

DOTTORATO DI RICERCA IN INGEGNERIA ELETTROROTECNICA

Università degli Studi di Bologna (*Sede Amministrativa*)

VI CICLO

**CONTROLLO DIRETTO DI COPPIA
IN AZIONAMENTI CON MACCHINE ASINCRONE
SENZA TRASDUTTORI ROTATIVI**

Tesi di Dottorato di
Gabriele Grandi

Triennio 1990-1993

PREFAZIONE

In questa Tesi di Dottorato saranno analizzati alcuni tipi di azionamenti per macchine asincrone con elevate prerogative dinamiche. In particolare verranno descritte diverse metodologie per il controllo della coppia sia con schemi del tipo ad *orientamento di campo* sia con schemi del tipo a *controllo diretto di coppia*.

Sarà quindi esaminata la possibilità di operare senza l'impiego di trasduttori di posizione e/o velocità nelle diverse condizioni di funzionamento della macchina.

Per un corretto e stabile comportamento dell'azionamento, saranno studiate alcune tecniche di adattamento in linea dei parametri che ne caratterizzano maggiormente il funzionamento.

Il lavoro teorico sarà dapprima supportato da simulazioni numeriche condotte grazie ad alcuni programmi di calcolo appositamente creati. I risultati di tali simulazioni saranno poi validati sperimentalmente grazie alla realizzazione di alcuni prototipi presso l'Istituto di Elettrotecnica dell'Università degli Studi di Bologna.

Il contributo originale di questa dissertazione è da ricercarsi principalmente nei seguenti punti:

- Particolare impostazione del problema dell'orientamento di campo ed estensione al caso di impiego delle componenti del flusso statorico, anziché delle correnti, quali variabili di controllo
- Descrizione ed analisi del controllo diretto di coppia utilizzando diverse strategie di commutazione e sua estensione al caso di flusso rotorico costante
- Studio del problema della stima del flusso in assenza di trasduttori rotativi con particolare riferimento al funzionamento alle basse velocità
- Impiego di particolari metodi per l'adattamento in linea dei parametri più significativi nell'ambito del comportamento dell'azionamento.

Tali risultati sono stati conseguiti dapprima grazie ad un'ampia indagine bibliografica che ha messo in luce lo stato dell'arte nell'ambito del controllo dei motori ad induzione, poi con un'assidua attività di studio, ricerca e sperimentazione condotta grazie alla costante collaborazione di Docenti e Ricercatori del Gruppo Macchine Elettriche di Bologna, dei Tecnici e quindi del Direttore dell'Istituto di Elettrotecnica.

Gabriele Grandi

INDICE

	Pag.
INTRODUZIONE.....	5
1. IPOTESI DI STUDIO E MODELLO DI MACCHINA.....	8
1.1 Sommario.....	8
1.2 Ipotesi preliminari di studio	8
1.3 Equazioni di funzionamento per la macchina trifase	8
1.4 Equazioni di funzionamento per la macchina bifase equivalente	11
1.5 Considerazioni di tipo energetico	14
1.6 Circuito equivalente e diagramma vettoriale	17
1.7 Riferimenti bibliografici	19
2. CONTROLLO DIRETTO DI COPPIA E FLUSSO	20
2.1 Sommario.....	20
2.2 L' inverter a tensione impressa.....	20
2.3 Relazione tra le configurazioni dell'inverter ed il flusso	22
2.4 Relazione tra le configurazioni dell'inverter e la coppia.....	22
2.5 Il Direct Torque Control (DTC).....	23
2.6 Il Direct Self Control (DSC)	27
2.7 La Frequenza di Commutazione	28
2.8 Riferimenti bibliografici	29
3. SCELTA DEL FLUSSO DI RIFERIMENTO	30
3.1 Sommario.....	30
3.2 Perché si mantiene il modulo del flusso costante	30
3.3 Caratteristiche a modulo di flusso costante	31
Flusso rotorico	31
Flusso statorico	31
Flusso al traferro	33
3.4 L'orientamento di campo con le componenti della corrente statorica.....	34
3.5 L'orientamento di campo con le componenti del flusso statorico.....	37
3.6 Controllo diretto di coppia a flusso statorico costante.....	42
3.7 Controllo diretto di coppia a flusso rotorico costante.....	42
3.8 Riferimenti bibliografici	44
4. LA STIMA DEL FLUSSO	46
4.1 Sommario.....	46
4.2 Le grandezze direttamente misurabili	46
Misura della tensione.....	46
Misura della corrente.....	48
Misura della posizione.....	48
Misura della velocità	49

4.3 Modello in tensione	49
Sensibilità alle variazioni parametriche.....	50
4.4 Modello in corrente.....	51
Sensibilità alle variazioni parametriche.....	52
4.5 Combinazione dei due modelli	54
4.6 La possibilità di evitare trasduttori rotativi.....	56
4.7 Riferimenti bibliografici	58
5. LA STIMA DEI PARAMETRI	59
5.1 Sommario.....	59
5.2 Il calcolo dei parametri di macchina ed il loro adattamento in linea	59
5.3 La resistenza statorica	59
5.4 L' induttanza di dispersione	62
5.5 Il coefficiente di autoinduzione.....	63
5.6 La resistenza rotorica	65
5.7 La velocità di rotazione.....	66
5.7 Riferimenti bibliografici	70
6. SIMULAZIONI NUMERICHE	71
6.1 Sommario.....	71
6.2 Integrazione delle equazioni di macchina.....	71
6.3 Assegnazione delle condizioni iniziali	75
Modulo del flusso rotorico e coppia.....	75
Modulo del flusso statorico e coppia.....	75
6.4 Simulazione del sistema di acquisizione e di controllo	77
6.5 Discretizzazione delle equazioni per la stima del flusso	78
Modello in tensione	78
Modello in corrente	78
Modello combinato.....	79
6.6 Risultati delle simulazioni numeriche.....	80
Funzionamento di regime	81
Funzionamento transitorio.....	88
6.7 Riferimenti bibliografici	96
7. RISULTATI SPERIMENTALI.....	97
7.1 Sommario.....	97
7.2 Caratteristiche dell'azionamento	97
7.3 Apparecchiature utilizzate per la visualizzazione dei risultati.....	102
7.4 Risultati sperimentali	104
Comportamento a regime	105
Comportamento transitorio.....	112
7.5 Riferimenti bibliografici	118
CONCLUSIONI.....	119

INTRODUZIONE

Negli ultimi decenni vi è stata una incredibile proliferazione nell'impiego degli azionamenti elettrici per le più svariate applicazioni sia nel settore civile sia in quello industriale. Le ragioni di tale sviluppo sono sostanzialmente le seguenti:

- Aumento del tasso di automatizzazione e della robotica
- Sviluppo dei componenti elettronici e conseguente loro calo di costo
- Affidabilità offerta nei confronti di sistemi oleo-pneumatici
- Compattezza, peso ed ingombri ridotti, scarsa necessità di manutenzione

In particolare si è passati dall'impiego dei motori in *d.c.* all'impiego di quelli in *a.c.* quali i *brushless*, i motori a riluttanza e quelli ad induzione, per i noti vantaggi legati alla loro efficienza, affidabilità, compattezza e costo.

Per quando riguarda i motori ad induzione, il loro crescente sviluppo è legato soprattutto alla robustezza meccanica, alla grande capacità di sovraccarico, alla possibilità di funzionamento per ampie gamme di velocità grazie alla semplice modalità di deflussaggio, al loro buon rendimento e fattore di potenza, alla semplicità costruttiva ed al loro basso costo.

Per contro tali motori necessitano generalmente di apparecchiature di controllo abbastanza sofisticate soprattutto nel caso l'azionamento richieda un'elevata dinamica. I motori ad induzione presentano inoltre perdite rotoriche non trascurabili che possono limitarne l'impiego in quelle applicazioni ove il loro smaltimento risulti termicamente problematico. Le macchine asincrone sono inoltre difficilmente controllabili in prossimità della velocità nulla il che può creare problemi nel caso di un loro utilizzo in servomeccanismi di posizione.

Per il corretto funzionamento di ogni azionamento è necessario il controllo della coppia (o della forza) sviluppata dal motore. Infatti, oltre che nelle applicazioni in cui l'obiettivo primario è la sua regolazione, come ad esempio nel caso della trazione elettrica, è pur sempre necessario controllare il valore della coppia nell'anello di regolazione più interno, come nei casi di inseguimento di profili di velocità o di servomeccanismi di posizione.

Alla luce di questo fatto, ai tradizionali controlli scalari si sono preferiti i controlli del tipo ad orientamento di campo nei quali le variabili coppia e flusso possono essere controllate separatamente con elevatissima dinamica.

Recentemente hanno quindi conquistato sempre più terreno i controlli diretti di coppia essendo questa la grandezza di macchina di primario interesse. In tali controlli, infatti, il convertitore statico che alimenta la macchina è controllato in modo tale da far sviluppare al motore esattamente la coppia richiesta (dal regolatore o dall'utente) riservando priorità secondaria al controllo del flusso ed a quello delle correnti di macchina.

Nella continua evoluzione degli azionamenti si è poi tentato di ridurre al minimo il numero dei trasduttori elettromeccanici necessari per il funzionamento del sistema: per quanto riguarda le grandezze elettriche si cerca di utilizzare un solo trasduttore di tensione ed un solo trasduttore di corrente lato *d.c.* in luogo dei due solitamente utilizzati per misurare ciascuna delle sopracitate grandezze ai morsetti di macchina. Per quanto riguarda le grandezze meccaniche si cerca di stimare posizione e velocità dell'albero (qualora il sistema di controllo lo richieda) per ovviare all'utilizzo di *encoder* o dinamo tachimetriche che oltre ad aumentare notevolmente il costo complessivo del sistema ne riducono sensibilmente l'affidabilità (si pensi che tali componenti hanno un costo che, nel caso di azionamenti con macchine asincrone, è dello stesso ordine di grandezza di quello della macchina stessa, mentre la loro affidabilità è decisamente inferiore).

Per quanto riguarda gli azionamenti con macchine asincrone, si riesce con relativa facilità ad utilizzare un solo trasduttore di tensione mentre ne occorrono almeno due di corrente per avere un corretto comportamento del sistema. In tali azionamenti è possibile rinunciare al trasduttore tachimetrico stimando la velocità con opportuni algoritmi di calcolo. Questa operazione risulta però molto delicata essendo basata sull'impiego di tutte le equazioni di macchina e quindi pesantemente affetta dagli errori sulla conoscenza dei parametri. Tali parametri possono inoltre variare notevolmente al variare delle condizioni di funzionamento (per effetto della temperatura, dell'addensamento di corrente e della saturazione).

Risulta invece impossibile rinunciare al trasduttore di posizione qualora questa sia la variabile controllata. Essendo infatti la macchina asincrona perfettamente simmetrica ed isotropa non è possibile correlare la posizione del rotore a qualsivoglia grandezza elettrica (si può definire il rotore della macchina asincrona ad *anisotropia indotta* in contrapposizione con i rotor a magneti permanenti ed a riluttanza detti ad *anisotropia strutturale*). Soltanto sfruttando effetti parassiti quali ad esempio quelli di dentatura o quelli associati alla saturazione magnetica è possibile ricostruire la posizione del rotore con risultati di comunque scarso interesse applicativo.

In generale si può affermare che il controllo delle macchine asincrone richiede di conoscere con una certa accuratezza i principali parametri di macchina (la presenza del circuito rotorico introduce nuove variabili non direttamente misurabili). Si rende quindi necessaria quantomeno una corretta determinazione fuori linea di tali parametri. In alcuni casi anche un loro adattamento in linea può essere indispensabile, soprattutto in assenza di trasduttori di posizione e/o velocità.

1. IPOTESI DI STUDIO E MODELLO DI MACCHINA

1.1 Sommario

Per arrivare alla sintesi di un sistema in grado di controllare la coppia e le altre grandezze elettromagnetiche di interesse, è necessario modellizzare la macchina asincrona ovvero esprimere analiticamente i legami che intercorrono tra le varie grandezze di macchina.

Partendo da alcune ipotesi preliminari di studio, in questo capitolo si dimostrerà come sia possibile ottenere un modello della macchina asincrona in forma bifase equivalente. Tale modello consentirà l'analisi del funzionamento del motore sia in condizioni di regime sinusoidale che in condizioni transitorie con un formalismo di tipo vettoriale che si rivelerà particolarmente adatto per lo studio delle macchine elettriche rotanti.

1.2 Ipotesi preliminari di studio

Al fine di descrivere analiticamente il comportamento della macchina asincrona con equazioni di tipo integro-differenziale e quindi ottenere un modello matematico della stessa, sono necessarie alcune ipotesi che in via preliminare saranno le seguenti [1]:

- Macchina magneticamente lineare ed isotropa
- Avvolgimenti distribuiti sinusoidalmente
- Distribuzione uniforme di corrente nei conduttori
- Assenza di effetti dissipativi nel ferro

In base a tali assunzioni è possibile esprimere matematicamente la legge di Ohm applicata a ciascuna fase degli avvolgimenti statorici e rotorici. E' altresì possibile rappresentare i flussi concatenati con tali avvolgimenti come combinazioni lineari delle correnti introducendo i coefficienti di auto e mutua induzione tra le varie fasi di macchina.

1.3 Equazioni di funzionamento per la macchina trifase

Si supponga la macchina realizzata con 2 sistemi simmetrici di avvolgimenti trifase, uno a statore ed uno a rotore, con P coppie polari ($2P$ poli). Tale schematizzazione, come noto, può essere utilmente applicata anche al caso di rotore a gabbia senza peraltro ledere la generalità delle considera-

zioni che seguono. Si suppongano inoltre le fasi collegate a stella, nel caso di collegamento effettivo a triangolo si introduca la stella equivalente.

Sia poi il rapporto di trasformazione tra avvolgimenti statorici e rotorici unitario (stesso numero di spire e stesso fattore d'avvolgimento).

In base alle ipotesi introdotte nel paragrafo precedente, è possibile applicare la legge di Ohm generalizzata ad ognuno dei 6 avvolgimenti di macchina nella forma [2]:

$$v_k = R_k i_k + \frac{d\phi_k}{dt} \quad (1.3.1)$$

avendo indicato con:

- v_k tensione applicata all'avvolgimento k (tensione di fase)
- i_k corrente che percorre l'avvolgimento k (corrente di fase)
- R_k resistenza elettrica dell'avvolgimento k (resistenza di fase)
- ϕ_k flusso concatenato con l'avvolgimento k (flusso concaten. di fase)

Per condizioni di simmetria si può definire un'unica resistenza R_s per le fasi statoriche ed un'unica resistenza R_r per quelle rotoriche.

E' inoltre possibile esprimere, nell'ambito delle ipotesi di linearità, i flussi concatenati con i vari avvolgimenti come combinazioni lineari tra le correnti che li percorrono introducendo i coefficienti di auto e mutua induzione:

$$\phi_k = \sum_h L_{kh} i_h \quad \text{sommatoria estesa a tutti gli } h \text{ avvolgimenti} \quad (1.3.2)$$

avendo indicato con L_{kh} il coefficiente di mutua induzione tra gli avvolgimenti k ed h , ovvero:

$$\begin{aligned} \phi_a &= L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c + L_{aA}i_A + L_{aB}i_B + L_{aC}i_C \\ \phi_b &= L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c + L_{bA}i_A + L_{bB}i_B + L_{bC}i_C \\ \phi_c &= L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c + L_{cA}i_A + L_{cB}i_B + L_{cC}i_C \\ \phi_A &= L_{AA}i_A + L_{AB}i_B + L_{AC}i_C + L_{Aa}i_a + L_{Ab}i_b + L_{Ac}i_c \\ \phi_B &= L_{BA}i_A + L_{BB}i_B + L_{BC}i_C + L_{Ba}i_a + L_{Bb}i_b + L_{Bc}i_c \\ \phi_C &= L_{CA}i_A + L_{CB}i_B + L_{CC}i_C + L_{Ca}i_a + L_{Cb}i_b + L_{Cc}i_c \end{aligned} \quad (1.3.3)$$

Si sono indicate rispettivamente con pedici minuscoli (a,b,c) e maiuscoli (A,B,C) le grandezze relative alle corrispondenti fasi statoriche e rotoriche.

In base all'ipotesi di distribuzione sinusoidale degli avvolgimenti, è possibile esprimere i coefficienti di mutua induzione tra i vari avvolgimenti come prodotto tra il loro valor massimo (avvolgimenti affacciati) ed una

funzione cosinusoidale che ha per argomento l'angolo elettrico tra gli assi degli avvolgimenti stessi. I coefficienti che compaiono nella (1.3.3), introducendo le induttanze di dispersione l_s ed l_r , divengono quindi:

$$\begin{aligned}
 L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} &= l_s + L_{ss} \cos(0) & L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} &= l_r + L_{rr} \cos(0) \\
 L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} &= L_{ss} \cos(2\pi/3) & L_{AB} = L_{BC} = L_{CA} &= L_{rr} \cos(2\pi/3) \\
 L_{ac} = L_{ba} = L_{cb} &= L_{ss} \cos(4\pi/3) & L_{AC} = L_{BA} = L_{CB} &= L_{rr} \cos(4\pi/3)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 L_{aA} = L_{bB} = L_{cC} &= L_{sr} \cos(\vartheta) \\
 L_{aB} = L_{bC} = L_{cA} &= L_{sr} \cos(\vartheta + 2\pi/3) \\
 L_{aC} = L_{bA} = L_{cB} &= L_{sr} \cos(\vartheta + 4\pi/3)
 \end{aligned} \tag{1.3.4}$$

$\vartheta = P \vartheta_m$ angolo elettrico
 ϑ_m angolo meccanico

E' ora possibile esplicitare le (1.3.3) mediante i coefficienti delle (1.3.4) ed introducendo la condizione di somma nulla delle correnti di fase:

$$\begin{aligned}
 i_a + i_b + i_c &= 0 & i_A + i_B + i_C &= 0
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \varphi_a &= \left(l_s + \frac{3}{2} L_{ss}\right) i_a + L_{sr} \left(i_A \cos(\vartheta) + i_B \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \vartheta\right) + i_C \cos\left(\frac{4\pi}{3} + \vartheta\right)\right) \\
 \varphi_b &= \left(l_s + \frac{3}{2} L_{ss}\right) i_b + L_{sr} \left(i_A \cos\left(\frac{4\pi}{3} + \vartheta\right) + i_B \cos(\vartheta) + i_C \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \vartheta\right)\right) \\
 \varphi_c &= \left(l_s + \frac{3}{2} L_{ss}\right) i_c + L_{sr} \left(i_A \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \vartheta\right) + i_B \cos\left(\frac{4\pi}{3} + \vartheta\right) + i_C \cos(\vartheta)\right) \\
 \varphi_A &= \left(l_r + \frac{3}{2} L_{rr}\right) i_A + L_{sr} \left(i_a \cos(-\vartheta) + i_b \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \vartheta\right) + i_c \cos\left(\frac{4\pi}{3} - \vartheta\right)\right) \\
 \varphi_B &= \left(l_r + \frac{3}{2} L_{rr}\right) i_B + L_{sr} \left(i_a \cos\left(\frac{4\pi}{3} - \vartheta\right) + i_b \cos(\vartheta) + i_c \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \vartheta\right)\right) \\
 \varphi_C &= \left(l_r + \frac{3}{2} L_{rr}\right) i_C + L_{sr} \left(i_a \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \vartheta\right) + i_b \cos\left(\frac{4\pi}{3} - \vartheta\right) + i_c \cos(-\vartheta)\right)
 \end{aligned} \tag{1.3.5}$$

Basandosi su considerazioni di tipo energetico è possibile esprimere la coppia elettromagnetica in funzione delle correnti e/o dei flussi concatenati: questa può infatti essere calcolata come derivata della coenergia elettromagnetica rispetto alla posizione angolare a corrente costante:

$$C = \left(\frac{\partial \mathcal{W}_{em}^*}{\partial \vartheta_m} \right)_{i=\text{cost}} = P \left(\frac{\partial \mathcal{W}_{em}^*}{\partial \vartheta} \right)_{i=\text{cost}} \tag{1.3.6}$$

In regime lineare si ha che energia e coenergia coincidono. L'espressione dell'energia magnetica associata al sistema di avvolgimenti in oggetto è la seguente:

$$W_{em} = \frac{1}{2} \sum_k \phi_k i_k \quad (1.3.7)$$

Sostituendo nella (1.3.7) i flussi concatenati calcolati con le (1.3.5) ed applicando la differenziazione (1.3.6) si ottiene l'espressione della coppia elettromagnetica valida ai valori istantanei in regime di linearità.

Lo studio dei transitori meccanici (velocità non costante) comporta inoltre l'introduzione dell'equazione meccanica mettendo in gioco le coppie applicate alle parti rotanti e le relative inerzie.

$$C - C_{res} = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad \omega_m = \frac{d\vartheta_m}{dt} \quad (1.3.8)$$

1.4 Equazioni di funzionamento per la macchina bifase equivalente

Lo studio della macchina può essere notevolmente semplificato introducendo la trasformazione trifase/bifase: essendo le grandezze di macchina caratterizzate dall'aver somma nulla sulle tre fasi, è possibile introdurre una trasformazione matematica che consente di operare con sole 2 variabili (d, q) in luogo delle 3 grandezze di fase (a, b, c) [3]. Si può pervenire a tale trasformazione con una sequenza logica partendo dall'espressione dei flussi concatenati [4]. In questo lavoro verrà adottato un particolare procedimento, basato sulla scrittura delle (1.3.5) mediante gli esponenziali complessi ed indicando con il simbolo $\cdot$ il prodotto scalare, secondo le relazioni seguenti:

$$\begin{aligned} \varphi_a &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \left\{ L_s k \left(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) + M k \left(i_A + i_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) e^{j\vartheta} \right\} e^{j0} \\ \varphi_b &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \left\{ L_s k \left(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) + M k \left(i_A + i_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) e^{j\vartheta} \right\} e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ \varphi_c &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \left\{ L_s k \left(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) + M k \left(i_A + i_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) e^{j\vartheta} \right\} e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ \varphi_A &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \left\{ L_r k \left(i_A + i_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) + M k \left(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) e^{-j\vartheta} \right\} e^{j0} \\ \varphi_B &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \left\{ L_r k \left(i_A + i_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) + M k \left(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) e^{-j\vartheta} \right\} e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ \varphi_C &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \left\{ L_r k \left(i_A + i_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) + M k \left(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) e^{-j\vartheta} \right\} e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{aligned} \quad (1.4.1)$$

avendo posto:

$$L_s = l_s + \frac{3}{2} L_{ss} \quad L_r = l_r + \frac{3}{2} L_{rr} \quad M = \frac{3}{2} L_{sr} \quad (1.4.2a)$$

Si osservi che, nel caso in esame di rapporto di trasformazione unitario, risulta $L_{ss}=L_{rr}=L_{sr}$ e quindi si può porre:

$$L_s = l_s + M \quad L_r = l_r + M \quad (1.4.2b)$$

Si può ora introdurre la trasformazione trifase/bifase in forma vettoriale per le correnti che compaiono nella (1.4.1). Si indicheranno sottolineate le grandezze che rappresentano vettori nel piano complesso:

$$\begin{aligned} \underline{i}_s &= k \left(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \\ \underline{i}_r &= k \left(i_A + i_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \end{aligned} \quad (1.4.3)$$

Come si vedrà in seguito, la costante k rappresenta un fattore di trasformazione arbitrario al variare del quale variano le scale tra le grandezze del sistema bifase e quello trifase. Le precedenti (1.4.1) divengono quindi:

$$\begin{aligned} \varphi_a &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \left\{ L_s \underline{i}_s + M \underline{i}_r e^{j\vartheta} \right\} \cdot e^{j0} \\ \varphi_b &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \left\{ L_s \underline{i}_s + M \underline{i}_r e^{j\vartheta} \right\} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ \varphi_c &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \left\{ L_s \underline{i}_s + M \underline{i}_r e^{j\vartheta} \right\} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ \varphi_A &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \left\{ L_r \underline{i}_r + M \underline{i}_s e^{-j\vartheta} \right\} \cdot e^{j0} \\ \varphi_B &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \left\{ L_r \underline{i}_r + M \underline{i}_s e^{-j\vartheta} \right\} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ \varphi_C &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \left\{ L_r \underline{i}_r + M \underline{i}_s e^{-j\vartheta} \right\} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{aligned} \quad (1.4.4)$$

E' possibile verificare che le (1.4.4) rappresentano le trasformazioni inverse (bifase/trifase) di quelle precedentemente introdotte per le correnti. Risulta infatti anche per i flussi:

$$\begin{aligned} \underline{\varphi}_s &= k \left(\varphi_a + \varphi_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + \varphi_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \\ \underline{\varphi}_r &= k \left(\varphi_A + \varphi_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + \varphi_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \end{aligned} \quad (1.4.5)$$

Dalle (1.4.4) e conformemente alle (1.4.5) si possono dedurre le espressioni dei flussi concatenati nel sistema bifase:

$$\underline{\varphi}_s = L_s \underline{i}_s + M \underline{i}_r e^{j\vartheta} \quad (1.4.6)$$

$$\underline{\varphi}_r = L_r \underline{i}_r + M \underline{i}_s e^{-j\vartheta}$$

Sono così definite le trasformazioni diretta ed inversa che per le generiche variabili trifase x_1, x_2, x_3 assumono la forma:

$$\underline{x} = x_d + j x_q = k \left(x_1 + x_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_3 e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (1.4.7)$$

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \{\underline{x}\} \cdot e^{j0} \\ x_2 &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \{\underline{x}\} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ x_3 &= \frac{2}{3} \frac{1}{k} \{\underline{x}\} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{aligned} \quad (1.4.8)$$

Tale trasformazione si può vedere come un cambiamento di sistema di riferimento. Infatti la relazione $x_1 + x_2 + x_3 = 0$ rappresenta un piano nello spazio x_1, x_2, x_3 . Il punto rappresentativo dell'evoluzione del sistema si muove quindi su di un piano, è quindi possibile scegliere un sistema di riferimento su tale piano ($d-q$). Si può dimostrare che le trasformazioni di riferimento tra lo spazio ed il piano sono definite esattamente dalle precedenti (1.4.7-8) con un coefficiente di trasformazione:

$$k = \sqrt{\frac{2}{3}}$$

Le equazioni di macchina (1.3.1) si traducono quindi semplicemente in una equazione vettoriale per lo statore ed una per il rotore:

$$\begin{aligned} \underline{v}_s &= R_s \underline{i}_s + \frac{d \underline{\varphi}_s}{dt} \\ 0 &= R_r \underline{i}_r + \frac{d \underline{\varphi}_r}{dt} \end{aligned} \quad (1.4.9)$$

Analogamente per i flussi concatenati (1.4.6) e per la coppia elettromagnetica che, come si vedrà, può essere espressa in funzione delle grandezze trasformate.

1.5 Considerazioni di tipo energetico

L'espressione dell'energia elettromagnetica, così come quella della coppia, può essere desunta dalle (1.3.6) e (1.3.7). Introducendo nella (1.3.7) le antitrasformate per i flussi (1.4.8) si ha infatti:

$$\begin{aligned} W_{em} &= \frac{1}{2} \frac{2}{3k^2} \left\{ \underline{\varphi}_s \cdot k \left(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) + \underline{\varphi}_r \cdot k \left(i_A + i_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \right\} \\ W_{em} &= \frac{1}{2} \frac{2}{3k^2} \left(\underline{\varphi}_s \cdot \underline{i}_s + \underline{\varphi}_r \cdot \underline{i}_r \right) \end{aligned} \quad (1.5.1)$$

Sostituendo nella (1.5.1) l'espressione dei flussi (1.4.6) si ottiene:

$$W_{em} = \frac{2}{3k^2} \left(\frac{1}{2} L_s i_s^2 + \frac{1}{2} L_r i_r^2 + M \underline{i}_s \cdot \underline{i}_r e^{j\vartheta} \right) \quad (1.5.2)$$

Per il calcolo della coppia si sostituisce la (1.5.2) nella (1.3.6):

$$C = P \left(\frac{\partial W_{em}^*}{\partial \vartheta} \right)_{i=\text{cost}} = \frac{2}{3k^2} P M \underline{i}_s \cdot \underline{i}_r e^{j\vartheta} \quad (1.5.3)$$

ancora introducendo le (1.4.6) si può ottenere:

$$C = \frac{2}{3k^2} P \underline{i}_s \cdot j \underline{\varphi}_s = - \frac{2}{3k^2} P \underline{i}_r \cdot j \underline{\varphi}_r \quad (1.5.4)$$

Come già accennato nel paragrafo precedente, il coefficiente di trasformazione k può assumere un valore reale arbitrario essendo sostanzialmente un fattore di scala [5]. Esistono in particolare due valori notevoli per tale coefficiente:

Per $k = \frac{2}{3}$ si mantengono le ampiezze delle grandezze sinusoidali nei riferimenti trifase e bifase [6], si ha infatti:

$$x_d = x_a$$

Per $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ le relazioni che esprimono grandezze di tipo energetico restano formalmente identiche nei riferimenti trifase e bifase, come risulta dalle precedenti (1.5.1-4), rimangono inalterati anche i moduli dei vettori rappresentativi, si ha infatti:

$$x^2 = x_d^2 + x_q^2 = x_a^2 + x_b^2 + x_c^2$$

In seguito si assumerà quest'ultimo valore per il coefficiente k in modo da evitare costanti moltiplicative nelle espressioni della coppia ed in generale nelle espressioni che rappresentano delle potenze di macchina.

Dalle precedenti (1.5.4) si può osservare che la coppia è data dall'interazione tra il flusso concatenato e la corrente che circola nel sistema di avvolgimenti statorici o in quelli rotorici. Non comparendo esplicitamente alcun coefficiente di auto o mutua induzione, si può pensare che tali espressioni possano valere anche in regime di non-linearità (saturazione magnetica). Ciò sarà dimostrato nel seguito con un bilancio energetico applicato all'intera macchina. A tale scopo è necessario elaborare le equazioni di macchina eseguendo un bilancio di potenza ed identificando il significato dei vari termini senza introdurre i coefficienti di auto e mutua induzione ovvero senza ipotizzare la linearità del supporto ferromagnetico.

