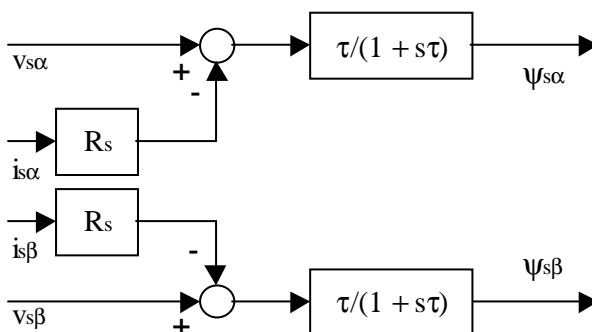


Fig. 3.4 Filtro passa basso anziché integratore puro

In questo modo si ottiene una azione antideriva necessaria per compensare eventuali offset presenti nelle misure.

9.1 Stima della posizione del rotore e della velocità meccanica

Partendo dal flusso di statore e conoscendo il valore dell'induttanza di statore L_s è possibile ricostruire il flusso di rotore concatenato con gli avvolgimenti di statore. Il modulo del flusso di rotore può essere considerato costante in quanto sostenuto dai magneti permanenti.

$$\bar{\Psi}_s = L_s \cdot \bar{i}_s + \Psi_F \cdot e^{j\theta_r}$$

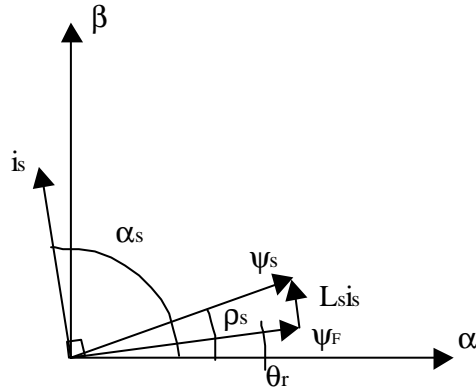


Fig. 3.5 Diagramma vettoriale con flusso di rotore

Un metodo iterativo che permette di calcolare la posizione del flusso rotorico (che coincide con la posizione del rotore) parte da un valore iniziale θ_{r0} . Si calcola dapprima il valore della corrente stimata alla prima iterazione \bar{i}_{ss1}

$$\bar{i}_{ss1} = \frac{\bar{\psi}_s - \bar{\psi}_F \cdot e^{j\theta_{r0}}}{L_s}$$

la sua variazione rispetto al valore misurato effettivamente

$$\Delta \bar{i}_{s1} = \bar{i}_s - \bar{i}_{ss1}$$

e ricordando che:

$$\bar{\psi}_{s\alpha} = L_s \cdot \bar{i}_{s\alpha} + \bar{\psi}_F \cdot \cos(\theta_r)$$

$$\bar{\psi}_{s\beta} = L_s \cdot \bar{i}_{s\beta} + \bar{\psi}_F \cdot \sin(\theta_r)$$

$$\Delta \bar{\psi}_{s\alpha} = \frac{\partial \bar{\psi}_{s\alpha}}{\partial \bar{i}_{s\alpha}} \Delta \bar{i}_{s\alpha} + \frac{\partial \bar{\psi}_{s\alpha}}{\partial \theta_{r\alpha}} \Delta \theta_{r\alpha}$$

$$\Delta \bar{\psi}_{s\beta} = \frac{\partial \bar{\psi}_{s\beta}}{\partial \bar{i}_{s\beta}} \Delta \bar{i}_{s\beta} + \frac{\partial \bar{\psi}_{s\beta}}{\partial \theta_{r\beta}} \Delta \theta_{r\beta}$$

$$0 = L_s \cdot \Delta \bar{i}_{s\alpha} - \bar{\psi}_F \cdot \sin(\theta_{r\alpha 0}) \Delta \theta_{r\alpha}$$

$$0 = L_s \cdot \Delta \bar{i}_{s\beta} + \bar{\psi}_F \cdot \cos(\theta_{r\beta 0}) \Delta \theta_{r\beta}$$

$$\Delta \theta_{r\alpha} = \frac{L_s \cdot \Delta \bar{i}_{s\alpha}}{\bar{\psi}_F \cdot \sin(\theta_{r\alpha 0})}$$

$$\Delta \theta_{r\beta} = \frac{-L_s \cdot \Delta \bar{i}_{s\beta}}{\bar{\psi}_F \cdot \sin(\theta_{r\beta 0})}$$

$$\Delta \theta_r = \frac{\Delta \theta_{r\alpha} + \Delta \theta_{r\beta}}{2}$$

si ottiene il valore stimato della posizione rotorica:

$$\theta_{r1} = \theta_{r0} + \Delta \theta_r$$

Inoltre dalla seconda iterazione deriva che:

$$\bar{i}_{ss2} = \frac{\bar{\psi}_s - \bar{\psi}_F \cdot e^{j\theta_{r1}}}{L_s}$$

quindi

$$\Delta \bar{i}_{s2} = \bar{i}_s - \bar{i}_{ss2}$$

Ne deriva una compensazione sul flusso di statore del tipo:

$$\Delta \overline{\psi}_{ss} = L_s \cdot \Delta \overline{i}_{s2}$$

da cui

$$\overline{\psi}_s = \overline{\psi}_{ss} + \Delta \overline{\psi}_{ss}$$

9.2 Possibile schema con VSI controllato in corrente

Avendo a disposizione un inverter a tensione impressa (VSI) controllato in corrente (ad esempio con tecnica ad isteresi), un possibile schema di controllo potrebbe essere quello rappresentato in figura 3.6. La metodologia si basa sulla tecnica con $\cos\phi$ unitario, ma può essere migliorata sfruttando il metodo presentato nel paragrafo precedente.

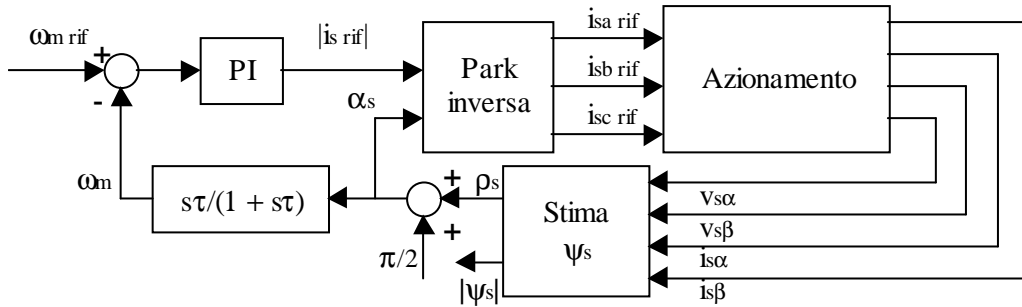


Fig. 3.6 Controllo a $\cos\phi$ unitario

Questo tipo di controllo, come molti altri (purtroppo), non è in grado di avviare la macchina. Occorre, quindi, adottare alla partenza metodi alternativi. Il più semplice consiste nell'imporre una rampa di accelerazione: basta aprire l'anello di velocità e imporre una rampa al riferimento di velocità. In questo modo, se il valore iniziale della posizione rotorica è scelto opportunamente, si ottiene una partenza morbida (la macchina non perde il passo, detto in altre parole).

10. Metodi basati sulla terza armonica

In una macchina dc brushless l'andamento delle tre forze controelettriche è trapezoidale con sfasamenti di 120° . Quindi è presente, oltre alle armoniche di più alta frequenza, anche una evidente componente di terza armonica. Le tre componenti sono chiaramente in fase tra di loro ($3 \cdot 120^\circ = 360^\circ$) e sono agganciate al rotore. Si può dimostrare che la somma delle tre tensioni di fase rispetto al centro stella degli avvolgimenti statorici vale il triplo della tensione di terza armonica.

$$v_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + L_s \cdot \frac{di_{sa}}{dt} + e_{sa}$$

$$v_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + L_s \cdot \frac{di_{sb}}{dt} + e_{sb}$$

$$v_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + L_s \cdot \frac{di_{sc}}{dt} + e_{sc}$$

Ma ogni fem e_{sn} si può esprimere come sommatoria di differenti armoniche. Fermandosi alla prima ed alla terza si ha:

$$e_{sa} = e_{s1} \cdot \cos(\omega_r t) + e_{s3} \cdot \cos(3\omega_r t) + \dots$$

$$e_{sb} = e_{s1} \cdot \cos(\omega_r t - \frac{2}{3}\pi) + e_{s3} \cdot \cos[3(\omega_r t - \frac{2}{3}\pi)] + \dots$$

$$e_{sc} = e_{s1} \cdot \cos(\omega_r t + \frac{2}{3}\pi) + e_{s3} \cdot \cos[3(\omega_r t + \frac{2}{3}\pi)] + \dots$$