Dapprima si esprimono le leggi di Ohm generalizzate (1.4.9) nel sistema di riferimento statorico:

$$\begin{aligned} \underline{v}_s &= R_s \underline{i}_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \\ 0 &= R_r \underline{i}_{rs} + \frac{d\varphi_{rs}}{dt} - j\omega \varphi_{rs} \end{aligned} \quad (1.5.5)$$

Nella seconda delle (1.5.5) si sono indicate con il pedice rs le grandezze rotoriche espresse nel sistema di riferimento statorico. Tale espressione deriva direttamente dalla seconda delle (1.4.9) essendo:

$$\begin{aligned} \underline{i}_{rs} &= \underline{i}_r e^{j\vartheta} \\ \varphi_{rs} &= \varphi_r e^{j\vartheta} \\ \vartheta &= P \vartheta_m, \quad \omega = P \omega_m \end{aligned} \quad (1.5.6)$$

Moltiplicando scalarmente le (1.5.5) per le rispettive correnti e sommando membro a membro, si ottiene:

$$\begin{aligned} \underline{v}_s \cdot \underline{i}_s &= R_s i_s^2 + R_r i_{rs}^2 + \underline{i}_s \cdot \frac{d\varphi_s}{dt} + \underline{i}_{rs} \cdot \frac{d\varphi_{rs}}{dt} - P \underline{i}_{rs} \cdot j\varphi_{rs} \omega_m \end{aligned} \quad (1.5.7)$$

(1°)
(2°)
(3°)
(4°)

1° - Potenza elettrica istantanea entrante dai morsetti

2° - Perdite *Joule* relative agli avvolgimenti statorici e rotorici

3° - Potenza relativa alla variazione dell'energia elettromagnetica totale

4° - Potenza meccanica erogata

Per il 1° ed il 2° termine non ci sono problemi di interpretazione (si noti che $i_{rs}^2 = i_r^2$). Si tratta dunque di dimostrare che il 3° termine rappresenta effettivamente la potenza relativa alla variazione dell'energia elettromagnetica totale senza introdurre legami tra correnti e flussi. Il 4° termine non può quindi che essere identificato come la potenza meccanica erogata dalla macchina consentendo la determinazione della coppia elettromagnetica:

$$P_m = C \omega_m = -P \underline{i}_{rs} \cdot j \underline{\varphi}_{rs} \omega_m \quad \text{ovvero:} \quad C = -P \underline{i}_{rs} \cdot j \underline{\varphi}_{rs} \quad (1.5.8)$$

In base alle (1.5.6), si osserva che la (1.5.8) equivale alla seconda delle (1.5.4) mentre la prima può essere ottenuta in modo del tutto analogo eseguendo un bilancio di potenza in un riferimento solidale con il rotore.

Un metodo alternativo consiste nell'estendere alle grandezze statoriche il principio desunto dalla (1.5.8) secondo il quale la coppia elettromagnetica generata da un sistema di avvolgimenti è data dall'interazione tra il vettore flusso concatenato e il vettore corrente nella forma $C = \underline{i} \cdot j \underline{\varphi}$.

Per dimostrare il significato del 3° termine, si può supporre di poter separare i flussi dispersi (che si presume non saturino) da quello al traferro (che può saturare):

$$\underline{\varphi}_s = l_s \underline{i}_s + \underline{\varphi}_t \quad \underline{\varphi}_{rs} = l_r \underline{i}_{rs} + \underline{\varphi}_t \quad (1.5.9)$$

$$\begin{aligned} \underline{i}_s \cdot \frac{d\underline{\varphi}_s}{dt} + \underline{i}_{rs} \cdot \frac{d\underline{\varphi}_{rs}}{dt} &= l_s \underline{i}_s \cdot \frac{d\underline{i}_s}{dt} + l_r \underline{i}_{rs} \cdot \frac{d\underline{i}_{rs}}{dt} + (\underline{i}_s + \underline{i}_{rs}) \cdot \frac{d\underline{\varphi}_t}{dt} \\ &= \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} l_s i_s^2 + \frac{1}{2} l_r i_{rs}^2 \right) + i_t \frac{d\varphi_t}{dt} \end{aligned} \quad (1.5.10)$$

Il 1° termine a 2° membro della (1.5.10) rappresenta la potenza relativa alla variazione dell'energia elettromagnetica dei circuiti di dispersione mentre il secondo termine rappresenta la variazione dell'energia elettromagnetica relativa al circuito magnetico principale essendo il vettore flusso al traferro $\underline{\varphi}_t$ in fase con il vettore corrente totale $\underline{i}_t = \underline{i}_s + \underline{i}_{rs}$.

La somma di questi termini rappresenta quindi la variazione dell'energia elettromagnetica totale.

1.6 Circuito equivalente e diagramma vettoriale

Manipolando opportunamente le equazioni di macchina scritte in un riferimento statorico (1.5.5), è possibile pervenire ad una forma utile per una loro rappresentazione mediante un circuito equivalente [7]:

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad \underline{\varphi}_s = l_s \underline{i}_s + M \underline{i}_t \quad (1.6.1)$$

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + l_s \frac{d\underline{i}_s}{dt} + M \frac{d\underline{i}_t}{dt}$$

$$0 = R_r \underline{i}_{rs} + \frac{d\varphi_{rs}}{dt} - j\omega \varphi_{rs} \quad \underline{\varphi}_{rs} = l_r \underline{i}_{rs} + M \underline{i}_t \quad (1.6.2)$$

$$0 = R_r \underline{i}_{rs} + l_r \frac{d\underline{i}_{rs}}{dt} + M \frac{d\underline{i}_t}{dt} - j\omega \varphi_{rs}$$

Dalle precedenti (1.6.1) e (1.6.2) può essere desunto un circuito equivalente della macchina asincrona valido non solo a regime ma anche in condizioni transitorie. Tale circuito è rappresentato in Fig. 1.6.1.

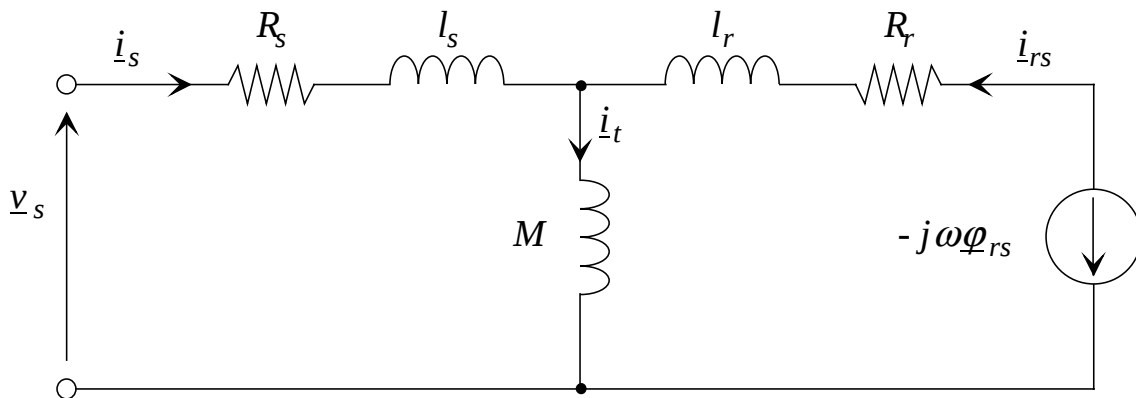


Fig. 1.6.1 - Circuito equivalente per la macchina bifase

Per quanto riguarda le perdite nel ferro, essendo queste in buona approssimazione proporzionali al quadrato della tensione, è possibile tenerle in conto inserendo una resistenza in derivazione in parallelo al ramo induttivo M o meglio ancora, essendo praticamente il solo ferro statorico soggetto a perdite (la frequenza rotorica è al più qualche *Hertz*), immediatamente a valle di R_s .

Si noti che la potenza meccanica erogata è rappresentata ora dalla potenza elettrica assorbita dal generatore di tensione, si ha infatti:

$$P_m = -\underline{i}_{rs} \cdot j\omega \underline{\varphi}_{rs} \quad (1.6.3)$$

In condizioni di regime sinusoidale il generatore di tensione può essere sostituito dalla tradizionale resistenza funzione dello scorrimento s sulla quale viene dissipata la potenza meccanica. Introducendo in tal caso la legge di Ohm a rotore nella (1.6.3) si ottiene:

$$-j\omega_r \underline{\varphi}_{rs} = R_r \underline{i}_{rs} \quad -j\omega \underline{\varphi}_{rs} = \frac{\omega}{\omega_r} R_r \underline{i}_{rs} = \frac{1-s}{s} R_r \underline{i}_{rs} \quad (1.6.4)$$

$$P_m = \frac{1-s}{s} R_r i_{rs}^2$$

In base alle equazioni vettoriali introdotte in questo e nei precedenti paragrafi, può essere disegnato un diagramma vettoriale che visualizza la disposizione dei vettori rappresentativi di macchina nelle diverse condizioni di funzionamento. Tale diagramma è riportato in Fig. 1.6.2.

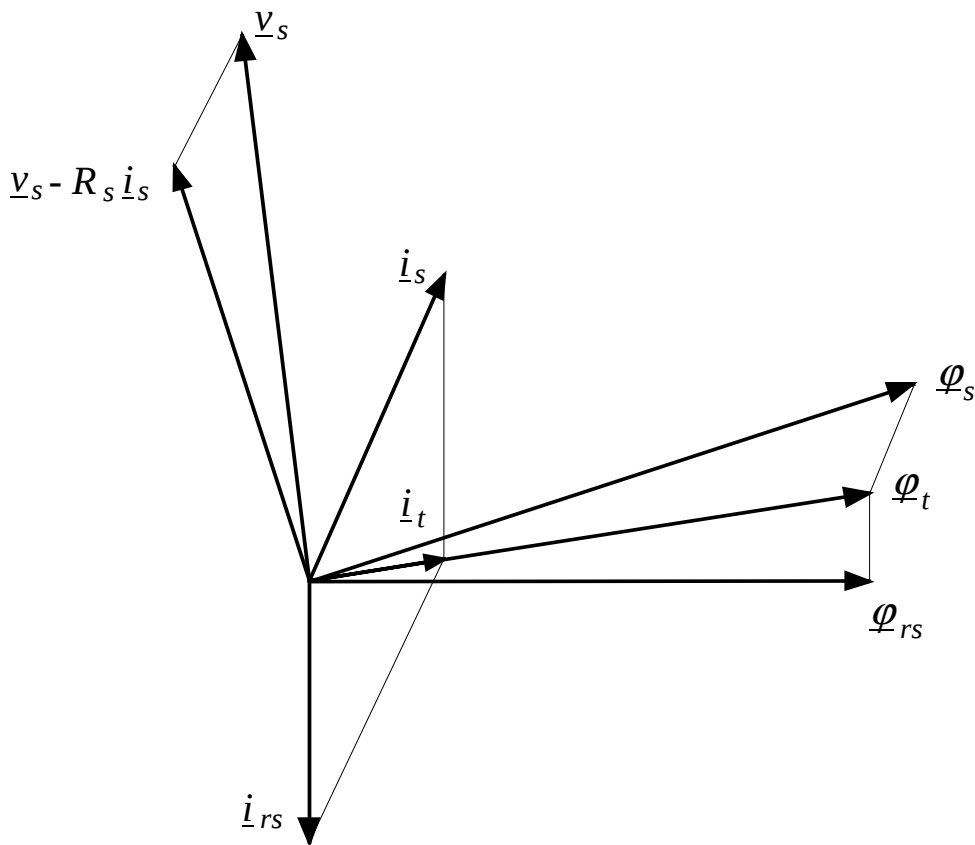


Fig. 1.6.2 - Diagramma vettoriale per la macchina bifase equivalente

Nel caso di modulo dei flussi costante, ovvero in condizioni di regime sinusoidale, dalle (1.5.5) si può desumere la relazione di perpendicolarità

esistente tra il vettore tensione applicata, al netto della caduta resistiva statorica, ($v_s - R_s i_s$) ed il flusso statorico (φ_s) e tra la corrente rotorica (i_{rs}) ed il flusso rotorico (φ_{rs}).

Il flusso al traferro φ_t è in fase con la corrente totale i_t . Tale flusso è legato ai flussi concatenati con gli avvolgimenti statorici e rotorici mediante le correnti e le rispettive induttanze di dispersione come risulta dalle (1.5.9).

1.7 Riferimenti bibliografici

- [1] G.M.Rancoita: "*Complementi di macchine elettriche*", Edizione in Proprio, Bologna, 1989.
- [2] B.Brunelli: "*Conversione elettrica ed elettromeccanica dell'energia*", Vol. 1, PITAGORA - Bologna, 1992.
- [3] K.R.Jardan, S.B.Dewan, G.R.Slemon: "*General analysis of three-phase inverter*", IEEE Trans. on IGA, Vol. 5, N. 6, Nov/Dec 1969.
- [4] J.Stepina: "*Complex equations for electric machines at transient conditions*", ICEM - 1990, Manchester (UK), pp. 43-47.
- [5] G.Petrecca, E.Bassi, F.Benzi: "*La teoria unificata delle macchine elettriche rotanti*", CLUP - Milano, gennaio 1984.
- [6] D.Casadei, G.Serra: "*Presentazione delle tipologie delle macchine elettriche e dei concetti di orientamento di campo*". CONTROLLO DIGITALE DEGLI AZIONAMENTI ELETTRICI, Bologna, 1 marzo 1991.
- [7] A.E.Fitzgerald, C.Kingsley Junior, A.Kusko: "*Macchine elettriche*", FRANCO ANGELI.

2. CONTROLLO DIRETTO DI COPPIA E FLUSSO

2.1 Sommario

Le strategie di controllo che verranno descritte in questo capitolo sono dette a *controllo diretto di coppia* poiché le commutazioni degli interruttori sono direttamente finalizzate all'inseguimento della coppia di riferimento (ed al flussaggio della macchina) senza utilizzare come tramite il controllo delle correnti di fase.

L'assenza di un controllo diretto sulle correnti consente di operare con schemi hardware e software notevolmente semplificati evitando l'introduzione di regolatori *PI*, temporizzatori per la generazione *PWM*, controllori ad isteresi per le correnti. Il sistema di controllo può così essere realizzato in forma completamente digitale con i ben noti vantaggi connessi a tale soluzione.

2.2 L' inverter a tensione impressa

Negli azionamenti con macchine asincrone vengono solitamente impiegati, come convertitori *DC/AC*, invertitori a tensione impressa (*inverter VSI*). La topologia di tali convertitori è rappresentata in Fig. 2.2.1.

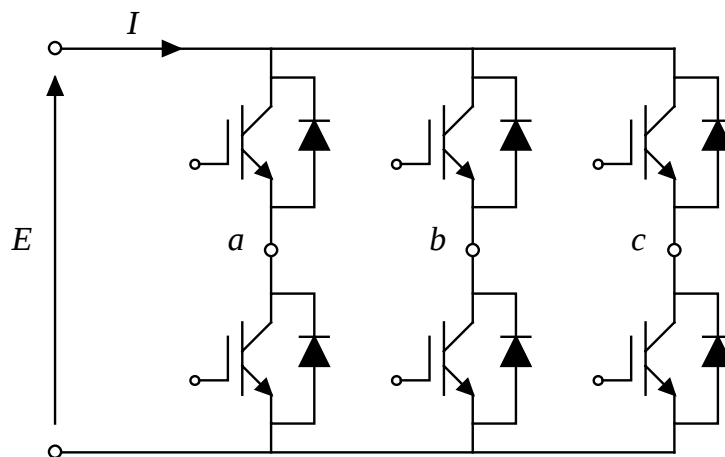


Fig. 2.2.1 - Struttura di un inverter a tensione impressa ad IGBT

Come noto, ad ognuna delle 8 possibili configurazioni degli interruttori statici corrisponde una ben definita tensione di uscita, indipendentemente dal verso delle correnti di fase. Allo stesso modo ad ogni configurazione e per una data corrente di carico corrisponde una ben determinata corrente assorbita dal lato continua.

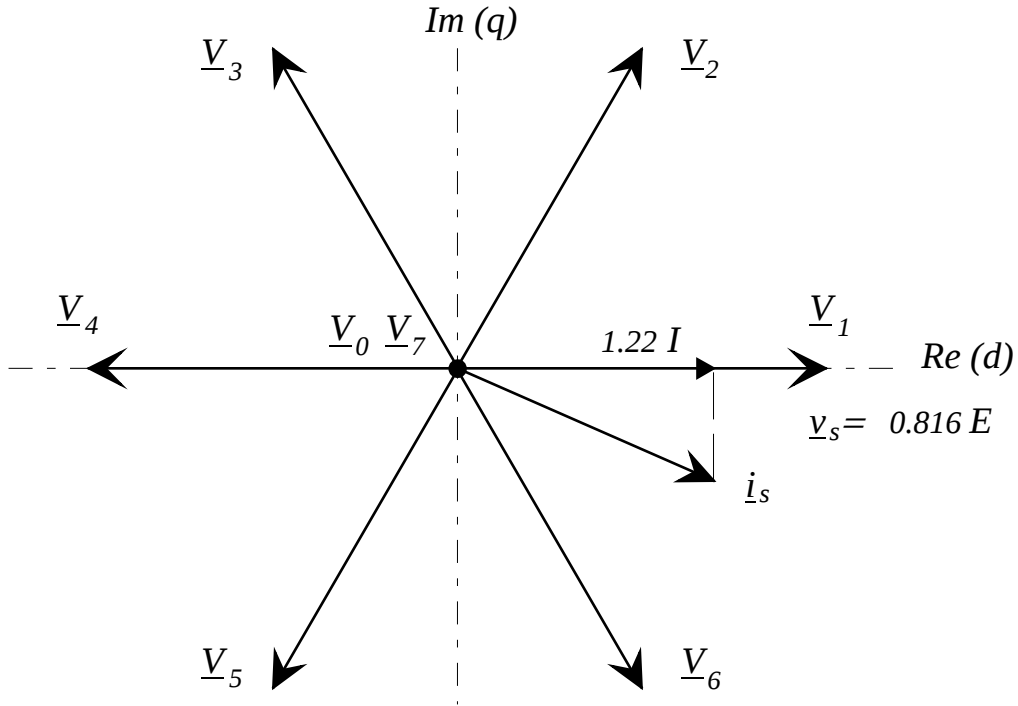


Fig. 2.2.2 - Rappresentazione vettoriale delle grandezze dell'inverter

Applicando le trasformate 3/2 al convertitore si può verificare che le 8 configurazioni corrispondono ad una stella simmetrica di 6 vettori $\underline{V}_k$ ($k=1 \div 6$), il cui modulo è legato a quello della tensione lato continua E , ed a 2 vettori nulli $\underline{V}_0$ e $\underline{V}_7$.

Indicando con (S_a, S_b, S_c) lo stato di conduzione dei tre rami ($S_k=0$ interruttore inferiore del ramo k chiuso e superiore aperto, $S_k=1$ interruttore superiore del ramo k chiuso ed inferiore aperto) si ha che la tensione di fase di statore, a meno delle cadute sui componenti, è rappresentata dal vettore:

$$\underline{v}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.2.1)$$

Per quanto riguarda la corrente I assorbita dal lato continua, questa è legata alla corrente statorica ed alla configurazione degli interruttori dalla relazione:

$$I = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \cdot \underline{i}_s \quad (2.2.2)$$

ovvero la corrente lato continua rappresenta la proiezione del vettore corrente statorica lungo la direzione individuata dal vettore tensione statorica applicato, a meno di una costante moltiplicativa.

Le relazioni (2.2.1) e (2.2.2) sono rappresentate graficamente nel diagramma di Fig. 2.2.2.

2.3 Relazione tra le configurazioni dell'inverter ed il flusso

Dalla legge di Ohm a statore si può facilmente dedurre la variazione di flusso statorico conseguente all'applicazione per il periodo ΔT di una certa configurazione di tensione:

$$\Delta \varphi_s = v_s \Delta t - R_s i_s \Delta t \quad (2.3.1)$$

A meno della caduta resistiva statorica, la direzione di tale vettore è quindi quella del corrispondente vettore tensione applicato, il suo modulo è proporzionale alla tensione lato continuo ed al tempo di applicazione.

Per quanto riguarda il controllo del flusso statorico è quindi chiaro che questi può essere guidato lungo le 6 direzioni dei vettori tensione oppure può essere tenuto praticamente fermo (trascurando la caduta sulla resistenza statorica) applicando un vettore nullo.

Per variare il modulo del flusso statorico è quindi necessario applicare alla macchina dei vettori tensione che abbiano adeguate componenti radiali. Per variarne la posizione angolare, e quindi la velocità di rotazione, è invece necessario applicare dei vettori tensione che abbiano opportune componenti tangenziali

2.4 Relazione tra le configurazioni dell'inverter e la coppia

Elaborando opportunamente le equazioni di macchina, si può dimostrare che la derivata della coppia conseguente ad una variazione istantanea della velocità angolare del flusso statorico, è strettamente legata all'entità di tale variazione [1].

Come si vedrà in seguito, la coppia si può esprimere in funzione del modulo del flusso rotorico φ_r e della componente in quadratura, rispetto a tale flusso, del vettore flusso statorico φ_{qs} :

$$C = P \frac{M}{\sigma L_r L_s} \varphi_r \varphi_{qs} \quad (2.4.1)$$

Essendo il flusso rotorico legato al flusso statorico da una relazione dinamica del tipo passa-basso (si vedrà dettagliatamente in seguito), si può affermare che, accelerando istantaneamente il flusso statorico aumenta la componente φ_{qs} mentre non varia sensibilmente il modulo φ_r portando così ad un aumento della coppia in accordo con la (2.4.1).

Questo fatto è comprensibile anche intuitivamente pensando che, quando la velocità angolare del flusso statorico viene incrementata rispetto alla velocità meccanica, risulta aumentato anche lo scorrimento istantaneo e quindi la coppia; viceversa quando la velocità angolare è ridotta.

Combinando infatti l'equazione di coppia espressa con le variabili rotoriche e la legge di Ohm a rotore, così da eliminare la corrente rotorica, si ottiene:

$$C = P\omega_r \frac{\phi_r^2}{R_r} \quad (2.4.2)$$

Il coefficiente ω_r rappresenta la pulsazione elettrica del flusso rotorico (nel sistema di riferimento rotorico) ovvero la pulsazione istantanea di scorrimento. Dalla (2.4.2) si vede quindi che la coppia, a modulo del flusso rotorico costante, segue l'andamento della pulsazione di scorrimento, come affermato sopra.

Da queste considerazioni si può dedurre una metodologia per il controllo della coppia. In particolare per aumentare il valore istantaneo della coppia è necessario applicare alla macchina un vettore tensione che abbia una rilevante componente tangenziale rispetto al verso di rotazione del flusso statorico (e comunque superiore alla velocità elettrica dell'albero). Viceversa, per ridurre il valore della coppia è necessario applicare una tensione che abbia una ridotta componente tangenziale (quantomeno inferiore alla velocità elettrica dell'albero) che potrà essere nulla o anche negativa.

2.5 Il Direct Torque Control (DTC)

Dalle considerazioni effettuate nei paragrafi precedenti, si deduce che è possibile il controllo della coppia e del flusso statorico di macchina agendo rispettivamente sulla velocità tangenziale e sulla componente radiale del flusso stesso mediante la scelta di opportuni vettori tensione tra quelli consentiti dall'inverter [1],[2].

Si tratta ora di disaccoppiare il controllo della coppia da quello del flusso. Partendo da valori di riferimento per tali grandezze, si deve selezionare quella configurazione dell'inverter che tende ad annullare gli errori per le grandezze stesse.

In particolare 4 sono i casi che si possono verificare:

- *La coppia deve aumentare, il flusso deve aumentare:* sarà selezionato un vettore tensione avente componenti tangenziale e radiale positive
- *La coppia deve aumentare, il flusso deve diminuire:* sarà selezionato un vettore tensione avente componente tangenziale positiva e radiale negativa
- *La coppia deve diminuire, il flusso deve aumentare:* sarà selezionato un vettore tensione con componente tangenziale negativa o nulla e

componente radiale positiva o nulla

- *La coppia deve diminuire, il flusso deve diminuire*: sarà selezionato un vettore tensione con componenti tangenziale e radiale negative o nulle

Nei primi 2 casi è possibile determinare univocamente la configurazione degli interruttori mentre per gli ultimi 2 casi vi sono anche possibilità di scelta delle configurazioni diverse da quelle usualmente adottate. Queste ulteriori possibilità saranno dettagliatamente esaminate nel seguito.

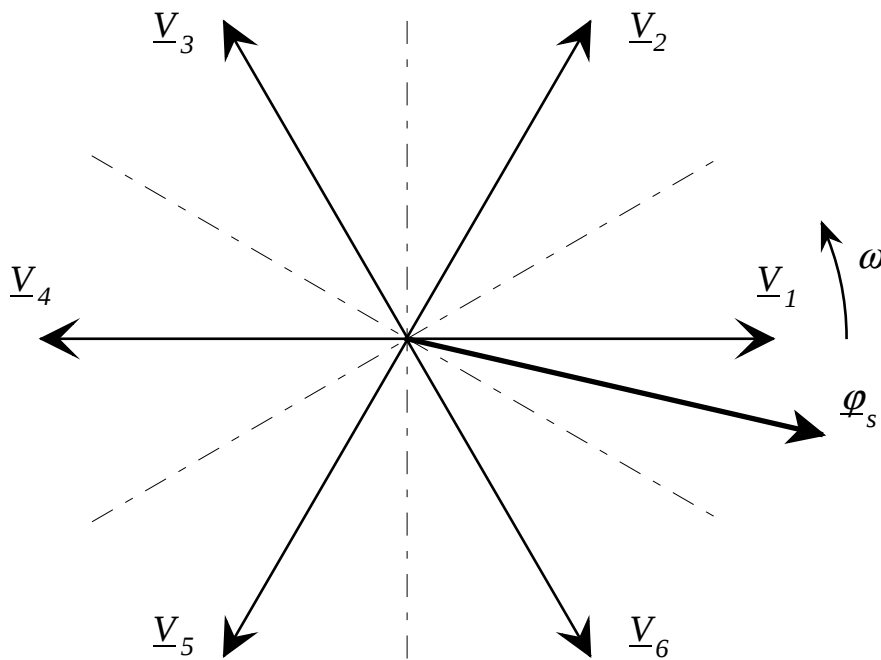


Fig. 2.5.1 - Vettore *flusso* e stella delle tensioni statoriche

Dal diagramma di Fig. 2.5.1, definiti 6 settori delimitati dagli interassi tra i vettori tensione, si può vedere ad esempio che, per il φ_s considerato (setto 1), le tensioni in grado di accelerare in ogni posizione del settore il vettore flusso sono unicamente $\underline{V}_2$ e $\underline{V}_3$. Di queste la $\underline{V}_2$ ne aumenta anche il modulo mentre la $\underline{V}_3$ lo riduce.

Per ridurre la velocità del vettore flusso è possibile selezionare i vettori $\underline{V}_6$ e $\underline{V}_5$ (velocità negativa), il vettore nullo $\underline{V}_0$ o $\underline{V}_7$ (velocità nulla) oppure i vettori $\underline{V}_1$ e $\underline{V}_4$ (velocità mediamente nulla nell'ambito del settore). Di questi $\underline{V}_1$ e $\underline{V}_6$ ne aumentano il modulo, $\underline{V}_4$ e $\underline{V}_5$ lo riducono mentre $\underline{V}_0$ e $\underline{V}_7$ lo lasciano praticamente inalterato (a meno della caduta resistiva statorica che, nel funzionamento da motore, comporta un leggero deflussaggio, conformemente a quanto si può desumere dal diagramma vettoriale di Fig. 1.6.2).

In base a tali considerazioni possono essere desunte diverse strategie per il controllo di coppia e flusso; le più significative sono riportate in Fig. 2.5.2 nella quale si è indicato con k il settore che contiene il vettore tensione $\underline{V}_k$.

	$C\uparrow, \varphi\uparrow$	$C\uparrow, \varphi\downarrow$	$C\downarrow, \varphi\uparrow$	$C\downarrow, \varphi\downarrow$
A	$\underline{V}_{k+1}$	$\underline{V}_{k+2}$	$\underline{V}_0, \underline{V}_7$	$\underline{V}_0, \underline{V}_7$
B	$\underline{V}_{k+1}$	$\underline{V}_{k+2}$	$\underline{V}_k$	$\underline{V}_0, \underline{V}_7$
C	$\underline{V}_{k+1}$	$\underline{V}_{k+2}$	$\underline{V}_k$	$\underline{V}_{k+3}$
D	$\underline{V}_{k+1}$	$\underline{V}_{k+2}$	$\underline{V}_{k-1}$	$\underline{V}_{k-2}$

Fig. 2.5.2 - Alcune strategie di controllo con il flusso nel settore k

A tali possibilità corrispondono diverse caratteristiche dell'azionamento in particolare per quanto riguarda il *ripple* di coppia del motore, il contenuto armonico delle correnti di fase, la frequenza di commutazione, la corrente assorbita sul lato continua, il comportamento alle basse velocità, in fase di recupero.

Come accennato in precedenza, grazie a queste strategie si è in grado di inseguire un riferimento di coppia e di modulo del flusso statorico con una tecnica di tipo *bang-bang* che si avvicina molto ad un controllo di tipo *sliding-mode*. Per limitare la frequenza di commutazione o quantomeno per poter intervenire su di essa, si aggiungono delle bande morte nell'intorno dei valori di riferimento ovvero si introducono delle isteresi nell'inseguimento dei valori desiderati di coppia e flusso.

Se il sistema di controllo è realizzato analogicamente si ha che la frequenza di commutazione, nel caso di assenza di isteresi, può divenire molto alta (diverse decine di *kHz*).