Quindi poiché il sistema è a tre fili

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$$

$$\frac{di_{sa}}{dt} + \frac{di_{sb}}{dt} + \frac{di_{sc}}{dt} = 0$$

risulta

$$v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 3 \cdot e_{s3} \cdot \cos(3\omega_r t)$$

Studiando opportunamente i passaggi per lo zero di tale tensione è possibile ricostruire l'istante necessario per la commutazione da una fase all'altra dell'inverter (si riveda la logica di comando delle valvole in un azionamento con dc brushless).

Inoltre l'integrale della tensione di terza armonica corrisponde al flusso di rotore a quella armonica. E' praticamente libero dal rumore del modulatore e il suo valore risulta indipendente dalla carico e dalla velocità. L'analisi di tale flusso può, quindi, permettere la ricostruzione della posizione del rotore.

Esistono, però, due problemi:

- a bassa velocità il valore della tensione diventa evanescente
- occorre avere a disposizione il centro stella degli avvolgimenti statorici e poter misurare le tre tensioni di fase

Per le misure delle tensioni di fase occorrono tre sensori. Una soluzione a basso costo può essere ottenuta utilizzando tre trasformatori monofasi. Se i primari vengono messi in parallelo agli avvolgimenti di statore (tra un morsetto ed il centro stella) ed i secondari sono posti in serie, la tensione misurata ai capi della serie è pari alla somma delle tre tensioni di fase, cioè al triplo della tensione di terza armonica. A questo punto basta gestire direttamente tale valore in quanto l'isolamento galvanico dalla potenza è assicurato dai trasformatori stessi.

11. Metodi basati sulla forza controelettrica

E' un metodo valido per macchine dc brushless. Si basa sul fatto che per 120° esiste sempre una fase scollegata dall'inverter. La tensione di tale morsetto rispetto al centro stella, poiché la corrente è nulla, coincide con la fem trapezoidale.

Un possibile metodo si basa sul fatto che, quando la fem della fase non alimentata passa per lo zero, la tensione di fase riferita al morsetto negativo ("N") del dc bus è pari allo spostamento del centro stella ("n") rispetto allo stesso morsetto N.

$$v_{saN} = R_s \cdot i_{sa} + L_s \cdot \frac{di_{sa}}{dt} + e_{sa} + v_{nN}$$

$$i_{sa} = 0 \quad e_{sa} = 0$$

$$v_{saN} = v_{nN}$$

Ma nello stesso istante, se la fase b è collegata al più del dc bus mentre la fase c è collegata al meno, si ha:

$$v_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + L_s \cdot \frac{di_{sb}}{dt} + e_{sb}$$

$$v_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + L_s \cdot \frac{di_{sc}}{dt} + e_{sc}$$

$$i_{sb} = -i_{sc}$$

$$v_{sb} - v_{sc} = V_{dc}$$

$$V_{dc} = 2 \cdot R_s \cdot i_{sb} + 2 \cdot L_s \cdot \frac{di_{sb}}{dt} + e_{sb} - e_{sc}$$

Con riferimento al meno del dc bus

$$v_{sbN} = V_{dc} = R_s \cdot i_{sb} + L_s \cdot \frac{di_{sb}}{dt} + e_{sb} + v_{nN}$$

$$V_{dc} = 2 \cdot (V_{dc} - e_{sb} - v_{nN}) + e_{sb} - e_{sc}$$

$$e_{sb} + e_{sc} = 0 = V_{dc} - 2 \cdot v_{nN}$$

$$v_{nN} = \frac{V_{dc}}{2}$$

Si giunge allo stesso risultato se la fase b è collegata al meno del dc bus mentre la fase c è collegata al più.

Quindi basta monitorare la tensione della fase scollegata rispetto al meno del dc bus e confrontarla con $V_{dc}/2$. Quando è verificato il confronto vuol dire che la corrispondente fem è passata per lo zero. In funzione di ciò e con opportuni sfasamenti è possibile scegliere l'istante in cui cambiare la configurazione dell'inverter.