Se il sistema è realizzato digitalmente si ha ovviamente che la massima frequenza di commutazione coincide con la frequenza di campionamento (nel caso avvenga una commutazione ad ogni ciclo di calcolo). In entrambi i casi vi è una corrispondenza diretta tra bande e frequenza di commutazione: le commutazioni dovute al controllo della coppia e del flusso sono inversamente proporzionali all'ampiezza delle rispettiva bande di isteresi.

Il valore di riferimento della coppia è fissato direttamente dall'utente (nel caso ad esempio di trazione elettrica) o da un sistema di regolazione (nel caso di controllo di velocità o di posizione).

Il valore istantaneo della coppia è quindi vincolato all'interno della

banda d'isteresi nell'intorno del valore desiderato.

Per quanto riguarda il controllo del flusso, generalmente viene impostato un valore del modulo del flusso statorico (si vedrà dettagliatamente nel prossimo capitolo) e quindi si assume che questi debba seguire una traiettoria di tipo circolare. In questo modo il vettore flusso statorico è vincolato a muoversi entro una corona circolare di ampiezza pari alla corrispondente banda di isteresi.

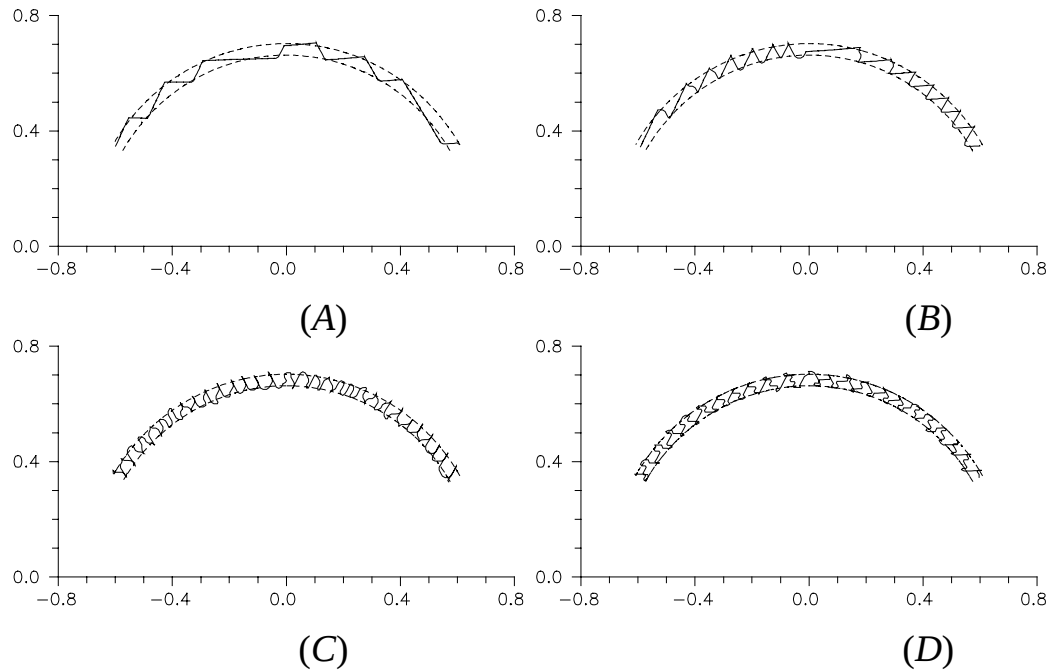


Fig. 2.5.3 - Andamento del flusso statorico nei casi A, B, C e D

A titolo esplicativo, in Fig. 2.5.3 sono riportati i diagrammi rappresentativi della traiettoria del vettore flusso statorico nei quattro casi precedentemente descritti relativi alle diverse strategie di scelta delle configurazioni. L'ampiezza della banda d'isteresi è in questo caso pari a circa il 6% del modulo del flusso statorico. Si osservi la diversa traiettoria del flusso ed in particolare il notevole numero di correzioni (ovvero la notevole frequenza di commutazione) nei casi ove la riduzione della coppia è ottenuta senza utilizzare una configurazione nulla. Gli estremi della corona circolare, definiti dall'ampiezza della banda d'isteresi, sono rappresentati con una linea a tratti. Si può inoltre notare che il flusso statorico deborda leggermente rispetto alla banda impostagli a causa del tempo di campionamento non nullo utilizzato dall'algoritmo di controllo ($50 \mu s$).

2.6 Il Direct Self Control (DSC)

Nelle applicazioni di notevole potenza ove si rende indispensabile l'utilizzo di componenti quali *SCR* o *GTO* (>500 kVA), è indispensabile minimizzare la frequenza di commutazione a causa della bassa velocità di commutazione di tali dispositivi ($10\div100\ \mu s$) [3].

E' possibile ridurre la frequenza di commutazione riservando al controllo di flusso statorico solo 6 commutazioni per ciclo, ovvero vincolandolo su di una traiettoria esagonale. Tutte le rimanenti commutazioni sono finalizzate al controllo della coppia che è mantenuta all'interno della propria banda di isteresi che, in questo caso, è unica. Il controllo che trae origine da tale strategia è detto *DSC* [4],[5]. Il *DSC* è in realtà un caso particolare di controllo diretto di coppia nel quale la banda di isteresi del flusso ha assunto esattamente il valore che consente al flusso statorico di muoversi su di un esagono. Tale valore è quindi dato dalla differenza tra il raggio del cerchio circoscritto ed il raggio di quello inscritto all'esagono stesso e corrisponde a circa il 14% del valor medio del modulo del flusso.

Il modo di funzionamento del *DSC* è praticamente quello di un convertitore ad onda quadra, *six-step*, modulato a coppia costante. Questa strategia di controllo comporta quindi l'introduzione di armoniche di basso ordine sia nelle correnti di fase che in quella assorbita dal lato continua.

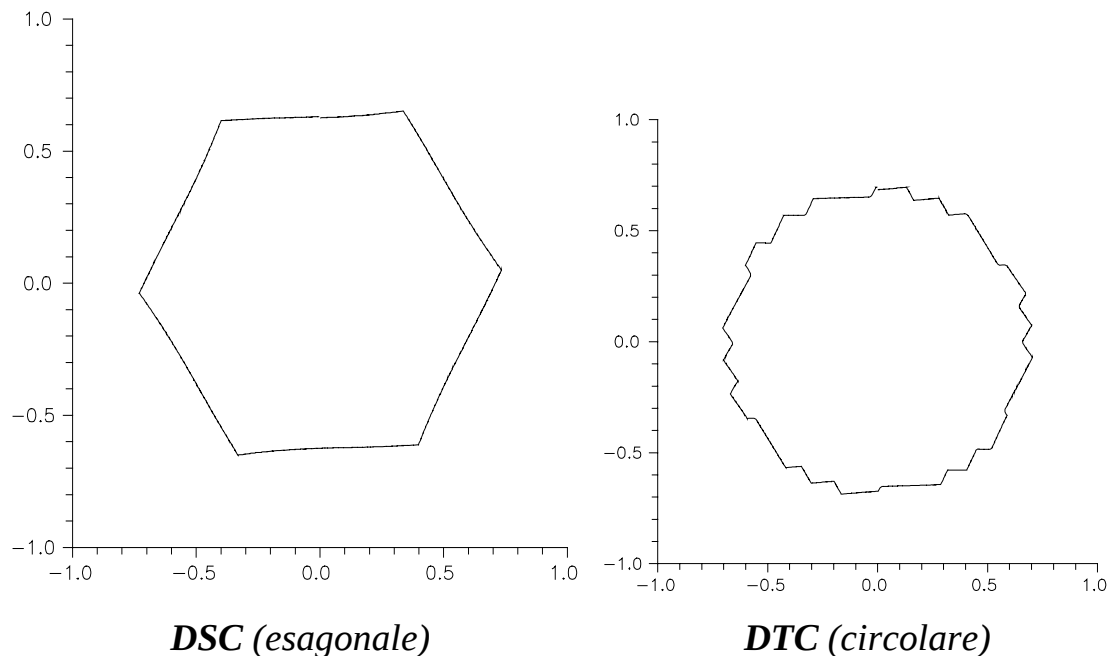


Fig. 2.6.1 - Traiettoria del flusso statorico

In Fig. 2.6.1 è riportato, a titolo esplicativo, l'andamento del flusso statorico nei casi esaminati di controllo su traiettoria esagonale (*DSC*) e di controllo su traiettoria circolare (*DTC*) in questo caso con una banda del 6%.

2.7 La Frequenza di Commutazione

Come già rilevato nei paragrafi precedenti, la frequenza di commutazione risulta inversamente proporzionale all'ampiezza delle bande d'isteresi introdotte nel controllo di coppia e di flusso. In generale tale frequenza non è mediamente costante ma varia al variare delle condizioni di funzionamento (in particolare con la coppia e con la velocità).

E' possibile stimare analiticamente il numero delle commutazioni dovute al controllo del flusso statorico, data la stretta relazione di legame che questi ha con le configurazioni di tensione applicate, utilizzando la procedura che nel seguito verrà proposta.

Risulta invece piuttosto complesso valutare il numero delle commutazioni dovute al controllo della coppia, infatti essendo questa legata alle correnti oltre che al flusso, è necessario introdurre le equazioni di macchina per valutare la variazione di corrente conseguente all'applicazione di una data configurazione.

Per quanto riguarda il controllo del flusso, sia $\Delta\varphi$ l'ampiezza della banda d'isteresi e si supponga di operare con la strategia (A) che prevede la riduzione della coppia con l'applicazione delle configurazioni nulle.

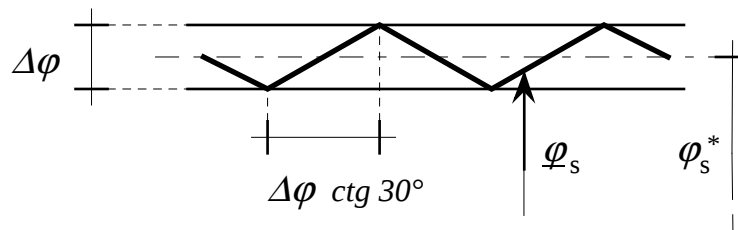


Fig. 2.7.1 - Traiettoria del flusso all'interno della banda d'isteresi

Nella posizione intermedia di ogni settore si ha che, rispetto alla tangente alla circonferenza definita dal modulo di riferimento φ_s^* , i vettori tensione formano un angolo di 30° come risulta da Fig. 2.7.1. Se l'ampiezza della banda è sufficientemente piccola, questa situazione rappresenta ciò che si verifica mediamente all'interno dell'intera corona circolare, è quindi possibile determinare il numero dei punti angolosi N_{pa} per giro del flusso statorico:

$$N_{pa} = \frac{2\pi\varphi_s^*}{\Delta\varphi \text{ctg} 30^\circ} \cong \frac{363}{\Delta\varphi\%} \quad (2.7.1)$$

Nella (2.7.1) $\Delta\varphi\%$ rappresenta l'ampiezza percentuale della banda del flusso rispetto al valore di riferimento φ_s^* .

Ad ogni punto angoloso si ha la commutazione tra due configurazioni adiacenti che differiscono quindi dello stato di un solo ramo (S_a , S_b o S_c). Il numero delle commutazioni per ramo per giro, dovute al controllo del flusso, coincide quindi con il numero dei punti angolosi, $N_{cg}=N_{pa}$.

La frequenza di commutazione per il controllo del flusso sarà quindi proporzionale alle commutazioni per giro ed al numero di giri al secondo ovvero alla frequenza di alimentazione f :

$$f_c = N_{cg} f \quad (2.7.2)$$

Un procedimento del tutto analogo può essere utilizzato per determinare la frequenza di commutazione per il controllo del flusso nel caso delle altre strategie (B, C e D).

Queste considerazioni sono valide nel caso di realizzazione analogica del controllo (tempo di campionamento e di calcolo tendente a zero). Nel caso di realizzazione in forma digitale si deve tener conto del tempo di campionamento finito e della conseguente discretizzazione degli spostamenti del vettore flusso statorico e della coppia. Queste grandezze infatti essendo controllate solamente una volta per ciclo di calcolo possono fuoriuscire dalle bande d'isteresi di una quantità che ovviamente sarà proporzionale al tempo di campionamento stesso.

2.8 Riferimenti bibliografici

- [1] I.Takahashi, T.Noguchi: "*A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor*", IEEE Trans. on IA, Vol. 22, N. 5, September/October 1986, pp 820-827.
- [2] I.Takahashi, T.Kanmachi: "*Ultra-wide speed control with a quick torque response AC servo by a DSP*", EPE-1991, Firenze (I), Vol. 3, pp. 572-577.
- [3] M.Fracchia, M.Marchesoni: "*Direct Self Control versus field orientation in high power induction motor drives*", AFRICON-1992, Ezulwini Valley, Swaziland.
- [4] M.Dепенbrok: "*Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine*", IEEE Trans. on Power Electronics. Vol. 3, N. 4, October 1988, pp. 420-429.
- [5] U.Baader, M.Dепенbrok: "*Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine*": *A Basis for Speed Control Without Speed Measurement*, IEEE Trans., Vol. IA-28, N. 3, May/June 1992, pp. 581-588.

3. SCELTA DEL FLUSSO DI RIFERIMENTO

3.1 Sommario

Il controllo delle macchine asincrone, ed in generale quello di tutte le macchine elettriche, viene generalmente eseguito regolando, oltre alla coppia, il flusso di macchina. Si distinguono tre flussi notevoli: quello concatenato con gli avvolgimenti statorici, quello al traferro e quello concatenato con gli avvolgimenti rotorici. In questo capitolo verranno evidenziate le ragioni che portano alla scelta di mantenere l'uno o l'altro flusso costante. Saranno poi dedotte le relazioni che esprimono l'orientamento di campo sul flusso rotorico sia in termini di componenti di corrente statorica che di componenti di flusso statorico. In base a tali deduzioni sarà presentata l'estensione del controllo diretto di coppia, solitamente implementato a flusso statorico costante, al caso di flusso rotorico costante.

3.2 Perché si mantiene il modulo del flusso costante

Per ottenere buone caratteristiche di funzionamento dalle macchine asincrone, è bene avere sempre sotto controllo il valore dell'induzione nel ferro e quindi l'entità del flusso di macchina.

In realtà, come anticipato nel sommario, ci sono diversi flussi in gioco ma, nell'ambito delle condizioni nominali di funzionamento, tali flussi si possono ritenere pressoché coincidenti. Si può quindi parlare genericamente di *flusso di macchina* (generalmente con questa dizione si fa riferimento al flusso al traferro) senza peraltro togliere di generalità alle considerazioni che seguono.

Generalmente le regolazioni di coppia sono effettuate mantenendo il modulo del flusso costante. Questo fatto è dovuto ad un aspetto di tipo energetico. Volendo infatti massimizzare la velocità di risposta in coppia ed avendo a disposizione una sorgente di potenza limitata è necessario, durante i transitori, minimizzare le variazioni di energia elettromagnetica nel motore. Essendo tale energia sostanzialmente correlata all'induzione nel ferro e quindi ai sopracitati flussi, è opportuno mantenere costante l'ampiezza di questi ultimi.

Ovviamente, per un corretto funzionamento della macchina in un ampio spettro di velocità, è necessario poter variare l'ampiezza del flusso. Si pensi ad esempio al deflussaggio nel campo a potenza costante. Le variazioni di flusso (e quindi di energia elettromagnetica) sono in questo caso a bassa dinamica essendo queste correlate alle variazioni di velocità (che sono limitate a causa dell'inerzia delle parti rotanti).

La scelta di quale flusso mantenere costante, ovvero, nell'ottica dell'orientamento di campo, su quale vettore flusso orientare il sistema di riferimento sincrono, dipende dalle caratteristiche che si vogliono dare all'azionamento soprattutto in termini dinamici e di sovraccaricabilità in coppia [1].

3.3 Caratteristiche a modulo di flusso costante

Flusso rotorico

Mantenendo il modulo del flusso rotorico costante si ha la massima sovraccaricabilità in termini di coppia. Per evidenziare questo aspetto è necessario esprimere la caratteristica coppia-scorrimento. Come già dimostrato nel Cap. 1, la coppia può essere espressa nella forma:

$$C = P \frac{1}{R_r} \omega_r \phi_r^2 \quad (3.3.1)$$

essendo ω_r la pulsazione del flusso rotorico ovvero la pulsazione di scorrimento.

La (3.3.1) mostra che, a flusso rotorico costante, la coppia è proporzionale allo scorrimento e teoricamente non ha limitazioni se non quelle imposte dalla saturazione magnetica e dalla limitata portata in corrente dei conduttori.

In questo caso si ha una certa sensibilità alle variazioni parametriche essendo la stima del flusso legata ai coefficienti di autoinduzione di dispersione e/o alla costante di tempo rotorica (particolarmente soggetta a variazioni durante il funzionamento a causa delle notevoli variazioni termiche della resistenza di rotore).

Si può inoltre dimostrare che i transitori elettrici a flusso rotorico costante sono in assoluto i minori possibili essendo limitati al periodo in cui avvengono i transitori di coppia.

Flusso statorico

Mantenendo costante il modulo del flusso statorico si ha generalmente una scarsa sensibilità del controllo alle variazioni parametriche essendo quest'ultimo legato a tensione di alimentazione e corrente di fase (grandezze facilmente misurabili) dalla sola resistenza statorica. Come sarà evidenziato nel capitolo successivo, questa prerogativa si ha però solamente nel caso di stima del flusso con il *modello in tensione*. Per contro si ha una relativamente bassa sovraccaricabilità in coppia (circa 2÷3 volte la nominale).

Dalle relazioni di legame tra flussi e correnti può essere dedotta l'espressione del flusso statorico nel riferimento rotorico:

$$\underline{\varphi}_{sr} = \frac{L_s}{M}(\underline{\varphi}_r - \sigma L_r \dot{i}_r) \quad \text{essendo} \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (3.3.2)$$

La corrente rotorica può essere desunta dalla legge di Ohm rotorica scritta in condizioni di regime sinusoidale (modulo del flusso rotorico costante):

$$\dot{i}_r = -\frac{1}{R_r} \frac{d\underline{\varphi}_r}{dt} = -\frac{1}{R_r} j \omega_r \underline{\varphi}_r \quad (3.3.3)$$

$$\underline{\varphi}_{sr} = \frac{L_s}{M} \left(\underline{\varphi}_r + j \omega_r \frac{\sigma L_r}{R_r} \underline{\varphi}_r \right) \quad (3.3.4)$$

Il quadrato del modulo del flusso statorico vale quindi:

$$\varphi_s^2 = \varphi_{sr}^2 = \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \left(1 + \omega_r^2 (\sigma \tau_r)^2 \right) \varphi_r^2 \quad (3.3.5)$$

introducendo l'espressione di coppia (3.3.1) si ottiene:

$$\varphi_s^2 = \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \left(1 + \omega_r^2 \left(\frac{\sigma L_r}{R_r} \right)^2 \right) \frac{R_r}{P \omega_r} C \quad (3.3.6)$$

L'espressione della coppia in funzione della pulsazione di scorrimento, a flusso statorico costante, diviene pertanto:

$$C = P \left(\frac{M}{L_s} \right)^2 \frac{R_r \omega_r}{R_r^2 + \omega_r^2 (\sigma L_r)^2} \varphi_s^2 \quad (3.3.7)$$

L'andamento di tale funzione è rappresentato in Fig. 3.3.1. La massima coppia ottenibile e la corrispondente pulsazione di scorrimento si ottengono annullando la derivata della (3.3.7):

$$\omega_r^* = \frac{R_r}{\sigma L_r} \quad (3.3.8)$$

$$C_{\max} = P \left(\frac{M}{L_s} \right)^2 \frac{1}{2 \sigma L_r} \varphi_s^2 \quad (3.3.9)$$

In questo caso si ha un buon controllo del livello di saturazione e quindi delle perdite nel ferro essendo queste ultime preponderanti nello statore.

Flusso al traferro

Il caso di controllo a flusso al traferro costante ha caratteristiche del tutto intermedie rispetto a quelle relative ai due casi precedenti. Questa strategia di controllo si rende interessante soprattutto qualora si esegua una sua misura diretta mediante sonde di campo posizionate in prossimità del traferro di macchina.

Per ottenere la caratteristica coppia-scorrimento, il procedimento è del tutto analogo al precedente, il flusso al traferro in un riferimento rotorico vale infatti:

$$\underline{\varphi}_{tr} = \underline{\varphi}_r - l_r \dot{i}_r \quad (3.3.10)$$

La corrente rotorica, in condizioni di regime, può essere espressa mediante la (3.3.3) portando alla seguente espressione:

$$\underline{\varphi}_{tr} = \underline{\varphi}_r + j \omega_r \frac{l_r}{R_r} \underline{\varphi}_r \quad (3.3.11)$$

Il quadrato del modulo del flusso al traferro vale quindi:

$$\varphi_t^2 = \varphi_{tr}^2 = \left(1 + \omega_r^2 \left(\frac{l_r}{R_r} \right)^2 \right) \varphi_r^2 \quad (3.3.12)$$

introducendo l'espressione di coppia (3.3.1) si ottiene:

$$\varphi_t^2 = \left(1 + \omega_r^2 \left(\frac{l_r}{R_r} \right)^2 \right) \frac{R_r}{P \omega_r} C \quad (3.3.13)$$

L'espressione della coppia in funzione della pulsazione di scorrimento, a flusso al traferro costante, diviene pertanto:

$$C = P \frac{R_r \omega_r}{R_r^2 + \omega_r^2 l_r^2} \varphi_t^2 \quad (3.3.14)$$

L'andamento di tale funzione è rappresentato in Fig. 3.3.1. La massima coppia ottenibile e la corrispondente pulsazione di scorrimento si ottengono annullando la derivata della (3.3.14):

$$\omega_r^* = \frac{R_r}{l_r} \quad (3.3.15)$$

$$C_{\max} = P \frac{1}{2l_r} \varphi_t^2 \quad (3.3.16)$$

In base alle precedenti (3.3.1), (3.3.9) e (3.3.16) si può osservare che allo scorrimento di coppia massima nel caso di flusso statorico costante e nel caso di flusso al traferro costante, si ha una coppia dimezzata rispetto a quella relativa al caso di flusso al rotorico costante. Si ha inoltre che la coppia massima a flusso al traferro costante è circa doppia di quella a flusso statorico costante essendo generalmente $\sigma L_r \cong 2l_r$ (induttanza di dispersione totale circa doppia di quella rotorica).

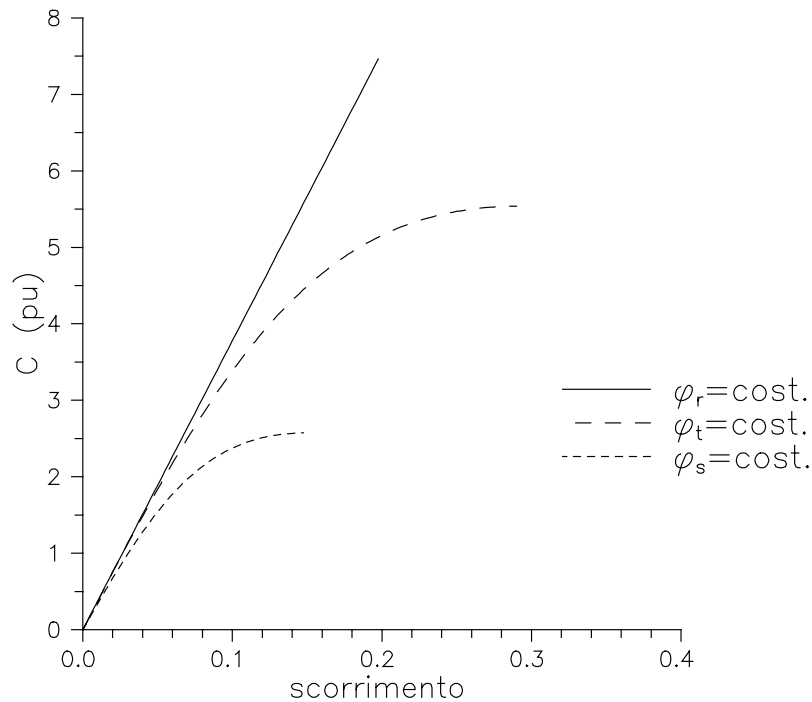


Fig. 3.3.1 - Coppia (p.u.) in funzione dello scorrimento a flusso costante

Nel diagramma di Fig. 3.3.1 sono riportate le caratteristiche statiche di coppia nei tre casi precedentemente discussi per un motore standard di media potenza.

3.4 L'orientamento di campo con le componenti della corrente statorica

Solitamente l'orientamento di campo è espresso in termini di componenti del vettore corrente statorica essendo tale grandezza facilmente misurabile e controllabile con tecnologie piuttosto assodate [2].

Si può dimostrare che, a modulo del flusso rotorico costante, la coppia è proporzionale alla componente sull'asse q di tale corrente mentre il modulo del flusso rotorico è proporzionale alla componente sull'asse d della

corrente stessa (essendo l'asse d diretto nella direzione del vettore flusso rotorico).

E' possibile pervenire a questi risultati seguendo la particolare procedura proposta nel seguito. Tale procedura prevede l'elaborazione della relazione di legame tra flusso rotorico e corrente statorica nel riferimento rotorico. Introducendo la legge di Ohm rotorica e l'espressione della coppia in funzione del flusso rotorico si ha:

$$\underline{i}_{sr} = \frac{1}{M} (\underline{\varphi}_r - L_r \underline{i}_r) \quad (3.4.1)$$

$$\underline{i}_r = -\frac{1}{R_r} \frac{d\underline{\varphi}_r}{dt} = -\frac{1}{R_r} (p \underline{\varphi}_r + j \omega_r \underline{\varphi}_r) e^{j\vartheta_r} \quad (3.4.2)$$

essendo ϑ_r l'angolo elettrico di fase del flusso rotorico nel sistema di riferimento rotorico e p l'operatore derivata, ovvero:

$$\underline{\varphi}_r = \varphi_r e^{j\vartheta_r} \quad p = \frac{d}{dt} \quad (3.4.3)$$

Sostituendo la (3.4.2) nella (3.4.1) è possibile individuare le componenti d - q della corrente statorica in un riferimento solidale con il flusso rotorico $\underline{\varphi}_r$ avente l'asse d orientato lungo la direzione del vettore flusso (ϑ_r):

$$\underline{i}_{sr} = \frac{1}{M} \left[\left(1 + \frac{L_r}{R_r} p \right) \varphi_r + j \omega_r \frac{L_r}{R_r} \varphi_r \right] e^{j\vartheta_r} \quad (3.4.4)$$

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{M} (1 + p \tau_r) \varphi_r \\ i_{qs} = \frac{1}{M} \tau_r \omega_r \varphi_r \end{cases} \quad (3.4.5)$$

Dalle (3.4.5) risulta che la componente d della corrente statorica controlla il modulo del flusso rotorico con una relazione dinamica legata alla costante di tempo rotorica τ_r mentre la componente q ne controlla direttamente la pulsazione. Operando a modulo del flusso rotorico costante ed introducendo la relazione di coppia (3.3.1) si può pervenire alla forma:

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{M} \varphi_r \\ i_{qs} = \frac{L_r}{M} \frac{1}{P \varphi_r} C \end{cases} \quad (3.4.6)$$

Assegnate le componenti delle correnti si ha quindi:

$$\begin{aligned}\varphi_r &= M i_{ds} \\ C &= P \frac{M^2}{L_r} i_{ds} i_{qs}\end{aligned}\tag{3.4.7}$$

Dalle (3.4.7) si può osservare che il valore della mutua induzione M influisce direttamente sui valori di coppia e flusso. L'orientamento di campo in termini di controllo in corrente è quindi notevolmente affetto dalle variazioni di M e quindi dalla saturazione magnetica.

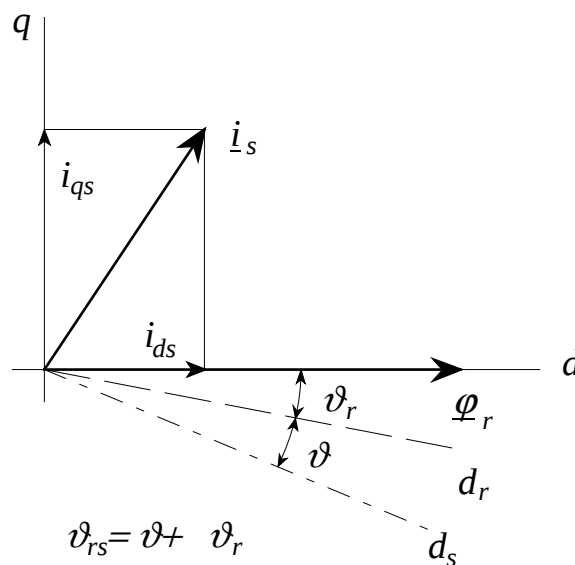


Fig. 3.4.1 - Componenti d - q della corrente statorica

In Fig. 3.4.1 è riportato un diagramma vettoriale che riassume la posizione reciproca tra vari sistemi di riferimento introdotti e ne visualizza la scomposizione sugli assi d - q solidali con il flusso rotorico [3].

Lo schema tipico di implementazione dell'orientamento di campo (diretto) è quello di Fig. 3.4.2. In tale figura le grandezze astericate (apice *) sono quelle di riferimento. La ricostruzione del flusso (rotorico) può o meno necessitare della misura della velocità (o della posizione, come si vedrà nel prossimo capitolo). Noto flusso e corrente, la coppia è facilmente calcolabile mediante una delle relazioni introdotte nel Cap. 1. Le componenti d - q della corrente statorica di riferimento possono essere calcolate direttamente con le relazioni (3.4.6) (in catena aperta) o mediante due regolatori in base ai valori stimati di flusso e coppia (blocco **R**) [4].

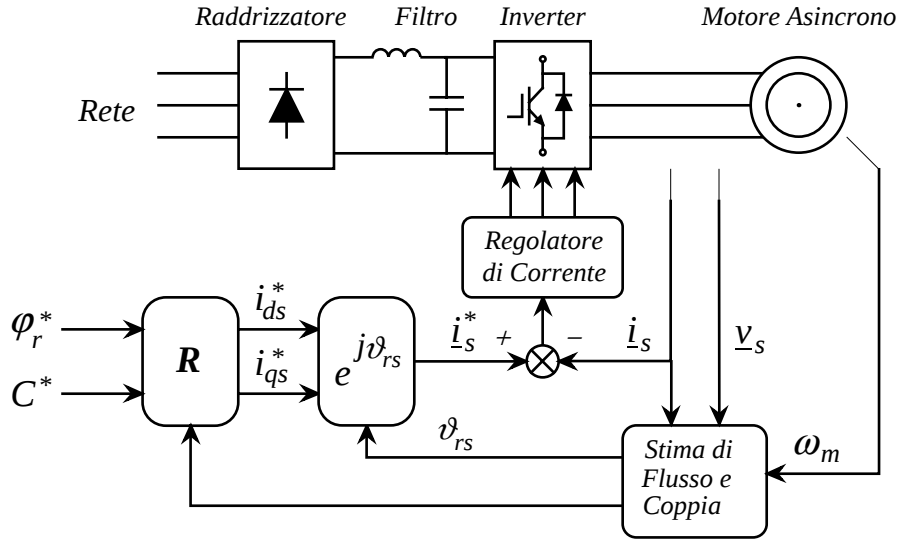


Fig. 3.4.2 - Schema a blocchi dell'orientamento di campo diretto

3.5 L'orientamento di campo con le componenti del flusso statorico

Con un procedimento analogo a quello proposto nel paragrafo precedente, verrà dimostrato che coppia e modulo del flusso rotorico risultano proporzionali anche alle rispettive componenti q e d del vettore flusso statorico. Dalle relazioni di legame tra flussi e correnti si può infatti dedurre l'espressione del flusso statorico nel riferimento rotorico in funzione delle sole grandezze rotoriche:

$$\underline{\varphi}_{sr} = \frac{L_s}{M} (\underline{\varphi}_r - \sigma L_r \underline{i}_r) \quad (3.5.1)$$

Ancora introducendo la (3.4.2) nella (3.5.1) è possibile individuare le componenti d - q del flusso statorico in un riferimento solidale con il flusso rotorico $\underline{\varphi}_r$ avente l'asse d orientato lungo la direzione del vettore flusso (ϑ_r):

$$\underline{\varphi}_{sr} = \frac{L_s}{M} \left[\left(1 + \frac{\sigma L_r}{R_r} p \right) \underline{\varphi}_r + j \omega_r \frac{\sigma L_r}{R_r} \underline{\varphi}_r \right] e^{j\vartheta_r} \quad (3.5.2)$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \frac{L_s}{M} (1 + p\sigma\tau_r) \varphi_r \\ \varphi_{qs} = \frac{L_s}{M} \sigma\tau_r \omega_r \varphi_r \end{cases} \quad (3.5.3)$$

Dalle (3.5.3) risulta ancora che la componente d del flusso statorico controlla il modulo del flusso rotorico con una relazione dinamica questa volta legata alla costante di tempo $\sigma\tau_r$ mentre la componente q ne controlla direttamente la pulsazione (velocità angolare elettrica). Operando a modulo del flusso rotorico costante ed introducendo la relazione di coppia (3.3.1) si può pervenire alla forma:

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \frac{L_s}{M} \varphi_r \\ \varphi_{qs} = \frac{L_s}{M} \frac{\sigma L_r}{P \varphi_r} C \end{cases} \quad (3.5.4)$$

Assegnate le componenti del flusso statorico si ha quindi:

$$\begin{aligned} \varphi_r &= \frac{M}{L_s} \varphi_{ds} \\ C &= P \frac{M^2}{L_s^2} \frac{1}{\sigma L_r} \varphi_{ds} \varphi_{qs} \end{aligned} \quad (3.5.5)$$

Dalle (3.5.5) si può osservare che in questo caso il valore della mutua induzione M non influisce direttamente sui valori di coppia e flusso essendo sempre rapportato al coefficiente di autoinduzione statorica L_s . Assume ora notevole importanza il valore di σL_r . Tale coefficiente rappresenta l'*induttanza di dispersione totale*, dalle relazioni di legame tra auto e mutua induzione si può infatti pervenire all'espressione:

$$\begin{cases} L_s = M + l_s \\ L_r = M + l_r \end{cases} \xrightarrow{\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}} \begin{cases} \sigma L_s = l_s + \frac{M}{L_r} l_r \\ \sigma L_r = l_r + \frac{M}{L_s} l_s \end{cases} \quad (3.5.6)$$

In base alle (3.5.6) si ha quindi:

$$\sigma L_s \cong \sigma L_r \cong l_s + l_r \quad \text{induttanza di dispersione totale} \quad (3.5.7)$$

Il coefficiente $\sigma\tau_r$ rappresenta dunque la *costante di tempo di dispersione totale*. Il valore di tale costante di tempo generalmente non supera $1/10$ del valore di quella rotorica ($\sigma < 0.1$). Dalla prima delle (3.5.3) si osserva quindi che il modulo del flusso rotorico può essere variato con una dinamica decisamente superiore rispetto al caso di controllo in corrente in catena aperta.

Il diagramma vettoriale di Fig. 3.5.1 rappresenta la scomposizione d - q del vettore flusso statorico e ne evidenzia la posizione reciproca rispetto a quello rotorico.

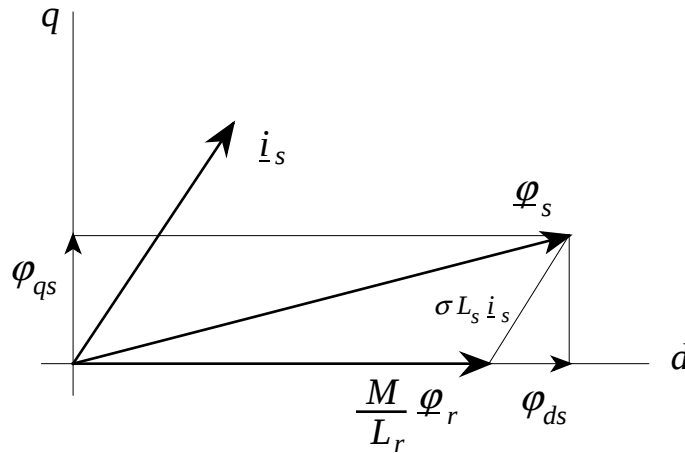


Fig. 3.5.1 - Componenti d - q del flusso statorico

Per prefissati valori di coppia e di flusso rotorico, è quindi possibile ricostruire le componenti e quindi il vettore flusso statorico necessario affinché siano soddisfatte le condizioni di flusso rotorico e di coppia richieste.

Il diagramma a blocchi che rappresenta l'orientamento di campo in termini delle componenti di flusso statorico è riportato in Fig. 3.5.2. Lo schema proposto in tale figura è formalmente analogo a quello relativo al caso tradizionale di controllo in corrente (Fig. 3.4.2). In luogo del regolatore di corrente vi è ora un regolatore di flusso.

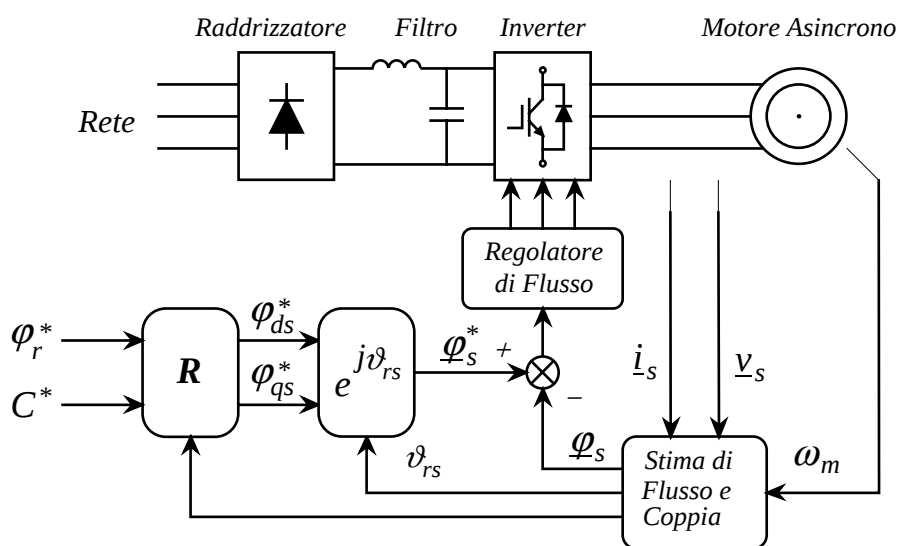


Fig. 3.5.2 - Schema a blocchi dell'orientamento di campo diretto

Ancora il blocco **R** può operare in catena aperta utilizzando le (3.5.4) o in catena chiusa generando le componenti di flusso statorico di riferimento con due regolatori *PI* aventi come ingressi rispettivamente gli errori di coppia e di modulo del flusso rotorico.

Il vettore flusso statorico di riferimento $\underline{\varphi}_s^*$ può essere inseguito con un regolatore ad isteresi che controlla direttamente lo stato dei tre rami dell'*inverter* in base all'errore sulle grandezze istantanee trifase [5]. Un'altra possibilità consiste nell'effettuare un controllo di tipo predittivo [6].

Verrà ora presentata una procedura mediante la quale si determina, in base alla legge di Ohm a statore, l'esatto vettore tensione $\underline{v}_s^*$ che deve essere applicato alla macchina affinché il vettore flusso statorico raggiunga il valore desiderato nell'intervallo di campionamento ΔT :

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{\Delta \underline{\varphi}_s}{\Delta T} \quad \Delta \underline{\varphi}_s = \underline{\varphi}_s^* - \underline{\varphi}_s \quad (3.5.8)$$

Il vettore tensione così calcolato può essere generato con tecnica *PWM* applicata ai vettori di spazio (*Space-Vector-Modulation*, *SVM*) [7]: individuati tra i sei vettori della stella quelli adiacenti al vettore desiderato ($\underline{V}_\alpha$ e $\underline{V}_\beta$) ed indicandone con t_α e t_β i rispettivi periodi di applicazione si ha:

$$\underline{v}_s^* = \frac{t_\alpha}{\Delta T} \underline{V}_\alpha + \frac{t_\beta}{\Delta T} \underline{V}_\beta \quad (3.5.9)$$

Moltiplicando scalarmente ambo i membri della (3.5.9) prima per $j\underline{V}_\beta$, poi per $j\underline{V}_\alpha$ e risolvendo si ottiene:

$$\begin{aligned} \frac{t_\alpha}{\Delta T} &= \frac{\underline{v}_s^* \cdot j\underline{V}_\beta}{\underline{V}_\alpha \cdot j\underline{V}_\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{1}{V^2} \underline{v}_s^* \cdot j\underline{V}_\beta \\ \frac{t_\beta}{\Delta T} &= \frac{\underline{v}_s^* \cdot j\underline{V}_\alpha}{\underline{V}_\beta \cdot j\underline{V}_\alpha} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{1}{V^2} \underline{v}_s^* \cdot j\underline{V}_\alpha \end{aligned} \quad (3.5.10)$$

Nel periodo rimanente $t_0 = \Delta T - t_\alpha - t_\beta$ sarà applicata la configurazione corrispondente ad uno dei due vettori nulli $\underline{V}_0$ o $\underline{V}_7$ conformemente con la strategia di commutazione adottata.

Le (3.5.10) possono essere ulteriormente semplificate introducendo la tensione lato continua E . Infatti, a meno delle cadute sui componenti dell'*inverter*, il modulo dei vettori della stella vale: $V = \sqrt{\frac{2}{3}} E$

E' possibile minimizzare i calcoli che portano alla determinazione dei tre intervalli t_α , t_β e t_0 introducendo sei settori di appartenenza del vettore tensione desiderato (i triangoli definiti dai sei vettori tensione dell'*inverter*) ed associando a ciascuno di questi quattro coefficienti che consentono di

esprimere le (3.5.10) come semplice combinazione lineare tra tali coefficienti e le parti reali ed immaginarie del vettore tensione desiderato [8].

Con la tecnica SVM può essere generato un qualsiasi vettore contenuto nell'esagono definito dai sei vettori tensione. Qualora il vettore tensione che si vuole generare fuoriesca da tale esagono, come nel caso di rilevanti transitori di coppia o di flusso, è necessario definire una strategia alternativa di controllo. In questo caso infatti il vettore flusso statorico non può essere guidato nella posizione desiderata in un singolo passo di campionamento.

La scelta di fornire un vettore tensione con la stessa fase rispetto a quello richiesto ma di modulo limitato dai bordi dell'esagono (saturazione del modulo) comporta una perdita del disaccoppiamento tra i comandi di coppia e di flusso. Per mantenere un buon disaccoppiamento è necessario stabilire una priorità tra la componente di tensione che serve a soddisfare la richiesta di coppia e quella che necessita per soddisfare alla variazione di flusso.

Se il blocco **R** contiene dei regolatori *PI* è possibile ovviare a questo problema con un'opportuna taratura dei guadagni dei regolatori stessi.

Se il blocco **R** agisce in modo predittivo in base alle (3.5.4) è necessario individuare le componenti di tensione statorica nel riferimento solidale con il flusso rotorico (che verrà chiamato *sincrono*). In tale riferimento dovrà essere riportato anche l'esagono limite. E' sicuramente più favorevole privilegiare la componente di coppia poiché una variazione su tale componente si riflette istantaneamente sul valore della coppia mentre una variazione sulla componente di flusso provoca una variazione limitata del modulo del flusso rotorico essendo in questo caso il legame di tipo dinamico (3.5.3).

Un'altra possibilità di controllo consiste nel selezionare una sola configurazione per l'intero periodo ΔT così come avviene nel controllo diretto di coppia. In questo caso il vettore che deve essere scelto sarà quello che meglio approssima $\underline{v}_s^*$.

Nel caso di orientamento di campo in termini di componenti di flusso statorico si rende quindi necessario un regolatore di flusso che può risultare più facile da implementare di un regolatore di corrente. Va peraltro osservato che in questo caso il controllo viene effettuato su di una grandezza stimata piuttosto che su di una grandezza direttamente misurata, per questo l'osservatore impiegato per la stima del flusso deve essere particolarmente robusto e stabile.

3.6 Controllo diretto di coppia a flusso statorico costante

Il controllo diretto di coppia a flusso statorico costante viene effettuato secondo le modalità già descritte nel Cap.2. In questo caso il segnale di riferimento di flusso coincide con il modulo del flusso statorico e quindi il sistema di controllo risulta particolarmente semplice come risulta dallo schema a blocchi di Fig. 3.6.1.

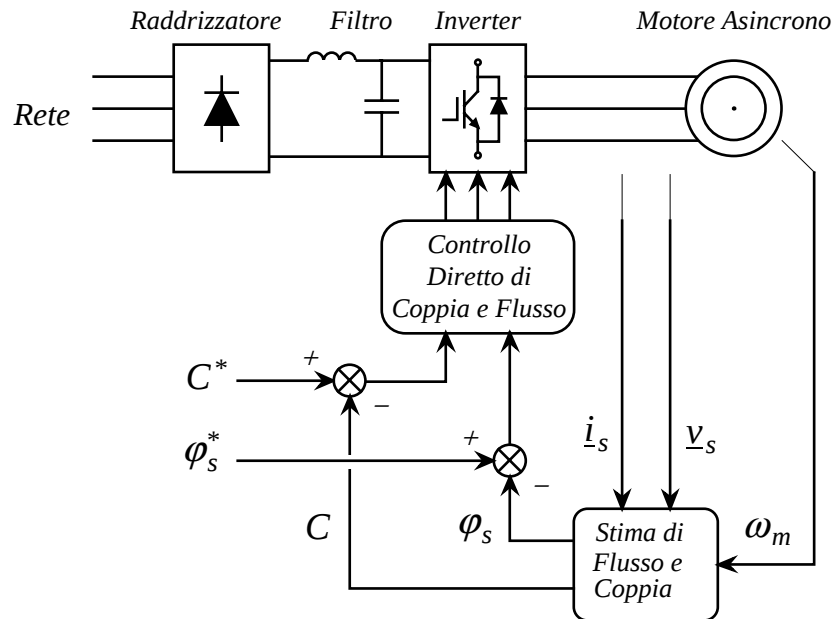


Fig. 3.6.1 - Controllo diretto di coppia a flusso statorico costante

Nel blocco di *Controllo Diretto* viene individuata la configurazione di tensione più opportuna per annullare (o quantomeno ridurre) gli errori istantanei di coppia e flusso in base al settore di appartenenza del vettore flusso statorico.

Le prerogative di questo tipo di controllo, in termini di caratteristiche coppia-scorrimento, sono quelle già descritte nel Par. 3.3.

3.7 Controllo diretto di coppia a flusso rotorico costante

Il controllo diretto di coppia a flusso rotorico costante è particolare oggetto di studio del presente lavoro. Esso differisce da quello a flusso statorico costante soltanto nella parte di ricostruzione del modulo del flusso statorico di riferimento φ_s^* . Tale modulo non rappresenta più un ingresso per il sistema ma deve essere calcolato in base alle relazioni (3.5.4) affinché il modulo del flusso rotorico e la coppia assumano il valore desiderato.

L'anello di controllo della coppia rimane inalterato e gli ingressi del sistema sono ora rappresentati dalla coppia C^* e dal modulo del flusso rotorico di riferimento φ_r^* come risulta dallo schema a blocchi proposto in Fig. 3.7.1.

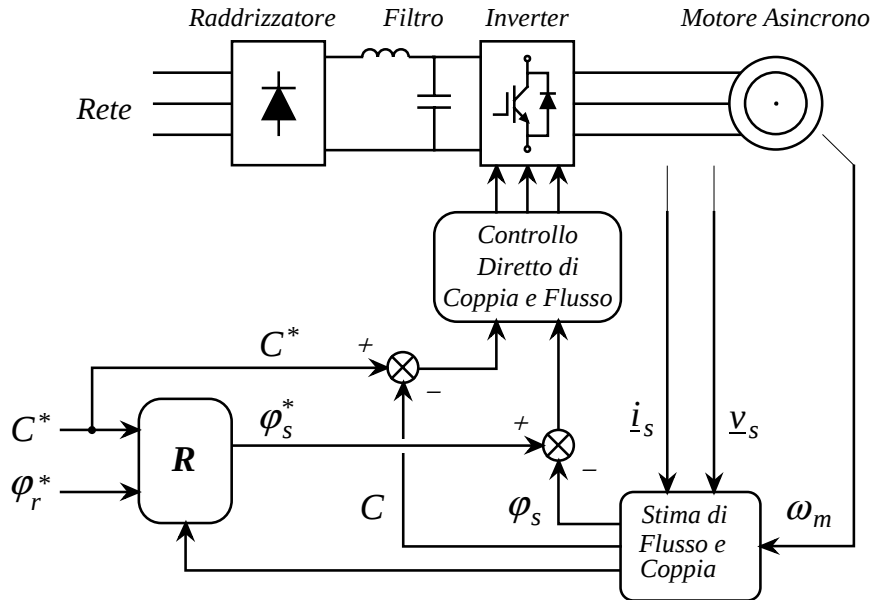


Fig. 3.7.1 - Controllo diretto di coppia a flusso rotorico costante

Elaborando le precedenti (3.5.4) è infatti possibile ottenere la seguente relazione di legame tra modulo del flusso statorico, modulo del flusso rotorico e coppia:

$$\varphi_s^* = \sqrt{\varphi_{ds}^{*2} + \varphi_{qs}^{*2}} = \frac{L_s}{M} \sqrt{\varphi_r^{*2} + \left(\frac{\sigma L_r}{P} \right)^2 \frac{C^*}{\varphi_r^{*2}}} \quad (3.7.1)$$

Anche in questo caso il blocco **R** può essere costituito da un regolatore *PI* che elabora l'errore sul modulo del flusso rotorico oppure il controllo può essere eseguito in catena aperta utilizzando la (3.7.1) per la determinazione di φ_s^* . I valori di coppia e di flusso rotorico che compaiono nel secondo addendo entro la radice possono essere quelli di riferimento oppure quelli stimati conferendo, in quest'ultimo caso, un miglior comportamento al sistema durante i transitori di coppia e di flusso.

Il parametro che influisce maggiormente è in questo caso l'induttanza di dispersione totale σL_r . Un errore sull'impostazione di tale parametro provoca transitori sul modulo del flusso rotorico durante le variazioni della coppia ed un errore nell'impostazione del suo valore di regime.

3.8 Riferimenti bibliografici

- [1] F.Profumo, M.Pastorelli, P.Ferraris, R.W. De Donker: "*Comparison of Universal Field Oriented (UFO) controllers in different reference frames*", EPE-1991, Firenze (I), Vol. 4 pag. 689-695.
- [2] P.Vas: "*Vector control of AC machines motor*", CLAREDON PRESS, Oxford (UK), 1990.
- [3] H.Bausch, R.Blumel, W.Zeng: "*Flux-estimator of a PWM-inverter-fed torque-controlled induction machine based on terminal quantities*", ICEM-1992, Manchester (UK), Vol. 3, pp. 853-857.
- [4] J.M.D.Murphy, F.G.Turnbull: "*Power electronic control of AC motors*", PERGAMON PRESS, Oxford (UK), 1988.
- [5] E.Akin, H.B.Ertan, M.Y.Uctug: "*Vector control of induction motor through rotor flux orientation with stator flux components as reference*", ICEM -1992, Manchester (UK), Vol. 3, pp. 853-857.
- [6] T.G.Habetler, F.Profumo, M.Pastorelli, L.M.Tolbert: "*Direct torque control of induction machines using space vector modulation*", IEEE Trans. on IA, Vol. 28, N. 5, Sept/Oct 1992.
- [7] H.W.Van Der Broeck, H.C.Skudenly, G.V.Stanke: "*Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors*", IEEE Trans. on IA, Vol. 24, N. 1, Jan/Feb 1988.
- [8] M.Fracchia, T.Ghiara, M.Marchesoni, P.Pozzobon: "*A digital approach in a variable structure controlled permanent magnet synchronous motor drive*", SPEEDAM -1992, Positano (I), pp. 449-456.

4. LA STIMA DEL FLUSSO

4.1 Sommario

Il problema centrale nel controllo ai valori istantanei delle macchine asincrone è la stima, ovvero il calcolo, del flusso. Generalmente, infatti, tali macchine sono sprovviste di sonde di campo (misura diretta) per evitare un incremento del loro costo ed una riduzione di affidabilità del sistema.

Il flusso non è quindi una grandezza direttamente misurata, come lo sono invece tensioni, correnti ed eventualmente velocità o posizione. Deve allora essere approntato un algoritmo per la sua stima. Noto il valore del flusso e della corrente, è possibile calcolare tutte le altre grandezze di macchina ed in particolare la coppia elettromagnetica.

In questo capitolo verranno dapprima analizzati i diversi sistemi di misura e calcolo delle grandezze di macchina *misurabili*, saranno poi studiati i principali algoritmi per la ricostruzione del flusso, la loro robustezza e sensibilità alle variazioni parametriche con particolare riferimento alla possibilità di non utilizzare trasduttori rotativi.

4.2 Le grandezze direttamente misurabili

Nel caso di impiego di macchine asincrone di tipo *standard*, le grandezze che solitamente possono essere misurate sono quelle elettriche ai morsetti (tensione e corrente) e quelle meccaniche all'albero (posizione e velocità).

La misura diretta di flusso e coppia comporta l'impiego di macchine speciali o quantomeno l'utilizzo di trasduttori particolarmente costosi e delicati che solitamente si preferisce evitare negli azionamenti elettrici.

Misura della tensione

La determinazione della tensione, ovvero il calcolo del vettore tensione statorica $\underline{v}_s$, può essere basata su due metodi di misura e calcolo: la *misura delle tensioni ai morsetti* e la *misura della tensione lato continua*.

Nel caso di *misura delle tensioni ai morsetti*, sono necessari (almeno) due trasduttori di tensione applicati ai morsetti di macchina. Solitamente si preferisce la misura delle tensioni concatenate poiché il centro stella può non sempre essere accessibile. L'impiego di un terzo trasduttore di tensione tra i rimanenti morsetti è utilizzato a volte per cercare di sopprimere gli *offset* nelle misure. Tale trasduttore non è ovviamente indispensabile essendo sempre nulla la somma delle tre tensioni concatenate.

Il calcolo del vettore rappresentativo della tensioni di fase $\underline{v}_s$ (della stella equivalente nel caso di collegamento a triangolo) presuppone la simmetria della macchina e l'assenza di componenti omopolari (centro stella ideale coincidente con quello reale). In queste ipotesi è possibile passare dalle tensioni concatenate a quelle stellate (di fase); in base alle trasformazioni introdotte nel Cap. 1, si ha:

$$\begin{aligned}\underline{v}_s &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{3}{2} v_a + j \frac{\sqrt{3}}{2} (v_b - v_c) \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{2} (2v_{ab} + v_{bc}) + j \frac{\sqrt{3}}{2} v_{bc} \right) \\ \underline{v}_s &= \frac{1}{\sqrt{6}} (2v_{ab} + v_{bc}) + j \frac{1}{\sqrt{2}} v_{bc}\end{aligned}\quad (4.2.1)$$

La (4.2.1) è valida nel caso in cui le tensioni misurate siano le concatenate v_{ab} e v_{bc} ma è ovviamente generalizzabile agli altri due casi.

In questo caso, essendo la tensione misurata a valle dell'*inverter*, sono necessari trasduttori particolarmente "veloci" (ad elevata banda passante) essendo le variazioni di tensione a fronte molto ripido.

Nel caso di *misura della tensione lato continua*, è necessario un solo trasduttore che peraltro può avere anche modeste prerogative dinamiche essendo in parallelo ad un condensatore generalmente di grande capacità. L'utilizzo di un solo trasduttore comporta chiaramente un risparmio economico, una maggiore semplicità realizzativa ed un utile monitoraggio della tensione lato continua.

Come già anticipato nel Cap. 2, noto lo stato di conduzione dei tre rami dell'*inverter* (S_a, S_b, S_c) e la tensione lato continua E , si ha:

$$\underline{v}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (4.2.2)$$

In questo caso la misura della tensione risente dell'errore dovuto ai tempi morti (*dead-time*) ed alle cadute sugli interruttori statici. Quest'ultimo è ovviamente più rilevante nel caso di bassa tensione ed alta corrente che per il motore corrisponde al funzionamento a basse velocità ed alte coppie.

E' possibile tenere in conto queste cadute modellizzando la caratteristica di uscita dei componenti. Nel caso di impiego di *MOSFET* il componente in conduzione può essere considerato con ottima approssimazione come una resistenza di tipo serie mentre nel caso di impiego di *IGBT* il componente ha una caratteristica di conduzione ibrida tra i due casi limite di $R=cost$ e $\Delta V=cost$. Analogo a quello degli *IGBT* è il comportamento dei diodi di libera circolazione.

In ogni caso la presenza dei componenti si traduce nell'aumento del valore della resistenza apparente di fase statorica e quindi come tale può essere trattata.

Misura della corrente

Anche per la misura della corrente, e quindi per il calcolo del vettore corrente statorica $\underline{i}_s$, sono necessari (almeno) due trasduttori. Tali trasduttori vengono generalmente posti immediatamente a valle dell'*inverter* in serie a due dei tre conduttori di alimentazione del motore. La presenza di un terzo trasduttore consente di attenuare i problemi dovuti agli *offset* di misura (che tipicamente provocano un'oscillazione della coppia). Le caratteristiche dinamiche dei trasduttori (banda passante) devono essere relativamente buone soprattutto nel caso di controllo diretto di coppia dove il valore delle correnti è direttamente impiegato per il calcolo del valore istantaneo della coppia.

Se le correnti misurate sono i_a ed i_b , conformemente con la trasformazione trifase/bifase proposta, il vettore corrente statorica vale:

$$\begin{aligned}\underline{i}_s &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_a + i_b e^{j\frac{2}{3}\pi} + i_c e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{3}{2} i_a + j \frac{\sqrt{3}}{2} (2i_b + i_a) \right) \\ \underline{i}_s &= \sqrt{\frac{3}{2}} i_a + j \frac{1}{\sqrt{2}} (2i_b + i_a)\end{aligned}\tag{4.2.3}$$

Nel caso in esame viene impiegato un *inverter* a tensione impressa. Non è quindi possibile risalire direttamente dalla misura della corrente lato continua al valore delle correnti di fase ed impiegare un solo trasduttore così come nel caso di misura della tensione. Alcuni Autori hanno proposto metodi di stima delle correnti di fase nota la corrente lato continua e lo stato dei rami dell'*inverter*. Tali metodi sono però di scarsa robustezza e piuttosto complicati da implementare (quindi di scarso interesse applicativo) essendo basati sulla conoscenza dell'esatto modello di macchina.

Misura della posizione

Come sarà evidenziato nei prossimi paragrafi, la misura della posizione dell'albero non è necessaria nel controllo dei motori ad induzione se non nel caso di azionamento volto al controllo della posizione stessa. La macchina presenta infatti un rotore strutturalmente simmetrico e quindi invariante rispetto ad una qualsiasi trasformazione angolare di coordinate.

Nel caso l'azionamento preveda un controllo di posizione e quindi necessiti di un apposito trasduttore all'albero, è possibile utilizzare l'informazione di incremento di posizione (che quindi in definitiva è un'informazione di velocità) per la stima del flusso. Anche per questo fatto, i trasduttori di posizione più usati sono quelli ottici di tipo *incrementale* (*encoder*).

Misura della velocità

La velocità di rotazione può essere misurata direttamente con un apposito trasduttore (generalmente dinamo tachimetrica) o dedotta per derivazione dalla misura della posizione.

La dinamica richiesta al trasduttore è relativamente bassa essendo le variazioni di velocità limitate dall'inerzia delle parti rotanti.

La deduzione della velocità dal segnale di posizione è piuttosto problematica. L'operazione di derivazione è infatti particolarmente delicata e sensibile a rumori e disturbi inevitabilmente presenti sul segnale di posizione da elaborare [1].