Questo metodo risente dei problemi tipici a bassa velocità, non è in grado di avviare la macchina ed è soggetto ai disturbi della modulazione.

Un altro metodo utilizza un opportuno sistema di phase locking con la tensione tra la fase scollegata ed il centro stella. In questo modo è possibile di ricostruire il valore della posizione di rotore.

12. Osservatori

La conoscenza di tensione e di correnti di fase permette l'utilizzo di metodi basati su osservatori quali il filtro di Kalman esteso e l'osservatore di Leunberger. In questo lavoro verrà accennato all'utilizzo di un filtro di Kalman esteso per la stima della posizione e della velocità di una macchina sincrona.

Il filtro di Kalman esteso (EKF) è un osservatore in anello chiuso con guadagni variabili. La matrice dei guadagni variabili è calcolata supponendo che il rumore del sistema e gli errori nei modelli siano rappresentabili con un rumore bianco. La matrice dei guadagni viene calcolata per minimizzare gli effetti del rumore e degli errori nel modello sullo stato stimato e sui parametri. Il principio di questo metodo consiste nel considerare la velocità meccanica come un'aggiuntiva variabile di stato contenuta nelle equazioni elettriche e meccaniche del motore. In una prima fase la stima dello stato viene fatta utilizzando il modello linearizzato. Nella seconda successive lo stato stimato viene continuamente affinato mediante uno schema con retroazione correttiva. In questo schema lo stato viene ottenuto aggiungendo, allo stato stimato durante la prima fase, la differenza tra le uscite stimate e le uscite misurate, moltiplicato per la matrice dei guadagni variabili.

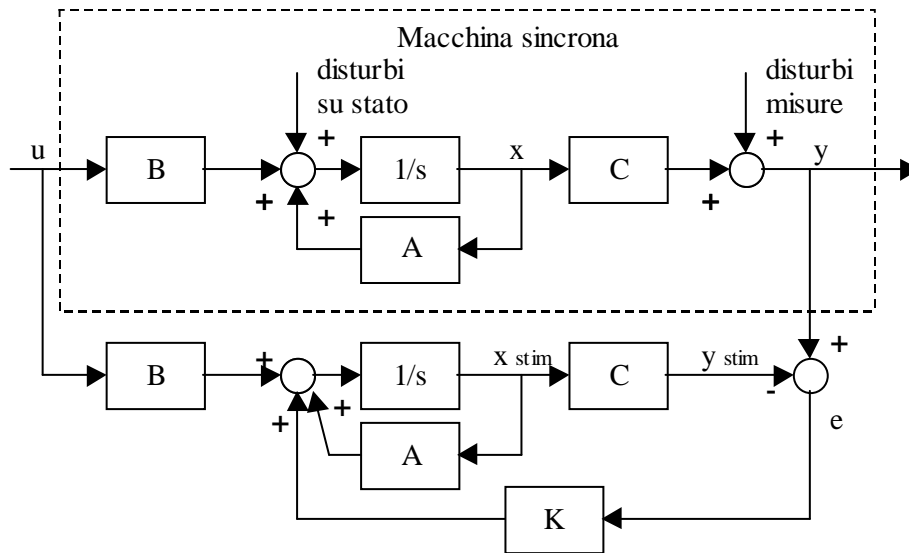


Fig. 6.1 struttura di un filtro di Kalman esteso (EKF)

In figura 6.1 viene rappresentata la generica struttura di un filtro di Kalman esteso. Il vettore u è il vettore degli ingressi, x dello stato e y delle uscite. Il significato delle matrici si desume dalle seguenti equazioni che descrivono il modello:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

La matrice K è la matrice dei guadagni variabili.

Una possibile rappresentazione del modello è la seguente:

$$x = [i_{sd}, i_{sq}, \omega_r, \theta_r]^T$$

$$y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$$

$$u = [v_{s\alpha}, v_{s\beta}, e_F]^T$$

dove $e_F = \omega_r \psi_F$ è considerato costante all'interno della iterazione del filtro.

I principali problemi di questo metodo sono:

- non è vero che il rumore del sistema sia bianco in quanto è legato alla tecnica di modulazione
- occorre conoscere bene il valore di parametri in modo da aumentare la velocità e la precisione del metodo
- a bassa velocità, le informazioni che possono provenire dalle tensioni sono molto attenuate
- il metodo è ricorsivo, quindi necessita di elevate capacità di calcolo.