Come si vedrà nei prossimi paragrafi, è possibile realizzare il controllo di coppia delle macchine asincrone anche in assenza di una misura diretta della velocità. Del resto la misura diretta o la stima della velocità non si rendono necessarie in quelle applicazioni ove l'obiettivo primario è il controllo della coppia (come nel caso della trazione elettrica e di tutte quelle lavorazioni industriali che richiedono una regolazione della tenditura nelle fasi di lavorazione del prodotto).

In seguito verrà mostrato come sia comunque possibile stimare la velocità basandosi unicamente sulle misure delle grandezze elettriche ai morsetti e sul modello di macchina.

4.3 Modello in tensione

Un metodo molto diffuso per la stima del flusso statorico, data la sua particolare semplicità di implementazione, è quello che fa riferimento al cosiddetto *modello in tensione*.

Il *modello in tensione* utilizza come equazione base la legge di Ohm statorica: il flusso statorico può infatti essere calcolato nota, la tensione e la corrente statorica, grazie ad una semplice integrazione senza bisogno di conoscere la velocità di rotazione dell'albero.

$$\underline{\varphi}_s = \int_0^t (\underline{v}_s - R_s \underline{i}_s) dt \quad (4.3.1)$$

Essendo questa un'operazione in catena aperta, si possono manifestare problemi di deriva soprattutto nel campo delle basse frequenze e tensioni (e quindi alle basse velocità) ove diviene peraltro notevolmente importante il contributo della caduta sulla resistenza statorica R_s . Questo metodo si rivela quindi particolarmente sensibile ai fuori zero (*offset*) dei trasduttori di tensione consigliando l'utilizzo di un solo trasduttore di tensione lato continua come precedentemente descritto.

Sensibilità alle variazioni parametriche

Verrà di seguito proposto un metodo che consente di valutare l'effetto di un errore sull'impostazione della resistenza statorica. La legge di Ohm statorica scritta in condizioni di regime sinusoidale diviene:

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + j\omega_s \underline{\varphi}_s \quad (4.3.2)$$

L'errore di flusso a regime conseguente ad un errore di resistenza ΔR_s vale pertanto:

$$\underline{\Delta \varphi}_s = j \frac{\underline{i}_s}{\omega_s} \Delta R_s \quad (4.3.3)$$

Introducendo l'espressione della coppia in termini di grandezze statoriche si ottiene il conseguente errore di coppia:

$$\Delta T = -P \frac{i_s^2}{\omega_s} \Delta R_s \quad (4.3.4)$$

Come risulta dalle precedenti (4.3.3) e (4.3.4), gli errori di flusso e coppia sono direttamente proporzionali all'errore di resistenza ed inversamente proporzionali alla frequenza di alimentazione. Gli schemi basati unicamente sul *modello in tensione* presentano pertanto limitazioni alle basse velocità garantendo un corretto funzionamento generalmente al di sopra del 5% della velocità nominale [2].

Nel caso il sistema di controllo preveda l'impiego del flusso rotorico, questi può essere calcolato utilizzando la relazione di legame tra i flussi scritta nel riferimento statorico:

$$\underline{\varphi}_{rs} = \frac{L_r}{M} (\underline{\varphi}_s - \sigma L_s \underline{i}_s) \quad (4.3.5)$$

In questo caso assume notevole importanza il valore dell'induttanza di dispersione totale σL_s . Tale parametro influenza il calcolo del flusso rotorico uniformemente su tutta la gamma delle velocità mentre risulta ovviamente più rilevante per elevate correnti ovvero per alti valori di coppia. Il coefficiente L_r/M praticamente non incide nel calcolo di cui sopra essendo di valore praticamente costante e generalmente compreso tra 1.02 e 1.05.

Si osservi che con questo metodo di calcolo dei flussi non è necessario conoscere né il valore del coefficiente di mutua induzione M né la costante di tempo rotorica τ_r . Il sistema si presenta dunque piuttosto insensibile agli effetti della saturazione ed alle variazioni di resistenza rotorica provocate dalle notevoli escursioni termiche a cui sono soggetti gli avvolgimenti (o comunque i conduttori) rotorici.

4.4 Modello in corrente

Un altro metodo per il calcolo del flusso, in questo caso rotorico, è quello che fa riferimento al cosiddetto *modello in corrente*.

Il *modello in corrente* è basato sulla relazione dinamica esistente tra corrente statorica, velocità e flusso rotorico. Il flusso rotorico può essere infatti calcolato filtrando il segnale corrente statorica essendo nota la velocità, il coefficiente di mutua induzione e la costante di tempo rotorica.

E' possibile pervenire a tale relazione tramite l'espressione del flusso rotorico, in funzione delle correnti, e la legge di Ohm rotorica entrambe scritte nel riferimento statorico:

$$\begin{aligned}\underline{\varphi}_{rs} &= L_r \underline{i}_{rs} + M \underline{i}_s & \underline{i}_{rs} &= -\frac{1}{R_r} \left(\frac{d\underline{\varphi}_{rs}}{dt} - j \omega \underline{\varphi}_{rs} \right) \\ \underline{\varphi}_{rs} &= -\tau_r \left(\frac{d\underline{\varphi}_{rs}}{dt} - j \omega \underline{\varphi}_{rs} \right) + M \underline{i}_s\end{aligned}\tag{4.4.1}$$

$$\tau_r \frac{d\underline{\varphi}_{rs}}{dt} + (1 - j \omega \tau_r) \underline{\varphi}_{rs} = M \underline{i}_s$$

L'equazione differenziale (4.4.1) può essere formalmente risolta considerando costante la velocità angolare elettrica ($\omega = \text{cost}$), la corrente statorica $\underline{i}_s$ come azione forzante ed introducendo l'operatore di Laplace p :

$$\underline{\varphi}_{rs} = \frac{M}{1 + p \tau_r - j \omega \tau_r} \underline{i}_s\tag{4.4.2}$$

Tale calcolo può anche essere eseguito nel riferimento rotorico, con procedimento del tutto analogo al precedente si ottiene:

$$\underline{\varphi}_r = \frac{M}{1 + p \tau_r} \underline{i}_{sr}\tag{4.4.3}$$

Come si può vedere dal raffronto di quest'ultima con la (4.4.2), non è in questo caso necessario conoscere la velocità angolare. Per poter esprimere la corrente statorica nel riferimento rotorico è però necessario conoscere la posizione angolare elettrica ϑ del rotore:

$$\underline{i}_{sr} = \underline{i}_s e^{-j\vartheta} \quad \vartheta = P \vartheta_m$$

Nel caso di impiego della (4.4.2) riveste quindi particolare importanza una corretta impostazione della resistenza rotorica R_r , del coefficiente di mutua induzione M e del valore della velocità $\omega = P \omega_m$ (occorre un trasduttore tachimetrico).

Sensibilità alle variazioni parametriche

E' possibile analizzare la sensibilità alle variazioni parametriche del *modello in corrente* secondo la particolare procedura descritta nel seguito. La (4.4.2) scritta in condizioni di regime sinusoidale diviene:

$$\underline{\varphi}_{rs} = \frac{M \underline{i}_s}{1 + j \omega_r \tau_r} \quad (4.4.4)$$

Per quanto riguarda la coppia elettromagnetica, elaborando la sua espressione in funzione delle grandezze statoriche si ottiene:

$$C = P \frac{M}{L_r} \underline{i}_s \cdot j \underline{\varphi}_{rs} \quad (4.4.5)$$

Introducendo la (4.4.4) si perviene ad un'espressione in funzione della sola corrente statorica e pulsazione rotorica:

$$C = P \frac{M^2}{L_r} \frac{\omega_r \tau_r}{1 + (\omega_r \tau_r)^2} i_s^2 \quad (4.4.6)$$

Un errore sull'impostazione della resistenza rotorica R_r comporta un errore sulla costante di tempo rotorica, sia questi $\Delta \tau_r$. Differenziando le (4.4.4) e (4.4.6) si ottiene rispettivamente:

$$\frac{\Delta \underline{\varphi}_{rs}}{\underline{\varphi}_{rs}} = - \frac{j \omega_r \Delta \tau_r}{1 + j \omega_r \tau_r} \quad \frac{\Delta C}{C} = \frac{1 - (\omega_r \tau_r)^2}{1 + (\omega_r \tau_r)^2} \frac{\Delta \tau_r}{\tau_r} \quad (4.4.7)$$

Le (4.4.7) sono ovviamente valide per piccoli errori di costante di tempo rotorica. Indicando con l'asterisco * le grandezze conseguenti all'errore sul valore della resistenza rotorica si può pervenire ad una forma in *p.u.*:

$$\frac{\varphi_{rs}^*}{\varphi_{rs}} = \sqrt{\frac{1 + (\omega_r \tau_r)^2}{1 + \alpha^2 (\omega_r \tau_r)^2}} \quad \alpha = \frac{\tau_r^*}{\tau_r} \quad (4.4.8)$$

$$\frac{C^*}{C} = \alpha \frac{1 + (\omega_r \tau_r)^2}{1 + \alpha^2 (\omega_r \tau_r)^2} \quad (4.4.9)$$

Dalle relazioni precedenti si desume che l'errore sulla costante di tempo rotorica, conseguente ad un errore sulla resistenza rotorica, comporta un effetto indipendente dal valore della velocità meccanica e debolmente dipendente da quello della pulsazione rotorica e quindi dall'entità della coppia. Un errore sulla resistenza rotorica può essere dovuto alla variazione di quest'ultima conseguente ad una variazione di temperatura dei conduttori rotorici. Si tenga presente che ad una escursione termica di 130 °C corrisponde un incremento di resistenza del 50% [3].

Con procedimento analogo al precedente è possibile valutare l'errore introdotto sui valori calcolati di flusso e coppia dovuti ad un errore di impostazione del coefficiente di mutua induzione M . Tale errore ne determina ovviamente uno anche sul valore della costante di tempo rotorica essendo $\tau_r = L_r/R_r = (l_r + M)/R_r$. Si ha dunque:

$$\frac{\Delta \varphi_{rs}}{\varphi_{rs}} = \frac{1 + j \omega_r \frac{l_r}{R_r}}{1 + j \omega_r \tau_r} \frac{\Delta M}{M} \quad \frac{\Delta C}{C} = \frac{1 + \omega_r^2 \tau_r \frac{l_r}{R_r}}{1 + (\omega_r \tau_r)^2} \frac{2 \Delta M}{M} \quad (4.4.10)$$

Ancora considerando l'errore sulle grandezze in *p.u.* e supponendo che tale errore sia lo stesso sia sulla mutua induzione che sulla costante di tempo rotorica si ha:

$$\frac{\varphi_{rs}^*}{\varphi_{rs}} \cong \beta \sqrt{\frac{1 + (\omega_r \tau_r)^2}{1 + \beta^2 (\omega_r \tau_r)^2}} \quad \beta = \frac{M^*}{M} \cong \frac{\tau_r^*}{\tau_r} \quad (4.4.11)$$

$$\frac{C^*}{C} \cong \beta^2 \frac{1 + (\omega_r \tau_r)^2}{1 + \beta^2 (\omega_r \tau_r)^2} \quad (4.4.12)$$

Dalle precedenti relazioni si desume che un errore sull'impostazione del coefficiente di mutua induzione comporta errori importanti sul valore calcolato del flusso e soprattutto su quello della coppia.

Una variazione tipica del valore di M può essere provocata dall'impiego di diversi valori per il flusso [4] (caratteristico del funzionamento a potenza costante) ed alla sua conseguente variazione dovuta alla saturazione magnetica. Tipicamente l'escursione del coefficiente di mutua induzione si aggira intorno al 20% [3].

Un errore sulla determinazione del valore della velocità angolare meccanica provoca un errore sulla pulsazione rotorica essendo $\omega_r = \omega_s - P \omega_m$. Con procedimento analogo a quello utilizzato nei casi precedenti si ha:

$$\frac{\Delta \varphi_{rs}}{\varphi_{rs}} = \frac{j P \Delta \omega_m \tau_r}{1 + j \omega_r \tau_r} \quad \frac{\Delta C}{C} = \frac{1 - (\omega_r \tau_r)^2}{1 + (\omega_r \tau_r)^2} \frac{-P \Delta \omega_m}{\omega_r} \quad (4.4.13)$$

$$\frac{\varphi_{rs}^*}{\varphi_{rs}} = \sqrt{\frac{1 + (\omega_r \tau_r)^2}{1 + (\omega_r - (1 - \gamma) P \omega_m)^2 \tau_r^2}} \quad \gamma = \frac{\omega_m^*}{\omega_m} \quad (4.4.14)$$

$$\frac{C^*}{C} = \left(1 + (1 - \gamma) \frac{P \omega_m}{\omega_r} \right) \frac{1 + (\omega_r \tau_r)^2}{1 + (\omega_r - (1 - \gamma) P \omega_m)^2 \tau_r^2} \quad (4.4.15)$$

Dalle relazioni precedenti si osserva che un errore sull'impostazione del valore della velocità meccanica ω_m comporta notevoli errori di flusso e coppia soprattutto per alti valori di velocità. A parità di errore relativo sul valore di tale grandezza si ha infatti un errore di flusso e coppia proporzionale all'entità della velocità stessa. L'impiego del modello in corrente diviene pertanto piuttosto critico per alti valori di velocità.

Un errore sulla determinazione della pulsazione meccanica può essere provocato dal trasduttore tachimetrico o dalla metodologia attraverso la quale ne può essere ottenuta una stima (essendo questa particolarmente sensibile a tutte le variazioni parametriche precedentemente descritte).

4.5 Combinazione dei due modelli

E' possibile utilizzare per la stima del flusso una combinazione dei sopra citati metodi. Il *modello in tensione* dovrà assumere particolare peso alle alte velocità, essendo in tali condizioni molto affidabile, mentre il *modello in corrente* dovrà avere peso preponderante alle basse velocità essendo in tali condizioni poco affetto dagli errori sulla misura (o stima) della velocità stessa. In questo modo è possibile una corretta stima del flusso e quindi un buon comportamento del sistema in ogni condizione di funzionamento.

La combinazione dei due metodi può avvenire per via algebrica, come combinazione lineare a peso variabile con la velocità, o per via dinamica con un'opportuna azione di filtro dipendente dalla frequenza di funzionamento.

Nel caso di combinazione algebrica, denotando con gli apici v ed i rispettivamente i flussi (statorici o rotorici) ottenuti utilizzando il *modello in tensione* e quello in *corrente*, si esprime il flusso stimato come combinazione lineare con una forma del tipo:

$$\underline{\varphi} = k \underline{\varphi}^v + (1 - k) \underline{\varphi}^i \quad (4.5.1)$$

Il coefficiente k rappresenta un *fattore peso* che privilegia l'uno o l'altro metodo in funzione della velocità. Alcuni Autori [5] hanno proposto il calcolo di tale coefficiente nella forma:

$$k = \left(\frac{\omega}{\omega_{\lim}} \right)^2 \quad \text{se } |\omega| \leq \omega_{\lim}$$

$$k = 1 \quad \text{se } |\omega| > \omega_{\lim}$$

ω_{lim} rappresenta una velocità di soglia che fissa il punto di transizione tra l'impiego dei due *modelli* ed oltre alla quale viene utilizzato unicamente quello in *tensione*. E' possibile utilizzare solamente il *modello in corrente* anche al di sotto della pulsazione limite [5], con questa soluzione si perdono però i vantaggi tipici dell'impiego contemporaneo dei due modelli.

La combinazione dinamica consente il calcolo del flusso basandosi sull'impiego del *modello in tensione* per il calcolo della sua derivata e sul *modello in corrente* per il calcolo del suo valore istantaneo:

$$\underline{\varphi} = \frac{\varphi^i + \tau p \varphi^v}{1 + \tau p} \quad (4.5.2)$$

Il coefficiente τ rappresenta la costante di tempo di filtro ed il fattore peso per il *modello in tensione*. Essendo ω_s la pulsazione del flusso a regime nel riferimento statorico, si può porre $p = j\omega_s$. Si ha pertanto che per $\omega_s \tau \gg 1$ ha un notevole peso il *modello in tensione* e il filtro passa-basso si trasforma praticamente in un integratore (integrazione della legge di Ohm a statore senza però i problemi di deriva causati dagli *offset*). Nel caso di $\omega_s \tau \ll 1$ si ha invece un maggior peso per il flusso desunto dal *modello in corrente*.

Tale operazione equivale alla somma dei risultati ottenuti applicando un filtro passa-basso al flusso calcolato con il *modello in tensione* ed un filtro passa-alto, con la stessa pulsazione di taglio ($1/\tau$), al flusso calcolato con il *modello in corrente* [7]:

$$\underline{\varphi} = \frac{1}{1 + \tau p} \varphi^i + \frac{\tau p}{1 + \tau p} \varphi^v \quad (4.5.3)$$

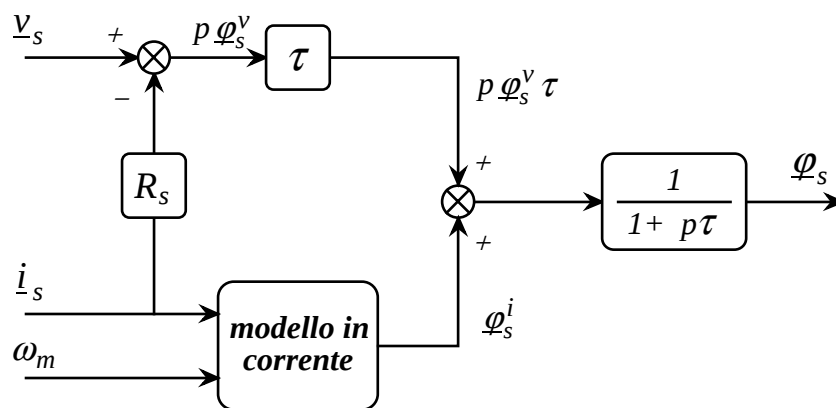


Fig. 4.5.1 - Combinazione dinamica dei due modelli

In Fig. 4.5.1 è riportato lo schema a blocchi che rappresenta la combinazione dinamica dei due modelli nel caso il flusso di uscita sia quello statorico [8]. In questo caso il flusso statorico derivante dal *modello in corrente* può essere dedotto da quello rotorico invertendo la (4.3.5):

$$\underline{\varphi}_s^i = \frac{M}{L_r} \underline{\varphi}_{rs}^i + \sigma L_s \dot{i}_s \quad (4.5.4)$$

4.6 La possibilità di evitare trasduttori rotativi

Come già descritto nel Par. 4.3, l'impiego del *modello in tensione* per la stima del flusso consente di evitare l'impiego di trasduttori rotativi. Purtroppo tale metodo si dimostra notevolmente sensibile agli *offset* sulla misura della tensione ed agli errori sull'impostazione del valore della resistenza statorica soprattutto nel campo delle basse velocità. Gli schemi di controllo basati unicamente sul modello in tensione consentono di ottenere un buon comportamento del sistema per velocità generalmente al di sopra del 5% di quella nominale. Per velocità inferiori, e nel caso particolare di macchina ferma, la coppia tende ad assumere valori inferiori a quelli impostati. In tali condizioni si ha inoltre un'ondulazione del modulo della corrente statorica ed una conseguente oscillazione della coppia stessa.

Nel caso l'azionamento richieda un buon controllo di coppia alle basse velocità (anche in sovraccarico) è dunque necessario introdurre elementi di retroazione nell'operazione di stima del flusso per evitare che questo venga calcolato unicamente con un'integrazione in catena aperta.

Come già discusso nel Par. 4.5, la combinazione con il *modello in corrente* consente di ottenere una buona stima del flusso anche alle basse velocità. Ciò comporta la necessità di conoscere l'esatto valore della velocità essendo questa impiegata nell'algoritmo di integrazione.

Volendo perseguire la strada del *modello combinato* senza trasduttori rotativi, è dunque necessaria una stima della velocità che risulta particolarmente importante nel campo delle basse velocità. Non è quindi possibile eseguirla utilizzando le equazioni proprie del *modello in corrente* (equazioni rotoriche) poiché in tale campo di funzionamento la stima del flusso viene principalmente eseguita in base al *modello in corrente* stesso.

Nel prossimo capitolo (Cap. 5) saranno analizzati i principali metodi per la stima della velocità. Per alcuni di questi sarà verificata la possibilità di impiegarli negli stimatori *combinati* precedentemente descritti.

4.7 Riferimenti bibliografici

- [1] S.Bolognani, G.S.Buja, R.Menis: "*Speed observer for electric motors equipped with a position transducer*", Workshop MCED - 1989, Trieste (I), pp. C6.1-17.
- [2] H.Bausch, R.Blumel, W.Zeng: "*Flux-estimator of a PWM-inverter-fed torque-controlled induction machine based on terminal quantities*", ICEM-1992, Manchester (UK), Vol. 3, pp. 853-857.
- [3] R.Krishanan, F.C.Doran: "*Study of parameter sensitivity in high-performance inverter-fed induction motor drive systems*", IEEE Trans. on IA, Vol. 23, N. 4, July/Aug 1987, pp. 623-635.
- [4] F.M.H.Khater, R.D.Lorenz, D.W.Novotny, K.Tang: "*Selection of flux level in field-oriented induction machine controllers with consideration of magnetic saturation effects*", IEEE Trans. on IA, Vol. 23, N. 2, March/April 1987, pp. 276-282.
- [5] F.Profumo, A.Tenconi, R.W.De Donker: "*The universal field oriented (UFO) controller applied to wide speed range induction motor drives*", PESC-1991, Boston (USA), pp.681-686.
- [6] T.G.Habetler, F.Profumo, G.Griva, M.Pastorelli, A.Bettini: "*Stator resistance tuning in a stator flux field oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator*", EPE-1993, Brighton (UK), pp. 292-299.
- [7] T.Svensson, M.Alakula: "*The modulation and control of a matrix converter synchronous machine drive*", EPE-1991, Firenze (I), Vol. 4, pp. 469-476.
- [8] I.Takahashi, T.Noguchi: "*A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor*", IEEE Trans. on IA, Vol. 22, No. 5, September/October 1986, pp. 820-827.

5. LA STIMA DEI PARAMETRI

5.1 Sommario

Nel capitolo precedente sono stati analizzati diversi metodi per la stima del flusso e per ciascuno di questi è stata evidenziata la sensibilità alle variazioni dei parametri di macchina. In questo capitolo verranno proposti e descritti alcuni metodi per la stima in linea dei principali parametri di interesse sia in presenza che in assenza di trasduttori rotativi. Gli algoritmi di calcolo che si possono desumere da tali metodi potranno, caso per caso, essere associati a quelli di stima del flusso contribuendo ad una maggior robustezza del sistema di controllo e ad una estensione del suo campo di applicazione.

5.2 Il calcolo dei parametri di macchina ed il loro adattamento in linea

Da quanto detto nei capitoli precedenti, risulta evidente quanto sia importante l'esatta conoscenza dei parametri di macchina nell'ambito del controllo dei motori ad induzione. A tal fine è quindi necessario eseguire delle prove preventive sulla macchina o, ancor meglio, stimare o perlomeno adattare in linea il valore di detti parametri per garantire un buon comportamento dell'azionamento in tutte le condizioni di funzionamento.

Le prove che si eseguono fuori linea sono generalmente quelle a vuoto, a rotore bloccato, quella di decadimento per misurare direttamente la costante di tempo rotorica e la misura voltamperometrica della resistenza di fase statorica. Va peraltro osservato che nel caso di motori a gabbia può rendersi necessaria anche una prova a carico (o una prova a rotore bloccato a frequenza ridotta) per una esatta determinazione dei parametri rotorici essendo questi notevolmente affetti dal valore della frequenza di scorrimento (addensamento di corrente nelle barre).

5.3 La resistenza statorica

La resistenza statorica subisce variazioni dovute principalmente alle variazioni di temperatura degli avvolgimenti. Un suo esatto valore assume particolare rilevanza per il *modello in tensione* nel funzionamento a basse velocità.

Per quanto riguarda la stima in linea della resistenza statorica, sono stati proposti alcuni metodi validi nel caso di assenza di trasduttori rotativi [1],[2]. Tali metodi si sono però rivelati di scarso interesse applicativo.

La stima di questo parametro può invece essere utilmente effettuata in presenza di trasduttori rotativi. In questo caso è infatti possibile stimare il flusso statorico con il *modello in corrente* ed utilizzare un metodo basato sull'integrazione legge di Ohm statorica per il calcolo della resistenza statorica:

$$\begin{aligned} \underline{v}_s &= R_s \underline{i}_s + \frac{d\varphi_s}{dt} & \varphi_s &= \frac{M}{L_r} \varphi_{rs} + \sigma L_s \underline{i}_s \\ \int_{t_1}^{t_2} \underline{v}_s dt &= R_s \int_{t_1}^{t_2} \underline{i}_s dt + \underline{\Delta\varphi}_s & (5.3.1) \\ R_s &= \frac{\int_{t_1}^{t_2} \underline{v}_s dt - \underline{\Delta\varphi}_s}{\int_{t_1}^{t_2} \underline{i}_s dt} \end{aligned}$$

Se si assume $t_1=0$, ovvero se si inizia l'integrazione all'avviamento della macchina, si ha $\underline{\Delta\varphi}_s = \varphi_s$. La (5.3.1) rappresenta un rapporto tra vettori, per poterla implementare è necessario considerare il rapporto tra i moduli oppure quello tra le componenti d - q delle grandezze in esame. Particolare attenzione deve essere posta ai problemi di singolarità. Il denominatore (ed il numeratore), essendo integrali di vettori rotanti ovvero di grandezze sinusoidali, possono presentare valori prossimi a zero.

In particolare, se l'integrazione parte per $t_1=0$, si hanno dei moduli molto piccoli nelle fasi iniziali. Se si considerano le componenti d - q si hanno invece degli zeri ad ogni semiperiodo ed è quindi preferibile eseguire il rapporto (5.3.1) alternativamente sulla componente che presenta il denominatore più elevato in valore assoluto [3]. L'impiego delle componenti d - q piuttosto che quello di moduli semplifica le operazioni da eseguire soprattutto a livello implementativo su microprocessore.

Deve comunque essere osservato che nella (5.3.1) compaiono degli integrali puri di tensione e corrente. Le operazioni di integrazione in catena aperta sono soggette a problemi di deriva dovuti ad errori di tipo *offset* sulle grandezze misurate. Per ovviare a questo problema è possibile eseguire la stima per un tempo limitato in modo tale che gli *offset* dell'integrazione degli *offset* non alteri apprezzabilmente il calcolo della resistenza statorica. Tale tempo deve comunque essere sufficientemente lungo per consentire di ottenere un risultato significativo dal rapporto tra le grandezze a numeratore e denominatore.

Al termine di ogni ciclo vengono reinizializzati gli integratori e la stima riprende subito dopo che numeratore e denominatore assumono un certo valore per evitare il rapporto tra grandezze poco significative. In questo caso il problema è come reinizializzare gli integratori, infatti se si azzerano si ha che dopo ogni ciclo questi tornano ad assumere valore nullo (il modulo e quindi entrambe le componenti $d-q$) con evidenti problemi di singolarità. Del resto un'inizializzazione corrispondente al loro valore di regime nell'istante t_1 comporterebbe una notevole mole di calcoli e quindi uno scarso interesse dal punto di vista applicativo.

Nel seguito viene proposto un metodo per la stima della resistenza statica che consente di evitare i problemi di deriva caratteristici delle operazioni di integrazione in catena aperta. In particolare viene impiegata direttamente la legge di Ohm a statore utilizzando, al posto del flusso statorico, la sua espressione in funzione di quello rotorico e della corrente:

$$R_s = \frac{\underline{v}_s - \frac{d\varphi_s}{dt}}{\underline{i}_s} = \frac{\underline{v}_s - \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{rs}}{dt} - \sigma L_s \frac{d\underline{i}_s}{dt}}{\underline{i}_s} \quad (5.3.2)$$

La derivata del flusso rotorico che compare nella (5.3.2) può essere direttamente calcolata dall'equazione risolutiva del *modello in corrente*:

$$\frac{d\varphi_{rs}}{dt} = -\left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_m\right)\varphi_{rs} + \frac{M}{\tau_r}\underline{i}_s \quad (5.3.3)$$

Per quanto riguarda la derivata della corrente statica che compare nella (5.3.2) è bene evitarne un calcolo ottenuto per differenza tra il valore attuale e quello precedente. Infatti, come noto, tale operazione risulta particolarmente delicata e sensibile ai disturbi e necessita di un elevato numero di cifre significative nella rappresentazione della corrente, cosa difficilmente realizzabile nelle applicazioni. Per eliminare il termine di derivata della corrente dalla (5.3.2) è possibile considerare, in luogo del rapporto tra vettori, il rapporto tra le loro proiezioni lungo la direzione definita dal vettore $\underline{i}_s$. In questo modo, nel funzionamento di regime, si annulla il prodotto scalare tra la corrente e la sua derivata essendo in questo caso vettori ortogonali. La (5.3.2) diviene quindi:

$$R_s = \frac{\underline{v}_s \cdot \underline{i}_s - \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{rs}}{dt} \cdot \underline{i}_s}{i_s^2} \quad (5.3.4)$$

La (5.3.4) è valida se il modulo della corrente statorica si mantiene costante. Con una semplice operazione di filtro tipo passa-basso è comunque possibile ottenere valori attendibili in tutte le condizioni di funzionamento.

La stima di R_s può essere eseguita in base alla (5.3.4) anche con un algoritmo di tipo adattativo introducendo un regolatore PI , evitando la divisione ed ottenendo contestualmente un'azione filtrante sul valore calcolato. Lo schema a blocchi è rappresentato in Fig. 5.3.1.

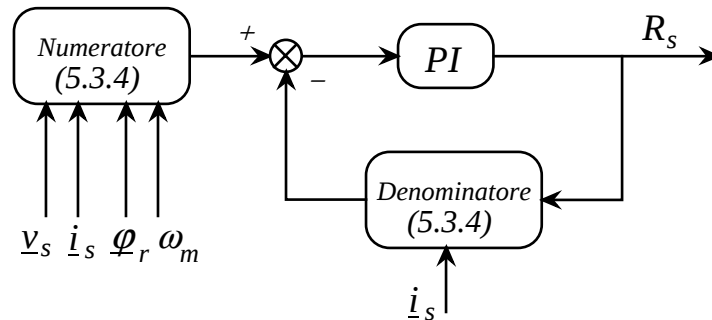


Fig. 5.3.1 - Schema a blocchi per la stima di R_s

E' quindi possibile utilizzare il *modello in corrente* alle basse velocità e stimare la resistenza statorica. Alle alte velocità potrà essere utilizzato il *modello in tensione* con il valore di R_s così stimato. Verrà mostrato nei prossimi paragrafi come sia viceversa possibile stimare alle alte velocità la costante di tempo rotorica, basandosi sull'impiego del *modello in tensione*, per poi utilizzare il valore calcolato alle basse velocità con il *modello in corrente*.

5.4 L' induttanza di dispersione

Nello schema di controllo basato sul *modello in tensione* (senza trasduttori rotativi) a flusso rotorico costante, è necessario conoscere l'induttanza di dispersione totale σL_s . Come già evidenziato nella relazione (3.5.7), tale parametro rappresenta, con buona approssimazione, la somma tra l'induttanza di dispersione statorica e quella rotorica.

Il suo valore è quindi soggetto alle stesse variazioni a cui sono soggette le singole dispersioni ovvero a quelle provocate dalle diverse condizioni di saturazione di macchina ed a quelle dovute alla variazione della frequenza di scorrimento (così come per la resistenza rotorica).

Sarà ora mostrato come sia possibile stimare l'induttanza di dispersione totale basandosi sulla ricostruzione del flusso rotorico ed analizzando le oscillazioni a cui è soggetto il suo modulo.

Elaborando le equazioni di macchina (si veda Eq.3.5.2) è possibile pervenire ad una relazione di legame tra flusso rotorico e flusso statorico del tipo:

$$\underline{\varphi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{1 + p \sigma \tau_r} \underline{\varphi}_{sr} \quad (5.4.1)$$

Dalla (5.4.1) si può dedurre che, se il flusso statorico è vincolato all'interno di una banda d'isteresi, così come avviene nel caso di controllo diretto di coppia e flusso, e se la frequenza di correzione del modulo di tale flusso è almeno 1 kHz, allora il modulo del flusso rotorico risulta praticamente costante. La (5.4.1) rappresenta infatti un filtro del 1° ordine con costante di tempo $\sigma \tau_r = 10 \div 30 \text{ ms}$ ovvero con frequenza di taglio inferiore a 15 Hz. L'oscillazione introdotta sul flusso statorico, anche se espresso nel riferimento rotorico, è pertanto completamente filtrata ed il vettore flusso rotorico descrive una traiettoria di tipo circolare.

Utilizzando l'espressione (4.3.5) per il calcolo del flusso rotorico è possibile, variando il valore di σL_s , trovare il valore della dispersione totale che minimizza l'oscillazione di modulo del flusso rotorico. Il valore così trovato di σL_s rappresenta la giusta entità di tale parametro:

$$\underline{\varphi}_{rs} = \frac{L_r}{M} (\underline{\varphi}_s - \sigma L_s i_s) \xrightarrow{\text{modulo costante}} \sigma L_s = \sigma L_s^* \quad (5.4.2)$$

E' quindi necessario definire un fattore che indichi l'entità dell'oscillazione del modulo del flusso rotorico ed al contempo sia semplice da implementare. A tal fine sono stati ottenuti ottimi risultati considerando l'espressione:

$$\xi_n = \sum_{k=1}^n \left| \varphi_r^2(k) - \varphi_r^2(k-1) \right| \quad (5.4.3)$$

5.5 Il coefficiente di autoinduzione

Il coefficiente di mutua induzione M , necessario nel caso di impiego del *modello in corrente*, è funzione del livello di saturazione della macchina e può quindi variare apprezzabilmente nel caso di utilizzo della macchina per diversi valori di flusso (ad esempio nel caso di deflussaggio).

Comportamento del tutto analogo a quello del coefficiente di mutua induzione hanno i coefficienti di autoinduzione L_s ed L_r essendo questi le-

gati ad M rispettivamente dalle induttanze di dispersione statorica e rotorica che, in prima approssimazione, possono ritenersi indipendenti dal livello di saturazione del circuito magnetico principale.

Nel seguito viene proposta una metodologia per la stima di alcune combinazioni dei sopracitati parametri anche in assenza di trasduttori rotativi impiegando il modello in tensione. Tale metodologia è basata sulla conoscenza del flusso statorico e della fase del flusso rotorico. Quest'ultima può essere semplicemente desunta dalla (5.4.2) se è noto il valore dell'induttanza di dispersione totale (Par. 5.4).

Dalle relazioni (3.4.6) e (3.5.4), scritte in condizioni di modulo del flusso rotorico costante, si ha:

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{1}{M} \varphi_r \\ \varphi_{ds} &= \frac{L_s}{M} \varphi_r \end{aligned} \quad (5.5.1)$$

Le grandezze i_{ds} e φ_{ds} rappresentano rispettivamente le componenti dei vettori corrente statorica e flusso statorico nella direzione definita dal vettore flusso rotorico. Esprimendo tali vettori nel riferimento statorico si ha:

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{\underline{i}_s \cdot \underline{\varphi}_{rs}}{\varphi_{rs}} \\ \varphi_{ds} &= \frac{\underline{\varphi}_s \cdot \underline{\varphi}_{rs}}{\varphi_{rs}} \end{aligned} \quad (5.5.2)$$

Si può definire il vettore $\underline{\varphi}'_{rs}$ avente la stessa fase del flusso rotorico $\underline{\varphi}_{rs}$:

$$\begin{aligned} \underline{\varphi}_{rs} &= \frac{L_r}{M} \underline{\varphi}'_{rs} \\ \underline{\varphi}'_{rs} &= \frac{M}{L_r} \underline{\varphi}_{rs} = (\underline{\varphi}_s - \sigma L_s \underline{i}_s) \end{aligned} \quad (5.5.3)$$

Sostituendo le (5.5.2) nelle (5.5.1) ed introducendo la (5.5.3) si ottiene:

$$\left. \begin{aligned} \frac{M^2}{L_r} &= \frac{\varphi_{rs}^2}{\underline{i}_s \cdot \underline{\varphi}'_{rs}} \\ \frac{M^2}{L_s L_r} &= \frac{\varphi_{rs}^2}{\underline{\varphi}_s \cdot \underline{\varphi}'_{rs}} \end{aligned} \right\} \xrightarrow{\text{dal rapporto}} L_s = \frac{\underline{\varphi}_s \cdot \underline{\varphi}'_{rs}}{\underline{i}_s \cdot \underline{\varphi}'_{rs}} \quad (5.5.4)$$

Le (5.5.4), debitamente filtrate, forniscono diverse combinazioni di coefficienti utili sia nel caso di impiego del *modello in corrente* che nel caso di impiego del *modello in tensione*.

Se sono disponibili le caratteristiche di magnetizzazione di macchina è possibile associare ai coefficienti calcolati con le (5.5.4) il valore del modulo del flusso e quindi operare una sorta di retroazione sul valore calcolato con il *modello in tensione*.

5.6 La resistenza rotorica

Nel Cap. 4 è stato evidenziato come l'esatta conoscenza della resistenza rotorica rivesta particolare importanza nel caso di impiego del *modello in corrente* e nel caso di stima della velocità senza l'impiego di trasduttori rotativi. Si è inoltre mostrato come questo parametro sia soggetto a notevoli variazioni durante il funzionamento soprattutto a causa delle variazioni termiche e dell'addensamento di corrente nelle barre rotoriche. Risulta quindi particolarmente importante un suo adattamento in linea.

Un numero considerevole di Autori ha proposto dei metodi per la stima della resistenza rotorica [4],[5],[6]. Generalmente però tali metodi sono piuttosto artificiosi e complessi richiedendo notevoli tempi di esecuzione ed elevata capacità di calcolo. Ancora devono essere distinti i casi di presenza o meno del trasduttore tachimetrico (conoscenza o meno della velocità).

Nel caso la velocità meccanica sia nota, è possibile calcolare la pulsazione di scorrimento e conseguentemente determinare la resistenza rotorica. Dall'espressione della coppia [3] si ha infatti:

$$R_r = \frac{C}{P} \frac{\omega_r}{\phi_r^2} \quad (5.6.1)$$

La pulsazione rotorica ω_r può essere dedotta per differenza dalla pulsazione statorica e da quella meccanica:

$$\omega_r = \omega_s - P \omega_m \quad (5.6.2)$$

La pulsazione del flusso statorico, che a regime è uguale alla pulsazione di tutte le grandezze elettriche espresse nel riferimento statorico, vale:

$$\omega_s = \frac{(\underline{v}_s - R_s \underline{i}_s) \cdot j \underline{\phi}_s}{\phi_s^2} \quad (5.6.3)$$

La (5.6.3) rappresenta la pulsazione istantanea del flusso statorico. Il risultato fornito dalla (5.6.1) deve ovviamente essere filtrato per ottenere un valore stabile ed attendibile per la resistenza rotorica.

Nel caso non sia nota la velocità, è possibile eseguire una stima della costante di tempo e quindi della resistenza rotorica qualora il modulo del flusso rotorico non rimanga costante ovvero venga fornita un'eccitazione all'equazione rotorica. In tal modo viene a cessare la condizione di ortogonalità e quindi di non interrelazione tra i vettori flusso rotorico e corrente rotorica. Dalla relazione dell'orientamento di campo (3.4.5) si ha che la componente di corrente statorica in fase con il flusso rotorico vale:

$$i_{ds} = \frac{1}{M}(1 + p\tau_r)\varphi_r \quad (5.6.4)$$

ovvero:

$$\frac{d\varphi_r}{dt} + \frac{1}{\tau_r}\varphi_r = \frac{M}{\tau_r}i_{ds} \quad (5.6.5)$$

Conformemente alla teoria dei controlli adattativi [7], in base alla (5.6.5) è possibile stimare i coefficienti M/τ_r ed $1/\tau_r$. Mentre la stima di M può aver luogo anche in condizioni di regime, come già mostrato con le (5.5.4), la stima di entrambi i parametri è possibile solamente qualora i_{ds} non sia costante. Questo significa fornire un'eccitazione al sistema introducendo un'oscillazione del modulo del flusso rotorico.

5.7 La velocità di rotazione

Notevoli sforzi sono stati fatti nell'ottica di eliminare il trasduttore di velocità essendo un componente costoso, relativamente poco affidabile dal punto di vista meccanico e in generale tale da ridurre la robustezza del sistema nel suo complesso. Del resto si è evidenziato come la conoscenza della velocità sia importante non solo nel caso in cui questa sia l'oggetto del controllo ma anche per garantire buone caratteristiche dell'azionamento in tutte le condizioni di funzionamento (impiego del *modello in corrente* alle basse velocità). Come si vedrà in seguito, i metodi di stima della velocità sono del tutto analoghi a quelli di stima della resistenza rotorica in presenza di trasduttore tachimetrico.

Il metodo più diretto per la stima della velocità è quello basato sulla relazione esistente tra la pulsazione delle grandezze elettriche statoriche e rotoriche [8]:

$$P\omega_m = \omega_s - \omega_r \quad (5.7.1)$$

Come già osservato nel Par. 5.6, tale relazione è valida a regime.

Avendo infatti indicato con ω_s ed ω_r le pulsazioni del flusso statorico e di quello rotorico nei rispettivi riferimenti, si ha che queste differiscono della velocità meccanica solamente se l'angolo ϑ_{rs} di fase fra i due flussi (nello stesso riferimento) rimane costante. Tale condizione è verificata se la coppia si mantiene costante, la sua espressione può infatti essere messa nella forma:

$$C = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \underline{\varphi}_s \cdot j \underline{\varphi}_{rs} = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_s \varphi_{rs} \sin \vartheta_{sr} \quad (5.7.2)$$

Ancora la pulsazione statorica ω_s può essere calcolata mediante la (5.6.3) mentre quella rotorica può essere dedotta dalla (5.6.1). Si ha quindi:

$$P \omega_m = \frac{(\underline{v}_s - R_s \underline{i}_s) \cdot j \underline{\varphi}_s}{\varphi_s^2} - \frac{C R_r}{P \varphi_r^2} \quad (5.7.3)$$

Il risultato fornito dalla (5.7.3) deve ovviamente essere adeguatamente filtrato. In questo lavoro si è messo a punto un algoritmo di tipo adattativo che consente sia di ottenere un risultato filtrato che di evitare operazioni di divisione. Tale algoritmo è rappresentato nello schema a blocchi di Fig. 5.7.1. La scelta dei coefficienti del regolatore PI è dettata dalla necessità di un compromesso tra un segnale di uscita (ω_s ed ω_r) con piccole oscillazioni ed una buona dinamica di risposta.

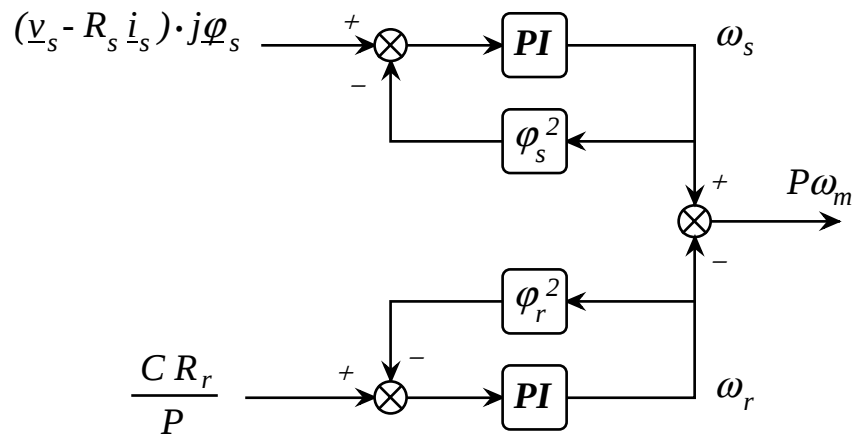


Fig. 5.7.1 - Stima della velocità con regolatori PI

Un altro metodo di tipo adattativo per la stima della velocità è quello basato sul confronto del flusso rotorico ottenuto utilizzando separatamente il *modello in tensione* ed il *modello corrente*. In base al segnale errore, con un opportuno meccanismo di adattamento, è possibile individuare la velocità da fornire al *modello in corrente* affinché questi fornisca gli stessi risultati del ottenuti con il *modello in tensione* [9].

Lo schema a blocchi del sistema *MRAS* che realizza questo algoritmo è riportato in Fig. 5.7.2. La velocità ω_m rappresenta il parametro variabile dell'azione filtrante tra corrente statorica e flusso rotorico rappresentata dal *modello in corrente*. Quando l'errore tra i flussi si annulla l'uscita ω_m del meccanismo di adattamento (che può essere del tutto simile ad un regolatore *PI*) si stabilizza. Il valore di velocità così determinato è ovviamente attendibile qualora sia accurata la stima del flusso con il *modello in tensione* ovvero per velocità medio-alte di rotazione.

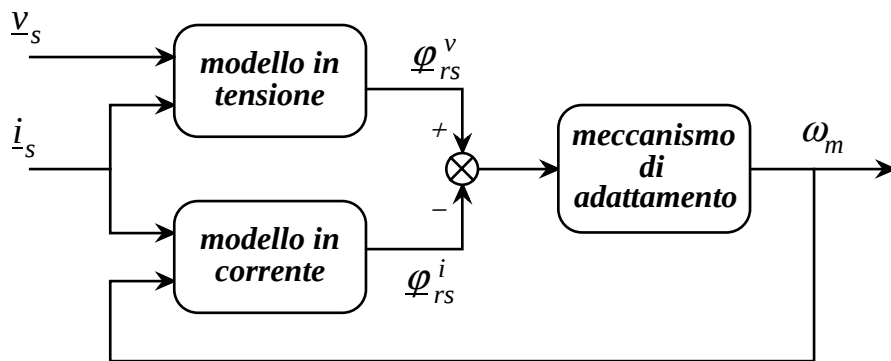


Fig. 5.7.2 - Schema a blocchi di un sistema adattativo *MRAS*

Un'ulteriore metodologia per la stima della velocità è stata messa a punto in questo lavoro. In particolare, utilizzando il *modello in tensione* per il calcolo dei flussi ed introducendo la legge di Ohm rotorica, scritta nel riferimento statorico, è possibile ottenere un'espressione analitica della velocità:

$$\omega_m = \frac{\underline{v}_s - \left(R_s \underline{i}_s + R_r \left(\frac{M^2}{L_r^2} \underline{i}_s - \frac{M}{L_r^2} \underline{\varphi}_{rs} \right) \right) + \sigma L_s \frac{d\underline{i}_s}{dt}}{P \frac{M}{L_r} j \underline{\varphi}_{rs}} \quad (5.7.4)$$

In questo modo vengono impiegate le stesse equazioni utilizzate nel caso precedente di stimatore adattativo, i risultati saranno pertanto ugualmente attendibili e differiranno solamente nel comportamento dinamico. Questi è affetto nel caso precedente dalle costanti del meccanismo di adattamento ed in quest'ultimo dall'entità dell'azione filtrante che deve essere posta a valle della (5.7.4) per limitarne le oscillazioni (disturbi) ad alta frequenza.

La (5.7.4) può essere trasformata da un rapporto tra vettori ad un rapporto tra grandezze scalari proiettando numeratore e denominatore lungo una direzione opportuna.

Scegliendo di moltiplicarla scalarmente per il vettore corrente statorica $\underline{i}_s$ si ottiene un bilancio di potenza e scompare (a regime) il fastidioso termine derivativo della corrente stessa:

$$\omega_m = \frac{\underline{v}_s \cdot \underline{i}_s - R_s i_s^2 - R_r \left(\frac{M^2}{L_r^2} i_s^2 - \frac{M}{L_r} \underline{\varphi}_{rs} \cdot \underline{i}_s \right)}{C} \quad (5.7.5)$$

$$\frac{M^2}{L_r^2} i_s^2 - \frac{M}{L_r} \underline{\varphi}_{rs} \cdot \underline{i}_s = i_r^2 \quad (5.7.6)$$

Si può facilmente verificare che il termine entro parentesi nella (5.7.5) rappresenta effettivamente il quadrato della corrente rotorica (5.7.6). La (5.7.5) consente di calcolare la velocità di rotazione con un bilancio di potenze; ovviamente per bassi valori di coppia (al limite $C=0$) la stima diviene inaffidabile essendo espressa dal rapporto di grandezze poco significative.

Conformemente alle ipotesi di studio introdotte nel Cap.1, vengono trascurate le perdite nel ferro. L'errore introdotto da tale assunzione risulta evidente nel caso di impiego della (5.7.5) e comunque permane anche utilizzando i metodi di stima precedentemente citati. Va peraltro osservato che le perdite nel ferro sono proporzionali al quadrato della tensione di alimentazione (Cap.1) e pertanto risultano di entità assai modesta per basse velocità (e quindi, a parità di flusso, a basse tensioni). E' proprio in tali condizioni di funzionamento che la stima della velocità deve essere accurata sia per consentire l'impiego del *modello in corrente* sia perché alle velocità più elevate la pulsazione meccanica si confonde con quella elettrica (facilmente calcolabile) essendo lo scorrimento generalmente limitato a qualche %.

E' possibile proiettare il rapporto vettoriale (5.7.4) anche lungo altre direzioni. In particolare considerando quella identificata dalla perpendicolare al vettore corrente statorica ($j\underline{i}_s$) si ottiene una sorta di bilancio di potenze reattive e scompare il termine relativo alla resistenza statorica R_s . E' in tal modo possibile una stima della velocità indipendentemente dal valore assunto da tale resistenza.

Alcuni Autori hanno proposto metodi di stima della velocità basati sulla determinazione della frequenza delle armoniche di cava (dentatura) nelle correnti statoriche [11]. Tali metodi si sono però rivelati piuttosto critici nelle applicazioni soprattutto per la grande mole di calcoli che devono essere eseguiti in linea e per la loro sensibilità ai disturbi armonici inevitabilmente introdotti dal convertitore statico.

5.7 Riferimenti bibliografici

- [1] E.Akin, H.B.Ertan, M.Y.Uctug: "*Vector control of induction motor through rotor flux orientation with stator flux components as reference*", ICEM -1992, Manchester (UK), Vol. 3, pp. 853-857.
- [2] B.W.Williams, T.C.Green: "*Steady-state control of an induction motor by estimation of stator flux magnitude*", IEE Proc.B, Vol. 138, N. 2, March 1991, pp. 69-74.
- [3] T.G.Habetler, F.Profumo, G.Griva, M.Pastorelli, A.Bettini: "*Stator resistance tuning in a stator flux field oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator*", EPE-1993, Brighton (UK), pp. 292-299.
- [4] L.J.Garces: "*Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor*", IEEE Trans. IA, Vol. 16, N. 2, Mar/Apr 1980, pp.173-178.
- [5] K.Harms, W.Leonard: "*Parameter adaptive control of induction motor based steady-state machine model*", EPE-1985, Brussel (B).
- [6] L.C.Zai, T.A.Lipo: "*An extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives*", IEEE-IAS Oct 1987, pp. 187-193.
- [7] K.J.Astrom, B.Wittenmark: "*Adaptive control*", ADDISON-WESLEY, New York (USA), 1989.
- [8] U.Baader, M.Depenbrock, G.Gierse: "*Direct Self Control (DSC) of inverter-fed induction machine: A basis for speed control without speed measurement*", IEEE Trans. IA, Vol. 28, N. 3, May/Jun 1992, pp. 581-588.
- [9] C.Shauder: "*Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers*", IEEE Trans. IA, Vol. 28, N. 5, Sep/Oct 1992, pp. 1054-1061.
- [10] P.Vas: "*Vector control of AC machines motor*", CLAREDON PRESS, Oxford (UK), 1990.
- [11] I.Miyashita, Y.Ohmori: "*Improvement of robustness on speed sensorless vector control of induction machines*", EPE-1991, Firenze (IT), Vol. 4, pp. 660-665.

6. SIMULAZIONI NUMERICHE

6.1 Sommario

Dopo aver elaborato le equazioni di macchina (già descritte nel Cap.1) in modo da consentire una loro agevole integrazione, in questo capitolo saranno descritte alcune tecniche di calcolo numerico utili al fine di discretizzare e quindi simulare il funzionamento della macchina asincrona. Sarà quindi descritto un metodo per il calcolo delle condizioni iniziali affinché lo studio del sistema, fissati i valori di flusso e coppia desiderati, possa avere inizio da una prefissata condizione di regime sinusoidale.

Per quanto riguarda la simulazione del sistema di controllo, saranno introdotti quegli errori e quelle approssimazioni che tipicamente ricorrono nelle applicazioni (errori di misura ed *offset* per i trasduttori, tempo di calcolo non nullo ed aritmetica a limitato numero di cifre per il processore).

Saranno quindi considerati i principali metodi per la discretizzazione degli stimatori di flusso introdotti nel Cap.4 al fine di poter riprodurre esattamente le operazioni che sono realmente eseguite nelle applicazioni dal processore numerico.

Con l'ausilio del linguaggio FORTRAN saranno quindi generati opportuni codici di calcolo mediante i quali verranno simulati alcuni degli schemi di controllo e di stima proposti nei capitoli precedenti. Di questi ne saranno analizzate in particolare le caratteristiche di regime e transitorie nelle diverse condizioni di funzionamento.

6.2 Integrazione delle equazioni di macchina

Esprimendo le equazioni di macchina in un riferimento statorico, è possibile ottenere una rappresentazione analitica del motore asincrono senza dovere introdurre la posizione del rotore ma unicamente mediante la sua velocità ($\omega = P \omega_m$):

$$\begin{cases} \underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\varphi}_s}{dt} \\ \underline{\varphi}_s = L_s \underline{i}_s + M \underline{i}_{rs} \end{cases} \quad (6.2.1)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r \underline{i}_{rs} + \frac{d\underline{\varphi}_{rs}}{dt} - j\omega \underline{\varphi}_{rs} \\ \underline{\varphi}_{rs} = L_r \underline{i}_{rs} + M \underline{i}_s \end{cases} \quad (6.2.2)$$

Eliminando i flussi dalle (6.2.1) e (6.2.2) si ha:

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + L_s \frac{d\underline{i}_s}{dt} + M \frac{d\underline{i}_{rs}}{dt} \quad (6.2.3)$$

$$0 = R_r \underline{i}_{rs} + L_r \frac{d\underline{i}_{rs}}{dt} + M \frac{d\underline{i}_s}{dt} - j\omega L_r \underline{i}_{rs} - j\omega M \underline{i}_s \quad (6.2.4)$$

Elaborando tali equazioni è possibile esplicitare le derivate delle correnti:

$$\frac{d\underline{i}_s}{dt} = \frac{L_r \underline{v}_s - \underline{i}_s (R_s L_r + j\omega M^2) + M \underline{i}_{rs} (R_r - j\omega L_r)}{L_s L_r - M^2} \quad (6.2.5)$$

$$\frac{d\underline{i}_{rs}}{dt} = \frac{-\underline{i}_r (R_r L_s - j\omega L_s L_r) - M (\underline{v}_s - \underline{i}_s (R_s + j\omega L_s))}{L_s L_r - M^2} \quad (6.2.6)$$

La velocità è determinata dall'equazione meccanica all'albero. Con ovvio significato dei simboli, tale equazione diviene:

$$C = C_{res} + \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} + \frac{K_v}{P} \omega \quad (6.2.7)$$

Introducendo nella (6.2.7) l'espressione della coppia elettromagnetica in funzione delle correnti ed esplicitando la derivata della velocità si ottiene:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (P M \underline{i}_s \cdot j \underline{i}_{rs} - C_{res}) - \frac{K_v}{J} \omega \quad (6.2.8)$$

Osservando le (6.2.5), (6.2.6) e (6.2.8) si deduce che le correnti e la velocità possono essere assunte come variabili di stato (*2 vettori + 1 scalare = 5 scalari*). Tali espressioni costituiscono un sistema di 5 equazioni differenziali scalari non lineari del 1° ordine scritte in forma normale. La soluzione di tale sistema è un tipico problema alle condizioni iniziali detto anche *Problema di Cauchy* [1],[2]. L'analisi numerica propone in questo caso vari metodi di soluzione con diverse precisioni di calcolo. Gli errori caratteristici di ogni algoritmo di calcolo si distinguono in 2 categorie: l'*errore di troncamento* e l'*errore di arrotondamento* [2],[3].

L'*errore di troncamento* è strettamente correlato al tipo di algoritmo ed in generale è tanto minore quanto minore è il passo di integrazione.

L'*errore di arrotondamento* è strettamente connesso alla precisione con la quale vengono eseguiti i calcoli ovvero al numero di cifre significative di cui dispone l'elaboratore numerico. Ad ogni passo di integrazione si sommano gli errori di arrotondamento relativi ai passi precedenti e quindi

tale errore aumenta all'aumentare del numero di passi ovvero al ridursi del tempo di integrazione.

Per minimizzare l'errore globale è dunque necessario scegliere un passo di integrazione che costituisca un giusto compromesso tra le sopraccitate opposte esigenze. Si deve inoltre considerare il fatto che ad un ridotto passo di integrazione corrisponde un maggior tempo di calcolo (a parità della durata complessiva della simulazione). Generalmente la scelta del passo avviene per tentativi essendo l'ottimo funzione delle equazioni da integrare, dell'algoritmo numerico scelto e della precisione di calcolo che viene impiegata..

Il metodo che solitamente fornisce i migliori risultati in termini di precisione e di tempi di calcolo è quello di *Runge-Kutta* del 4° ordine [2].

Nel caso in esame, si osserva che la non-linearità del sistema è dovuta al fatto che le correnti vengono moltiplicate per la velocità e nell'equazione meccanica (6.2.8) compaiono dei prodotti tra le correnti (espressione della coppia elettromagnetica). Essendo la dinamica di variazione della velocità elettrica dell'albero ω decisamente inferiore a quella delle altre grandezze elettriche in gioco (corrente statorica e corrente rotorica), è lecito risolvere separatamente la (6.2.5) e (6.2.6) dalla (6.2.8). In questo modo, ritenendo costante ω all'interno di ogni passo di integrazione, è possibile risolvere il sistema di equazioni nelle correnti (sistema che diviene ora lineare stazionario) e, grazie ai valori ottenuti, calcolare la velocità con un metodo di integrazione che può semplicemente essere quello di *Eulero* (pendenza puntuale ovvero integrazione rettangolare) [2].

Nel caso particolare di alimentazione della macchina con *inverter a tensione impressa*, prescindendo dalle cadute sugli interruttori statici, è possibile ritenere costante la tensione applicata al motore per l'intera durata di ogni ciclo di campionamento (controllo diretto di coppia). L'ingresso del sistema (azione forzante) è pertanto costante a tratti ed il sistema di equazioni differenziali può essere risolto analiticamente con relativa facilità assumendo il passo di integrazione uguale a quello di campionamento e quindi minimizzando i tempi di calcolo.

Le (6.2.5) e (6.2.6) possono quindi essere poste nella forma canonica tipica per i sistemi lineari *ISU* (Ingresso-Stato-Uscita) essendo la tensione statorica l'ingresso e le correnti le uscite:

$$\frac{d\underline{i}(t)}{dt} = A(\omega) \underline{i}(t) + B \underline{v}(t) \quad (6.2.9)$$

avendo indicato con:

$$\underline{\underline{i}}(t) = \begin{bmatrix} i_s(t) \\ i_{rs}(t) \end{bmatrix} \quad \underline{\underline{v}}(t) = \begin{bmatrix} v_s(t) \\ v_r(t) \end{bmatrix}$$

$$A(\omega) = \frac{1}{L_s L_r - M^2} \begin{bmatrix} -(R_s L_r + j\omega M^2) & M(R_r - j\omega L_r) \\ -M(R_s + j\omega L_s) & -(R_r L_s - j\omega L_s L_r) \end{bmatrix}$$

$$B = \frac{1}{L_s L_r - M^2} \begin{bmatrix} L_r \\ -M \end{bmatrix}$$

E' ora possibile risolvere il sistema lineare stazionario (6.2.9) con l'ausilio della *Teoria dei Sistemi* [4] che porta a definire la soluzione (funzione di transizione degli stati) nella forma:

$$\underline{\underline{i}}(t) = e^{At} \underline{\underline{i}}(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)} B \underline{\underline{v}}(\tau) d\tau \quad (6.2.10)$$

Si noti che quando si considerano sistemi stazionari l'istante iniziale viene posto uguale a zero senza alcuna perdita di generalità grazie alla proprietà di traslazione nel tempo di cause ed effetti [4]. Nel caso in esame con $t=0$ si indica l'istante relativo al ciclo precedente mentre con $t=T$ si indica il passo di calcolo e di campionamento ovvero l'istante relativo al ciclo attuale.