13. Metodi basati sull'anisotropia della macchina

In un controllo vettoriale della macchina sincrona (sia ac che dc) è possibile stimare la posizione del rotore sfruttando le non linearità del circuito magnetico: saturazione e anisotropia. Verranno ora proposti alcuni schemi. In generale tali metodo sono efficaci anche a velocità nulla.

13.1 Saturazione

Nelle macchine sincrone con rotore realizzato mediante incollaggio dei magneti permanenti sulla superficie esterna, nella direzione del flusso di rotore il circuito magnetico risulta leggermente saturato. Supponendo di posizionare il sistema di riferimento in modo tale da avere l'asse "d" solidale con il flusso di rotore, si otterrà che l'induttanza L_d lungo tale asse risulta minore dell'induttanza L_q lungo l'asse in quadratura. La riluttanza al traferro presenta un andamento variabile riconducibile alla somma di una costante più un segnale alternato con un periodo pari alla al passo polare (in una macchina a due poli, quindi, la riluttanza al traferro presenta due massimi e due minimi). A rotore bloccato è possibile risalire alla posizione del rotore sollecitando la macchina con un vettore tensione variabile in ampiezza. La risposta in corrente (per una determinata posizione θ) è descritta dalla seguente relazione (si trascura la caduta resistiva):

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{v_s(\theta, t)}{L(\theta)}$$

da cui è possibile ricavare $L(\theta)$. La direzione in cui L è minima è la direzione del flusso rotorico (a meno del segno)

13.2 Anisotropia

In una macchina sincrona a magneti permanenti con rotore ottenuto con magneti immersi nel rotore stesso, la struttura del circuito magnetico non è simmetrica in tutte le direzioni. Infatti, in corrispondenza del magnete (che possiede una permeabilità simile a quella dell'aria), il traferro equivalente è maggiore. Le induttanze dei tre avvolgimenti di statore avranno un andamento del tipo (θ_r in radianti elettrici) (vengono trascurate dallo sviluppo in serie le armoniche superiori alla seconda):

$$L_{sa}(\theta) = L_{so} + L_{s2} \cdot \cos(2 \cdot \theta_r)$$

$$L_{sb}(\theta) = L_{so} + L_{s2} \cdot \cos(2 \cdot \theta_r + \frac{2}{3} \pi)$$

$$L_{sc}(\theta) = L_{so} + L_{s2} \cdot \cos(2 \cdot \theta_r - \frac{2}{3} \pi)$$

Andamento simile hanno le mutue induttanze tra avvolgimenti di statore.

Di conseguenza, supponendo di posizionare il sistema di riferimento in modo tale da avere l'asse "d" solidale con il flusso di rotore, risulterà ancora $L_d < L_q$.

Il valore dell'induttanza $L_{sa}(\theta)$ si può ottenere sfruttando l'equazione differenziale della fase a:

$$v_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + L_{sa}(\theta) \cdot \frac{di_{sa}}{dt} + e_{sa}$$

con e_{sa} proporzionale alla velocità meccanica.

Un'ulteriore tecnica consiste nel sommare al riferimento di tensione (richiesto dal regolatore) una tensione a frequenza elevata. Per effetto di tale tensione verrà imposto al traferro (la caduta resistiva è sicuramente trascurabile) un campo magnetico rotante ad una velocità sicuramente diversa dalla velocità meccanica. Tale campo troverà una struttura magnetica con assi preferenziali. La corrente assorbita dal motore risulterà pari alla somma della corrente alla frequenza nominale più la componente ad alta frequenza modulata dal traferro effettivo (in particolare da una funzione $\cos(2\theta_r)$). In un riferimento

solidale con il rotore (posizionato a θ_r stimato), tale corrente viene modulata con una funzione del tipo $\cos(2\theta_r - 2\theta_{r \text{ stim}})$. Dopo l'applicazione di opportune tecniche di demodulazione, il risultato può essere considerato un errore. Un regolatore PI può ricevere in ingresso questo errore e fornire in uscita la velocità meccanica stimata (il cui integrale è il nuovo $\theta_{r \text{ stim}}$).

14. Bibliografia

- P. Vas: "Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines", Oxford University Press, 1993
- P. Vas: "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, 1998