La (6.2.10) può pertanto essere discretizzata portando alla forma:

$$\underline{\underline{i}}(t+T) = A_d \underline{\underline{i}}(t) + B_d \underline{\underline{v}}(t)$$

$$A_d = e^{AT} \quad B_d = \int_0^T e^{A(T-\tau)} B d\tau \quad (6.2.11)$$

L'evoluzione temporale discreta è ovviamente del tipo $t = t + T$.

La soluzione del sistema lineare stazionario si traduce quindi nella determinazione delle matrici A_d e B_d ovvero al calcolo di un'esponenziale di matrice e di un suo integrale.

Il calcolo dell'esponenziale di matrice, così come quello del suo integrale, può essere eseguito in base alla definizione stessa di esponenziale (utilizzando lo sviluppo in serie con un numero di termini adeguato alla precisione che si vuole ottenere) oppure utilizzando il metodo del *polinomio interpolante* basato sulla determinazione degli *autovalori* della matrice A . Per ulteriori dettagli in merito si rimanda a [4].

6.3 Assegnazione delle condizioni iniziali

Per minimizzare i tempi di calcolo, o quantomeno al fine di consentire l'inizio della simulazione numerica da una prefissata condizione di regime sinusoidale, si è reso necessario determinare il valore iniziale di tutte le grandezze elettriche di macchina. In particolare, conformemente con quanto descritto nei Cap.3 e 4, si sono individuati i valori di tali grandezze una volta assegnati i valori desiderati al modulo del flusso ed alla coppia. Il flusso può essere quello rotorico o quello statorico.

Modulo del flusso rotorico e coppia

Si vuole individuare la condizione di regime corrispondente ad un flusso rotorico di modulo φ_r ed a una coppia C . Essendo la fase iniziale arbitraria, si assume il vettore flusso rotorico disposto lungo l'asse reale del riferimento statorico:

$$\underline{\varphi}_{rs} = \varphi_r$$

In base alle (3.4.6) è possibile individuare il corrispondente vettore corrente statorica:

$$\underline{i}_s = i_{ds} + j i_{qs} = \frac{1}{M} \left(\varphi_r + j \frac{L_r}{P \varphi_r} C \right) \quad (6.3.1)$$

Dalle relazioni di legame tra i flussi è ora possibile individuare il vettore flusso statorico ed il vettore corrente rotorica:

$$\begin{aligned} \underline{\varphi}_s &= \frac{M}{L_r} \underline{\varphi}_{rs} + \sigma L_s \underline{i}_s \\ \underline{i}_{rs} &= \frac{1}{L_r} (\underline{\varphi}_{rs} - M \underline{i}_s) \end{aligned} \quad (6.3.2)$$

Assegnati il modulo del flusso rotorico e la coppia è quindi possibile determinare univocamente il punto di funzionamento della macchina.

Modulo del flusso statorico e coppia

In questo caso si vuole individuare la condizione di regime corrispondente ad un flusso statorico di modulo φ_s ed a una coppia C . Razionalizzando la (3.7.1) si ottiene un'equazione del tipo:

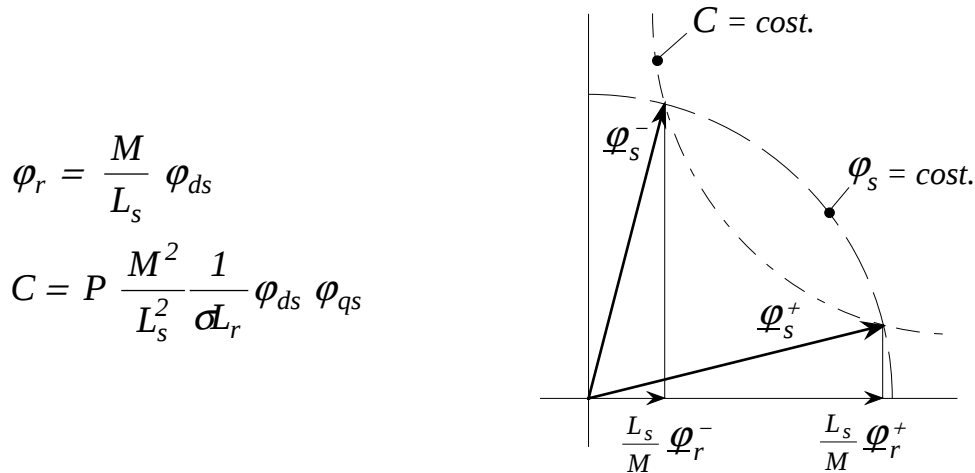
$$\varphi_r^4 - \left(\frac{M}{L_s} \varphi_s \right)^2 \varphi_r^2 + (\sigma L_r C)^2 = 0 \quad (6.3.3)$$

La (6.3.3) può essere risolta in termini di modulo del flusso rotorico:

$$\varphi_r^2 = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{M}{L_s} \varphi_s \right)^2 \pm \sqrt{\left(\frac{M}{L_s} \varphi_s \right)^4 - 4(\sigma L_r C)^2} \right] \quad (6.3.4)$$

E' possibile dimostrare che la soluzione ottenuta dalla (6.3.4) con il segno positivo (+) corrisponde ad un punto di funzionamento a basso scorrimento mentre quella ottenuta con il segno negativo (-) corrisponde ad un punto di funzionamento ad alto scorrimento (si consideri a questo proposito la caratteristica meccanica $C=C(\omega_m)$ a flusso statorico costante).

Dalle (3.5.5), qui sotto riportate, si può infatti dedurre che le caratteristiche a coppia costante corrispondono ad iperboli nelle componenti φ_{ds} , φ_{qs} mentre le caratteristiche a modulo del flusso statorico costante sono ovviamente rappresentate da circonferenze. La situazione è quindi quella schematizzata nel sottostante diagramma vettoriale.



Dalla (6.3.4) è quindi possibile dedurre il quadrato e quindi il modulo del flusso rotorico (scegliendo la soluzione (+)). Ancora posizionando il vettore flusso rotorico sull'asse reale del riferimento statorico si ha:

$$\varphi_{rs} = \varphi_r$$

Applicando nuovamente le (6.3.1) e (6.3.2) è possibile ricostruire tutte le grandezze di macchina di interesse ovvero i vettori corrente statorica, flusso statorico e corrente rotorica.

6.4 Simulazione del sistema di acquisizione e di controllo

Al fine di poter simulare il più realisticamente possibile l'intero azionamento per il controllo della coppia, vengono inseriti nel programma di simulazione quegli errori e quelle approssimazioni che tipicamente ricorrono nelle applicazioni.

Per quanto riguarda le misure di corrente, di tensione ed eventualmente di velocità, è prevista la possibilità di limitare il numero di cifre significative (simulando così la presenza dei *convertitori A/D* tipicamente a 12 *bit*), di inserire un fuori zero (*offset*) e fissare un errore di linearità sulla grandezza misurata (simulando così la presenza di *trasduttori elettrici ed elettromeccanici*) e di sovrapporre al segnale un rumore *bianco* di prefissate caratteristiche (simulando così disturbi di vario genere sempre presenti nelle applicazioni).

Per quanto riguarda la precisione dei calcoli che il microprocessore deve eseguire in linea, è possibile considerare un ridotto numero di cifre significative in corrispondenza del limitato numero di *bit* di cui questi dispone. Questo problema assume particolare rilevanza nel caso di processore del tipo a virgola fissa e quindi dotato di un limitato numero di *bit* per l'elaborazione e la memorizzazione dei dati (tipicamente 16/32 *bit* in singola/doppia precisione).

Al fine di considerare anche il tempo di calcolo necessario al sistema di controllo per acquisire e convertire le grandezze misurate, elaborare i dati ed individuare la nuova configurazione degli interruttori statici dell'*inverter*, è previsto uno sfasamento temporale tra il campionamento e l'aggiornamento della tensione applicata alla macchina. L'introduzione di questo ritardo comporta lo sdoppiamento del passo di integrazione in due parti: una corrispondente al tempo di calcolo e l'altra al tempo che rimane per completare il passo di campionamento.

Il convertitore statico è un *inverter* a tensione impressa. Per semplicità si è ritenuto di poter considerare la non-idealità dei componenti di potenza semplicemente aggiungendo una resistenza addizionale in serie alle fasi statoriche di macchina. Si sono inoltre trascurati gli effetti dovuti ai tempi morti sempre presenti nelle applicazioni per evitare l'accensione contemporanea di due interruttori sullo stesso ramo (tipicamente $1 \div 3 \mu s$ per componenti a tecnologia MOS). Nel periodo corrispondente al tempo morto, essendo entrambi gli interruttori del ramo in stato di interdizione, la corrente fluisce unicamente sui diodi di libera circolazione e quindi il segno della tensione del relativo morsetto di uscita dipende dal verso della corrente stessa.

6.5 Discretizzazione delle equazioni per la stima del flusso

Nel Cap.4 sono stati descritti i principali metodi per la stima del flusso. In particolare, in base al modello della macchina, sono state dedotte le equazioni differenziali di legame tra il flusso (statorico e/o rotorico) e le grandezze elettromeccaniche direttamente misurabili. La determinazione del flusso passa quindi attraverso la soluzione numerica di tali equazioni differenziali.

Modello in tensione

Il flusso statorico è legato alla tensione ed alla corrente statorica dalla relazione:

$$\underline{v}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (6.5.1)$$

Con una semplice operazione di integrazione si ottiene:

$$\varphi_s = \int_0^t (\underline{v}_s - R_s \underline{i}_s) dt \quad (6.5.2)$$

La (6.5.2) può essere discretizzata impiegando l'approssimazione rettangolare o trapezia per il calcolo dell'integrale. Definito con T il periodo di campionamento e con k l'indice del campione attuale si ha rispettivamente:

$$\varphi_s(k) = \varphi_s(k-1) + (\underline{v}_s(n) - R_s \underline{i}_s(n)) T \quad \text{rettangolare, } n=k \text{ o } n=k-1 \quad (6.5.3)$$

$$\varphi_s(k) = \varphi_s(k-1) + (\underline{v}_s(k) + \underline{v}_s(k-1) - R_s(\underline{i}_s(k) + \underline{i}_s(k-1))) T/2 \quad \text{trapezia} \quad (6.5.4)$$

Modello in corrente

Il flusso rotorico, nel riferimento statorico, è legato alla corrente statorica ed alla velocità di rotazione dalla relazione:

$$\tau_r \frac{d\varphi_{rs}}{dt} + (1 - j \omega \tau_r) \varphi_{rs} = M \underline{i}_s \quad (6.5.5)$$

Considerando le variabili di ingresso $\underline{i}_s$ ed ω costanti a tratti (all'interno del periodo di campionamento) è possibile risolvere analiticamente la (6.5.5) essendo in tali condizioni un'equazione differenziale lineare del 1° ordine a coefficienti costanti. Come noto, la soluzione si può ottenere come somma del suo integrale generale (omogenea associata) e di un integrale particolare che in questo caso risulta semplicemente una costante. Si ha così:

$$\varphi_{rs}(k) = e^{-\alpha T / \tau_r} \varphi_{rs}(k-1) + \left(1 - e^{-\alpha T / \tau_r}\right) \frac{M}{\alpha} \underline{i}_s \quad (6.5.6)$$

avendo posto: $\underline{\alpha} = 1 - j \omega \tau_r$

La (6.5.6) non è ovviamente adatta per essere implementata su microprocessore a causa della presenza degli esponenziali. Per semplificare i calcoli è però possibile approssimare questi ultimi con il loro sviluppo in serie. In particolare, considerando solo i primi due termini, si ottiene:

$$\underline{\varphi}_{rs}(k) = \left(1 - \frac{T}{\tau_r} + j \omega T\right) \underline{\varphi}_{rs}(k-1) + \frac{T}{\tau_r} M \underline{i}_s \quad (6.5.7)$$

La (6.5.5) può anche essere risolta per integrazione diretta della derivata del flusso ovvero con il metodo di *Eulero* [2],[5]:

$$\underline{\varphi}_{rs} = \int_0^t \left((j\omega - \frac{1}{\tau_r}) \underline{\varphi}_{rs} + \frac{M}{\tau_r} \underline{i}_s \right) dt \quad (6.5.8)$$

E' immediato verificare che anche l'integrazione rettangolare della (6.5.8) porta alla forma (6.5.7) che peraltro è piuttosto semplice da implementare richiedendo solo operazioni di somma e di moltiplicazione tra le variabili.

E' possibile impiegare anche altri metodi di discretizzazione per la soluzione della (6.5.5). Il problema è del tutto analogo a quello della trasformazione di un filtro analogico in un filtro numerico [5]. In particolare, applicando la trasformata di *Laplace*, si ottiene:

$$\underline{\varphi}_{rs} = \frac{M}{1 + p \tau_r - j \omega \tau_r} \underline{i}_s \quad (6.5.9)$$

Dalla forma (6.5.9) si passa a quella delle *z-trasformate*, e quindi direttamente alla discretizzazione, applicando uno dei vari metodi riportati in letteratura (tipicamente il metodo dell'*invarianza all'impulso* o quello della *trasformazione bilineare*) [5]. Le forme risolutive così ottenute forniscono sostanzialmente gli stessi risultati della (6.5.7) che risulta di più semplice implementazione e sarà quindi quella che verrà impiegata nelle applicazioni.

Modello combinato

Nel caso di impiego di combinazione dinamica dei due modelli si rende necessaria la discretizzazione di un filtro passa-basso del tipo:

$$\underline{y} = \frac{1}{1 + \tau p} \underline{x} \quad (6.5.10)$$

essendo τ la costante di tempo e $1/\tau$ la relativa pulsazione di taglio [6].

Anche tale filtro è rappresentato da un'equazione differenziale lineare del 1° ordine a coefficienti costanti. Per la sua digitalizzazione valgono quindi le stesse considerazioni effettuate per il *modello in corrente*. La forma risolutiva diviene pertanto del tipo:

$$\underline{y}(k) = \left(1 - \frac{T}{\tau}\right) \underline{y}(k-1) + \frac{T}{\tau} \underline{x} \quad (6.5.11)$$

6.6 Risultati delle simulazioni numeriche

In base alle considerazioni svolte nei paragrafi precedenti, è stato sviluppato un programma FORTRAN [7] in grado di simulare il più realisticamente possibile il comportamento dell'intero azionamento.

Il programma è strutturato a *subroutine* in modo da consentire una maggior flessibilità soprattutto in termini di aggiunta, modifica o eliminazione di alcuni sue parti. I suoi blocchi principali sono:

- ⌚ Lettura dai *file* dati
- ⌚ Impostazione delle costanti ed inizializzazione delle variabili
- ⌚ Calcolo dell'esponenziale di matrice e del suo integrale
- ➡ Simulazione dei trasduttori di misura
- ⌚ Simulazione dell'algoritmo di controllo
- ⌚ Simulazione del convertitore (*inverter*)
- ⌚ Integrazione delle equazioni di macchina con il modello discreto
- ⌚ Stampa su *file* delle variabili di interesse e ripetizione del ciclo (➡)

I *file* dati sono 3 e contengono rispettivamente informazioni riguardanti:

- 1) Parametri del motore
- 2) Caratteristiche dell'algoritmo di controllo
- 3) Caratteristiche della simulazione e selezione delle variabili di uscita

Il programma consente anche l'impiego del metodo di *Runge-Kutta* (4° ordine) per l'integrazione delle equazioni di macchina. In tal caso si deve selezionare un passo di integrazione inferiore rispetto a quello impiegato dall'algoritmo discreto (che nel caso di tempo di calcolo simulato = 0 coincide con il passo di campionamento) e quindi la durata della simulazione diviene decisamente superiore. L'ottimo, in termini di precisione dei risultati, si è constatato essere circa 5 μ s.

Nelle pagine seguenti saranno riportati i risultati delle simulazioni numeriche ottenuti nel caso di funzionamento in condizioni di regime e di funzionamento in condizioni transitorie.

Funzionamento di regime

Nelle simulazioni che seguono si farà riferimento al controllo diretto di coppia e flusso con la macchina asincrona denominata Motore 1 nel successivo Par. 7.2. In base alle prove di laboratorio si sono desunti i seguenti valori dei parametri (collegamento a triangolo e parametri di fase relativi alla stella equivalente):

$$\begin{array}{lll} R_s = 0.40 \, \Omega & R_r = 0.31 \, \Omega & 2 \text{ poli (50 Hz)} \\ M = 0.067 \, H & l_s = 3.3 \, mH & l_r = 3.3 \, mH \end{array}$$

Si suppone che la tensione lato continua E sia ottenuta raddrizzando la rete trifase a 220 V ovvero sia all'incirca $E=300 \, V$. La frequenza di campionamento è di 20 kHz ($T=50 \, \mu s$) ed il tempo di ritardo per le uscite (tempo di calcolo del DSP) è di 30 μs . La macchina lavora in condizioni di coppia e di flusso nominale ($C=13 \, Nm$ e $\varphi_s=0.682 \, Wb$) ed alla velocità di 100 rad/s.

Se non specificato diversamente, la sequenza di commutazione degli interruttori avviene mediante la metodologia già descritta nel Par. 2.5 (indicata con la lettera A) che impiega le configurazioni *dirette/nulle* dell'inverter. La stima del flusso è indifferentemente eseguita con il *modello in tensione* o con quello *in corrente* essendo corretta l'impostazione dei parametri di macchina (in questo caso con il *modello in tensione*).

Le Figg. 6.6.1÷6.6.6 mostrano l'andamento della tensione e della corrente di fase (Y), ed i relativi spettri armonici, per diversi valori delle bande d'isteresi di coppia e di flusso e nel caso limite di un percorso esagonale di quest'ultimo (DSC).

Si può osservare che l'ampiezza dell'armonica fondamentale di tensione (e quindi di quella di corrente) è praticamente insensibile alla variazione dell'ampiezza delle bande mentre il contenuto armonico delle tensioni risulta particolarmente influenzato dall'ampiezza della banda del flusso soprattutto per quanto riguarda le armoniche di basso ordine. La presenza di queste provoca la circolazione delle corrispondenti armoniche di corrente la cui entità è ovviamente decrescente all'aumentare del loro ordine dato l'effetto filtro delle fasi di macchina (carico *ohmico-induttivo*). In particolare, per i maggiori valori della banda del flusso e nel caso limite esagonale, assumono notevole importanza le armoniche 5^a, 7^a, 11^a e 13^a. La circolazione di tali armoniche di corrente provoca un'inutile dissipazione di energia per effetto *Joule* sulle fasi statoriche e rotoriche.

Va peraltro osservato che ad un aumento dell'ampiezza della banda del flusso corrisponde una riduzione della frequenza di commutazione e delle conseguenti perdite sugli interruttori statici. Caso per caso è possibile minimizzare la somma delle perdite *Joule* e di quelle per commutazione. Se la realizzazione del convertitore avviene con l'impiego di componenti quali *IGBT* o *MOSFET*, tale procedura porta all'adozione di bande del flusso di un'ampiezza pari a circa qualche %.

L'ampiezza della banda di coppia, alterando il contenuto armonico delle tensioni solo alle alte frequenze, è piuttosto influente rispetto al contenuto armonico delle correnti mentre incide notevolmente sulla frequenza di commutazione. La scelta di una piccola ampiezza per tale banda è dettata dalla necessità di una limitata ondulazione della coppia (per problemi di rumorosità, di vibrazioni ed usura meccanica e di oscillazioni di velocità soprattutto nel caso di basse inerzie).

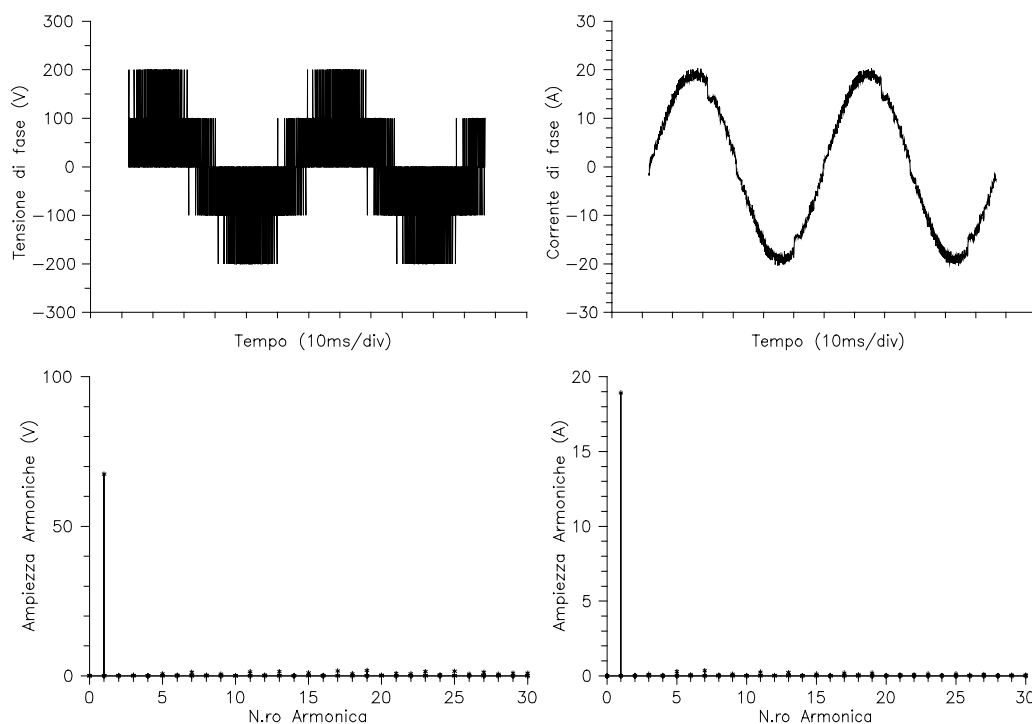


Fig. 6.6.1 - Tensione e corrente di fase e relativi spettri armonici per $\Delta C=0$ e $\Delta\varphi=0$

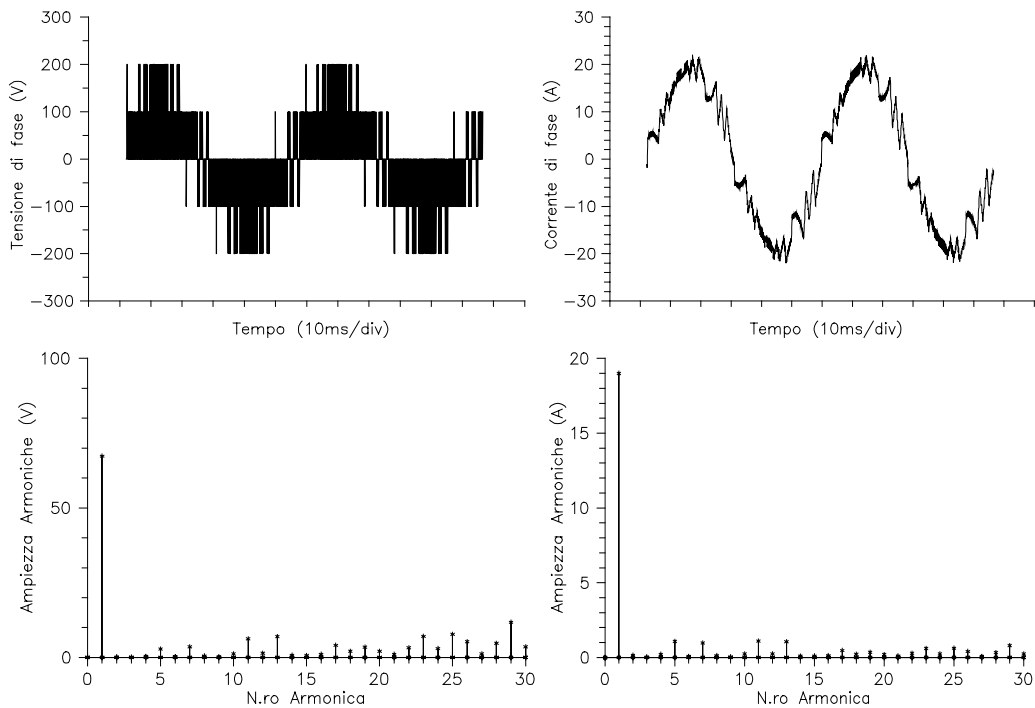


Fig. 6.6.2 - *Tensione e corrente di fase e relativi spettri armonici per $\Delta C=0$ e $\Delta\phi=6\%$*

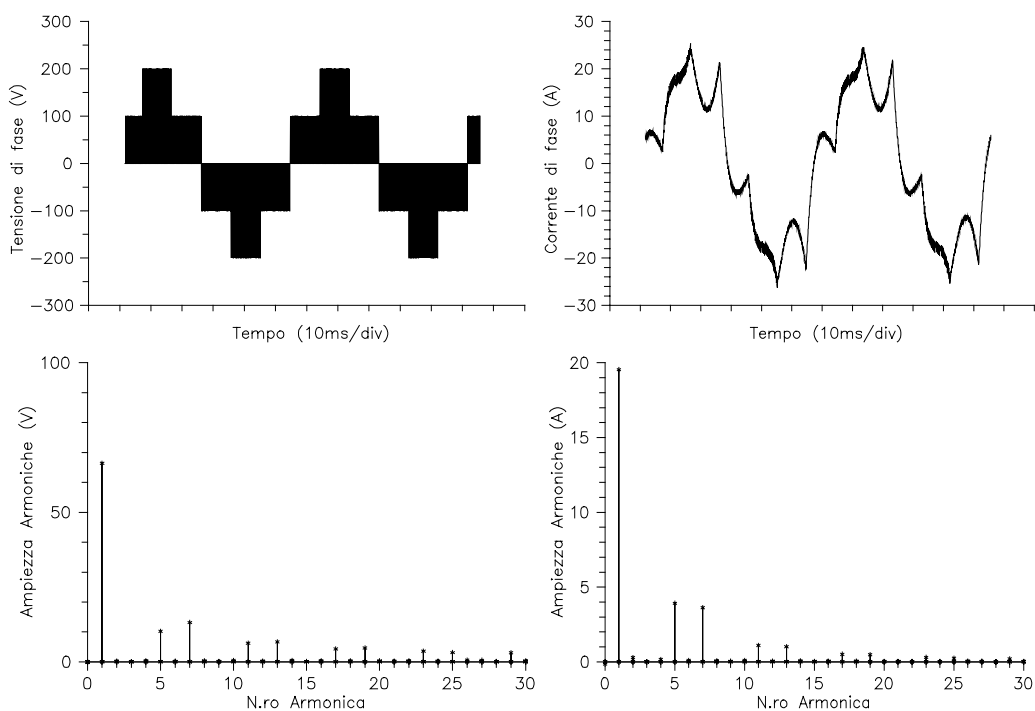


Fig. 6.6.3 - *Tensione e corrente di fase e relativi spettri armonici per $\Delta C=0$ e $\Delta\phi=14\%$ (esagono)*

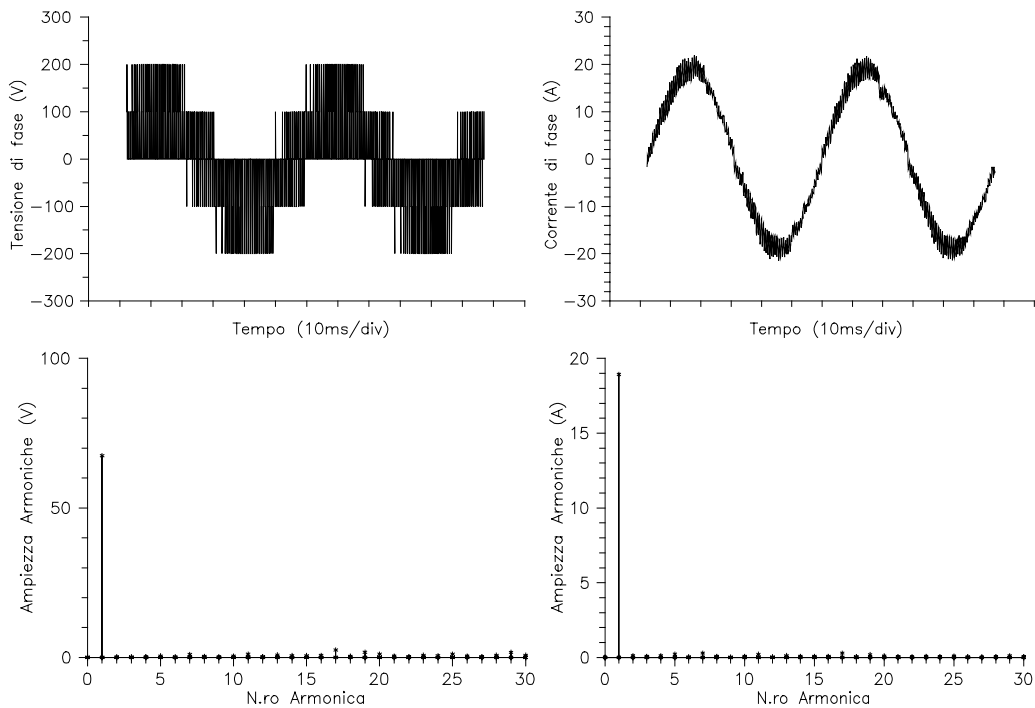


Fig. 6.6.4 - *Tensione e corrente di fase e relativi spettri armonici, $\Delta C=20\%$ e $\Delta\phi=0$*

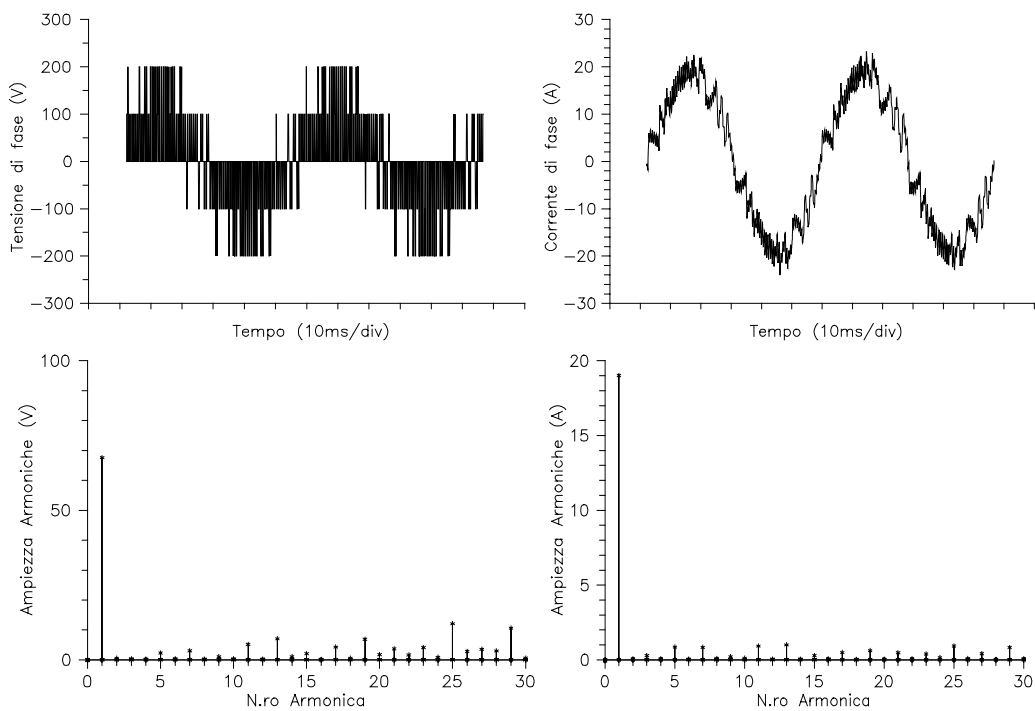


Fig. 6.6.5 - *Tensione e corrente di fase e relativi spettri armonici per $\Delta C=20\%$ e $\Delta\phi=6\%$*

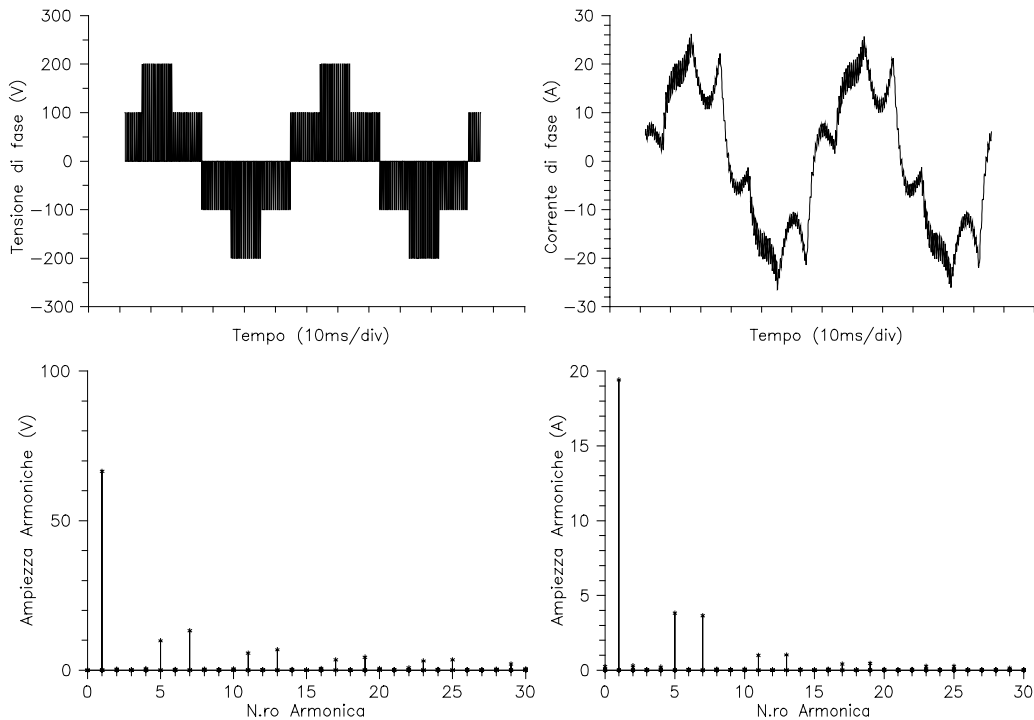


Fig. 6.6.6 - *Tensione e corrente di fase e relativi spettri armonici per $\Delta C=20\%$ e $\Delta\phi=14\%$ (esagono)*

Le successive Figg. 6.6.7÷6.6.10 evidenziano l'andamento istantaneo della coppia e del modulo del flusso statorico per diversi valori delle rispettive bande d'isteresi.

Si può notare che, anche in presenza di bande nulle (senza isteresi), le oscillazioni di coppia e flusso non scendono al di sotto di certi valori limite a causa della durata non nulla del tempo di campionamento e della presenza di un certo tempo di ritardo (tempo di calcolo del *DSP*). In particolare, tali oscillazioni sono tanto minori quanto minori sono il tempo campionamento, quello di calcolo e la tensione di alimentazione lato continua (*E*). Per quanto riguarda la coppia, la sua oscillazione è inoltre tanto minore quanto maggiori sono le induttanze di dispersione di macchina. Altrettanto dicasi per il *ripple* delle correnti.

L'ampiezza della banda di flusso è praticamente influente sull'andamento della coppia mentre l'andamento del modulo del flusso dipende dall'ampiezza della banda di coppia. Questo tipo algoritmo di scelta delle configurazioni (*dirette/nulle*) privilegia infatti il controllo della coppia rispetto a quello del flusso adottando in ogni caso la configurazione nulla per ottenere una riduzione della coppia.

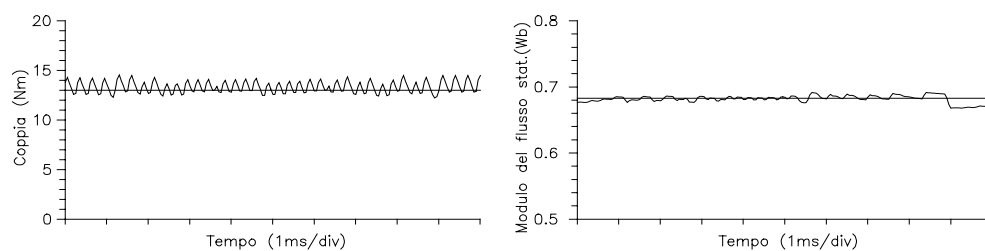


Fig. 6.6.7 - Coppia e flusso statorico con $\Delta C=0$ e $\Delta\phi=0$

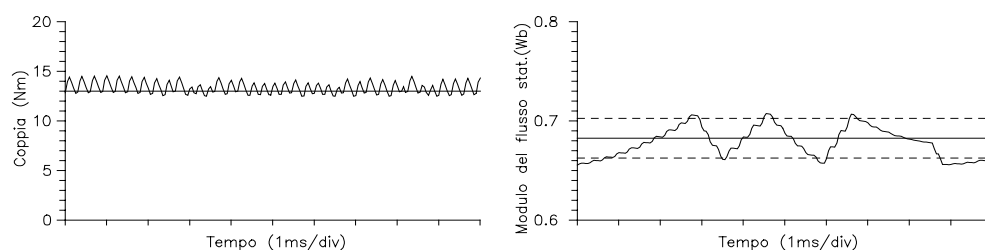


Fig. 6.6.8 - Coppia e flusso statorico con $\Delta C=0$ e $\Delta\phi=6\%$

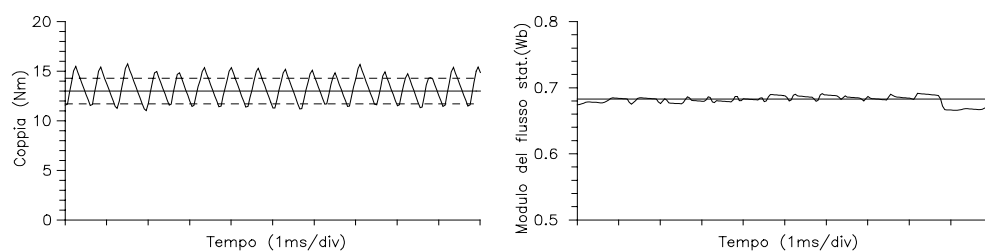


Fig. 6.6.9 - Coppia e flusso statorico con $\Delta C=20\%$ e $\Delta\phi=0$

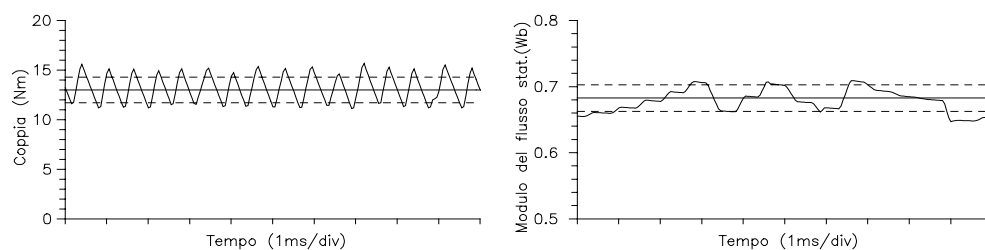


Fig. 6.6.10 - Coppia e flusso statorico con $\Delta C=20\%$ e $\Delta\phi=6\%$

Con riferimento al metodo per la determinazione dell'induttanza di dispersione totale σL_s proposto nel Par. 5.4, nella successiva Fig. 6.6.11 (a) sono rappresentate le componenti d - q del flusso rotorico ricostruito mediante la (5.4.2) con diversi valori del parametro in oggetto ed impiegando due diverse tecniche di scelta delle configurazioni dell'inverter ((A) e (D) del Par. 2.5). Si può notare la notevole oscillazione che si determina sul modulo di tale flusso quando alla dispersione non viene assegnato il corretto valore. Definendo un opportuno indice che tenga conto dell'oscillazione di tale flusso e variando il parametro in oggetto si ottiene una variazione del fattore di oscillazione. In corrispondenza del punto di minimo di tale funzione si ha il corretto valore per σL_s . Tale procedura è rappresentata nella seguente Fig. 6.6.11 (b).

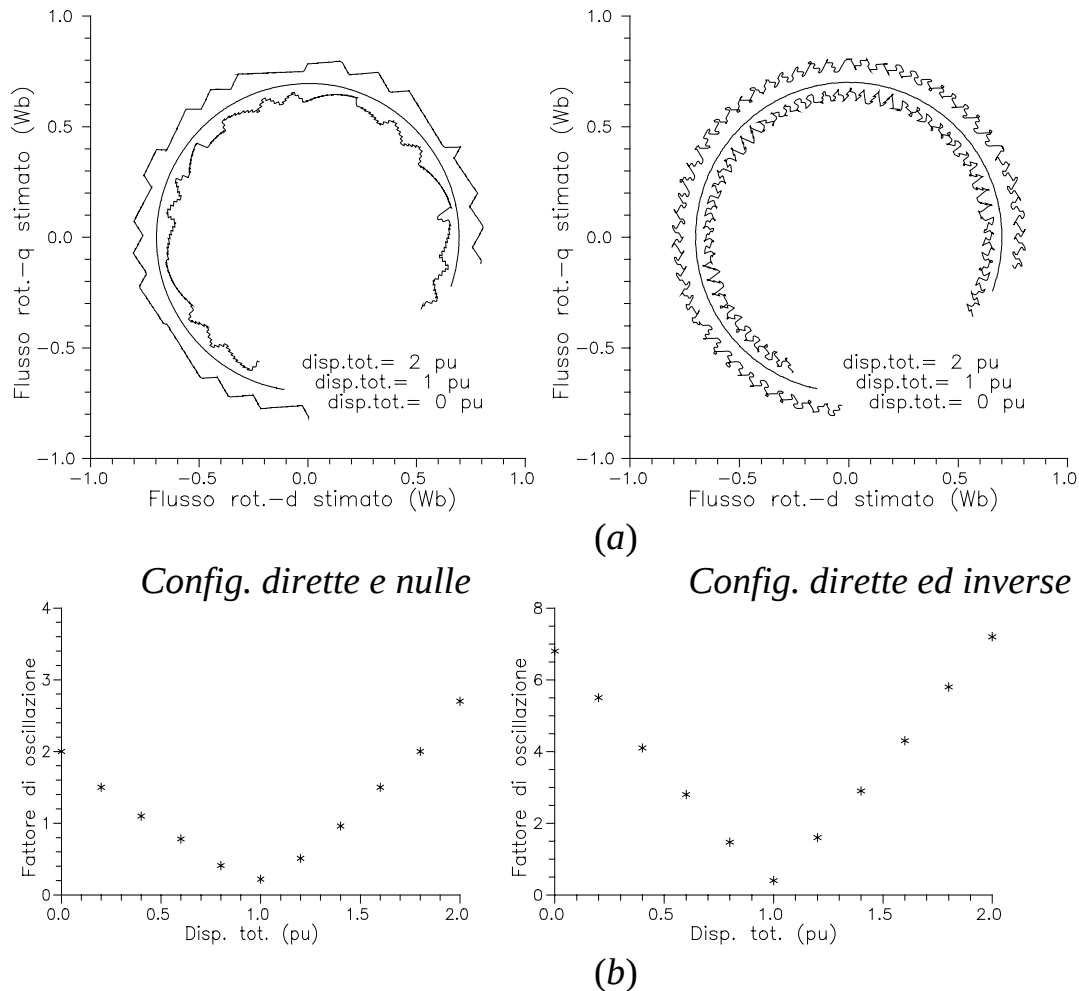


Fig. 6.6.11 - Flusso rotorico per diversi valori di σL_s (Disp.tot.), curve (a), e relativo fattore di oscillazione, curve (b)

Funzionamento transitorio

Saranno ora analizzate alcune simulazioni numeriche riguardanti il funzionamento transitorio a velocità costante dell'azionamento. Lo schema di controllo è quello riportato in Fig. 3.6.1 nel caso di modulo del flusso statorico costante e quello proposto in Fig. 3.7.1 nel caso di modulo del flusso rotorico costante impiegando la 3.7.1 (controllo in catena aperta).

In Fig. 6.6.12 (a) ed in Fig. 6.6.13 (a) è riportato un transitorio di coppia rispettivamente a flusso statorico ed a flusso rotorico costante nel caso di bande di coppia e di flusso nulle. Si può notare nei due casi una sostanziale equivalenza in termini di tempi di risposta (circa 1 ms).

Nelle successive figure (b) è riportato il corrispondente andamento del modulo del flusso statorico. In Fig. 6.6.13 (b) si nota il suo incremento, in corrispondenza della variazione della coppia, necessario per mantenere costante il modulo del flusso rotorico.

Nelle figure (c) e (d) sono riportati gli andamenti rispettivamente delle componenti di flusso e di corrente statorica nel riferimento d - q solidale con il vettore flusso rotorico (si vedano le Eqq. 3.5.4 e 3.4.6). Si nota la rapida variazione delle componenti q corrispondente alla variazione della coppia. Le componenti d restano inalterate nel caso di flusso rotorico costante mentre si riducono (la macchina si deflussa) in corrispondenza dell'aumento della coppia nel caso di flusso statorico costante.

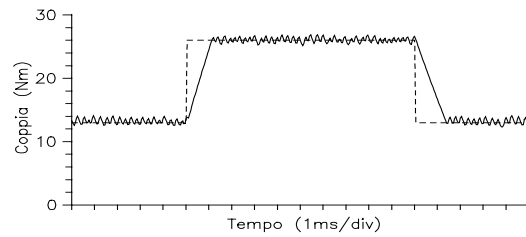
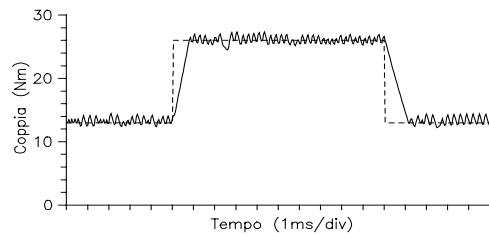
In Fig. 6.6.14 ed in Fig. 6.6.15 sono riportati gli andamenti di alcune grandezze elettriche in corrispondenza di un'inversione a gradino della coppia a flusso rotorico costante impiegando rispettivamente le configurazioni *dirette/nulle* e quelle *dirette/inverse* per l'aumento/riduzione della coppia (Par. 2.5, casi A e D).

Dalle figure (a) si può notare la diversa dinamica di variazione nella fase di riduzione della coppia. Tale differenza si esalta per basse velocità di rotazione mentre tende ad annullarsi alle alte velocità (in questo caso la velocità è intermedia, $\omega_m=100\text{ rad/s}$). L'oscillazione di coppia è decisamente maggiore nel caso di impiego delle configurazioni *dirette/inverse*.

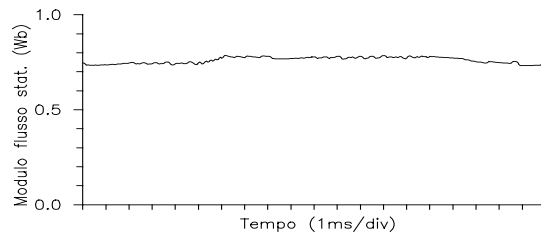
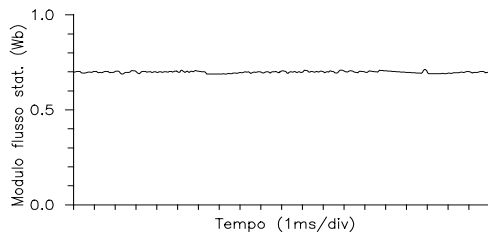
Nelle figure (b) è riportato l'andamento della corrente lato continua che evidenzia la fase di recupero corrispondente all'inversione della coppia. Ancora si può notare la diversa oscillazione di tale grandezza nei due casi.

Nelle figure (c) è evidenziato il modulo della corrente statorica, il modulo della corrente rotorica e nelle figure (d) le componenti d - q della corrente statorica durante il transitorio di coppia. All'inversione di coppia corrisponde un'inversione della componente q della corrente statorica ed un'inversione dell'intero vettore corrente rotorica. La componente d della

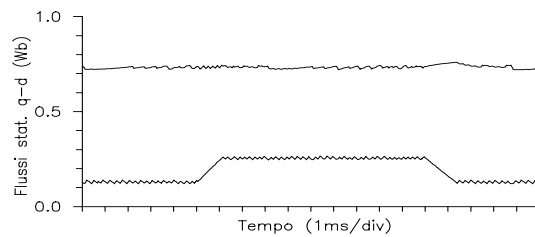
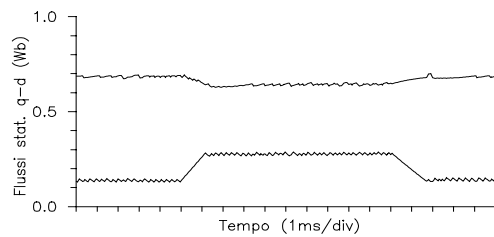
corrente statorica rimane inalterata essendo il funzionamento a flusso rotorico costante.



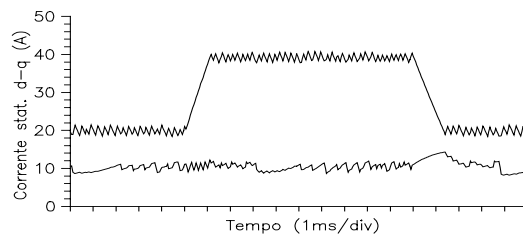
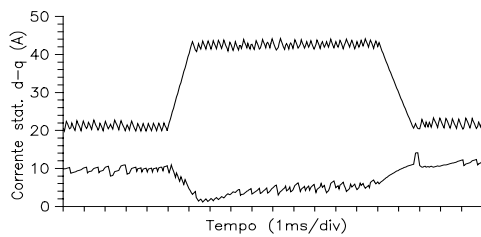
(a)



(b)



(c)

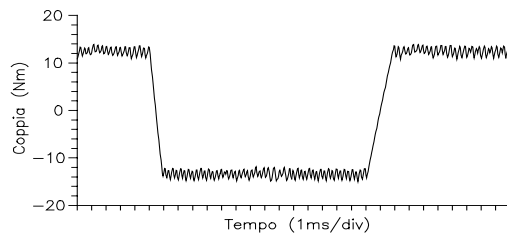
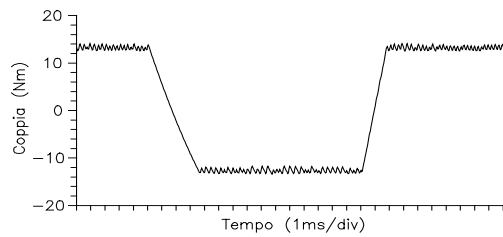


(d)

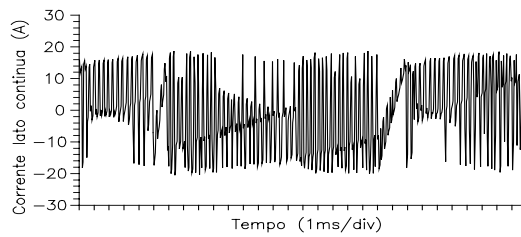
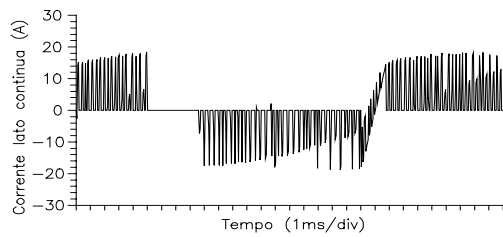
Fig. 6.6.12 - *Flusso statorico cost.*

Fig. 6.6.13 - *Flusso rotorico cost.*

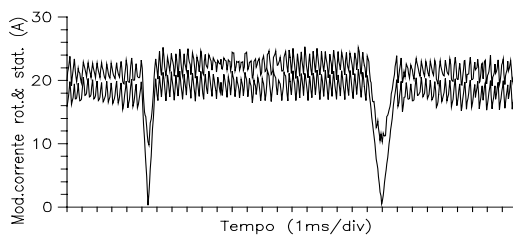
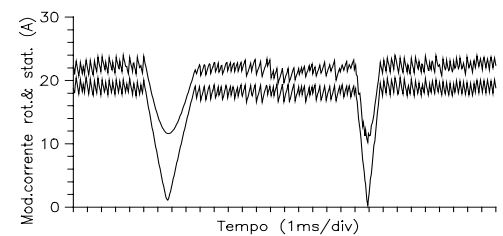
Transitori di coppia da 13 Nm (C_n) a 26 Nm ($2C_n$)



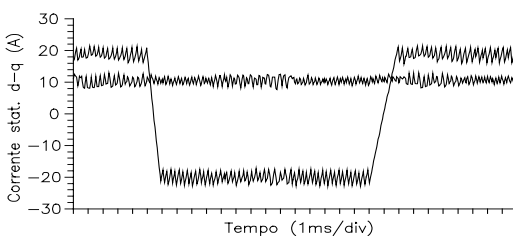
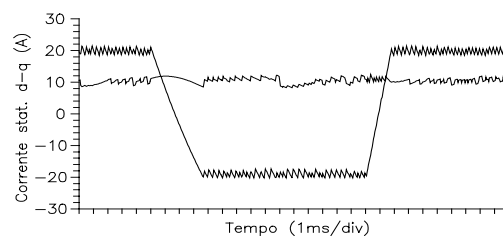
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 6.6.14 - Config. dirette-nulle
inverse

Fig. 6.6.15 - Config. dirette-

Inversione di coppia da 13 Nm (C_n) a -13 Nm ($-C_n$)

In Fig. 6.6.16 ed in Fig. 6.6.17 sono riportati gli andamenti di alcune grandezze in corrispondenza di una variazione a gradino del *set* rispettivamente di flusso statorico e di flusso rotorico.

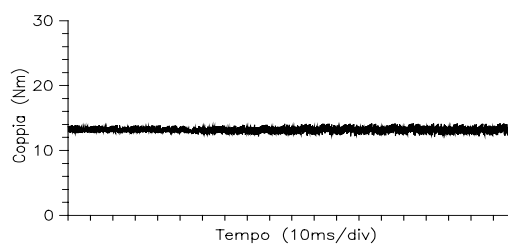
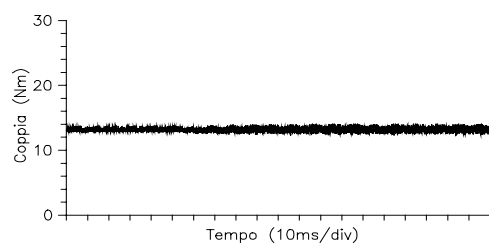
Dalle figure (a) risulta che la coppia rimane inalterata durante la variazione del flusso a testimonianza del perfetto disaccoppiamento ottenuto grazie al controllo diretto *DTC*.

Osservando le figure (b) si nota la diversa dinamica delle variazioni del flusso statorico e di quello rotorico: la velocità di variazione del modulo del flusso statorico è direttamente determinata dall'entità della tensione continua a disposizione (E) mentre quella del modulo del flusso rotorico è strettamente correlata alla costante di tempo di dispersione totale $\sigma\tau_r$, come si deduce dalle (3.5.3).

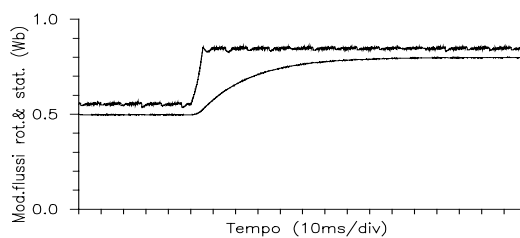
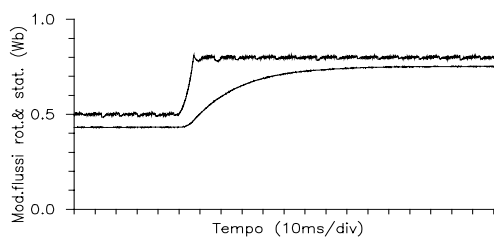
Le figure (c) rappresentano l'andamento delle componenti d - q del flusso statorico. Si osserva la rapida variazione della componente d corrispondente alla variazione del modulo del flusso statorico. La variazione della componente q corrisponde al transitorio di assestamento del modulo del flusso rotorico a coppia costante come evidenziato dalla seconda delle (3.5.4).

Le figure (d) rappresentano l'andamento delle componenti d - q delle correnti statoriche durante il transitorio di flusso. La variazione della componente q è giustificata dall'assestamento del modulo flusso rotorico a coppia costante (3.4.6). La notevole elongazione della componente d è dovuta alla necessità di variare il modulo del flusso rotorico con la costante di tempo di dispersione $\sigma\tau_r$, conformemente con la (3.5.3), in luogo della costante di tempo rotorica τ_r associata al controllo in corrente (3.4.5). Dal punto di vista del controllo in corrente, il controllo del modulo del flusso rotorico in termini di componenti di flusso statorico equivale quindi all'inserimento di un regolatore di corrente che riduce la costante di tempo del sistema complessivo da τ_r a $\sigma\tau_r$ (cancellazione polo/zero ed introduzione di un altro polo).

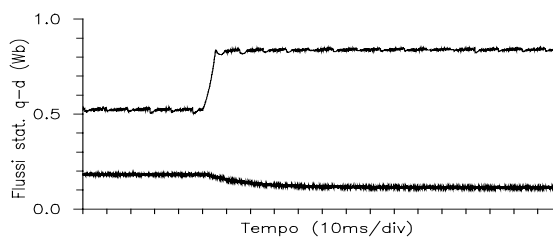
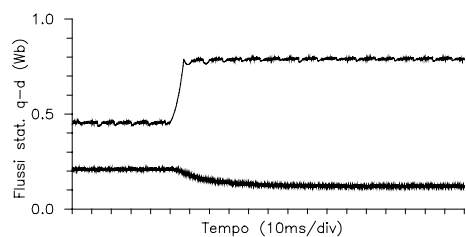
Le successive simulazioni riguardano alcuni metodi di stima dei parametri già discussi nel Cap. 5. In particolare le forme risolutive per la determinazione di tali parametri che necessitano di operazioni di divisione, sono poste nella forma adattativa introdotta nei Par. 5.3 e 5.7. Tale soluzione si è rivelata particolarmente interessante dal punto di vista applicativo poiché consente di evitare l'operazione di divisione ed al contempo di ottenere un risultato filtrato da un'azione del tipo passa-basso con costante di tempo determinata dalla costante del regolatore integrale.



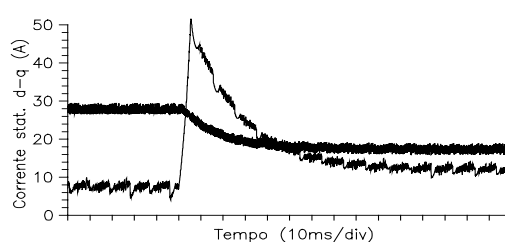
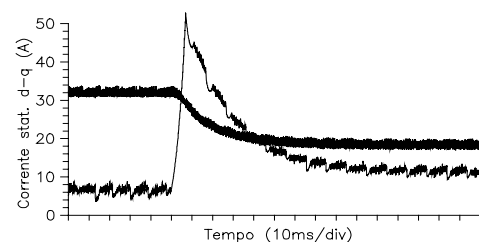
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 6.6.16 - *Set di flusso statorico* Fig. 6.6.17 - *Set di flusso rotorico*
Transitori di flusso da 0.5 Wb a 0.8 Wb

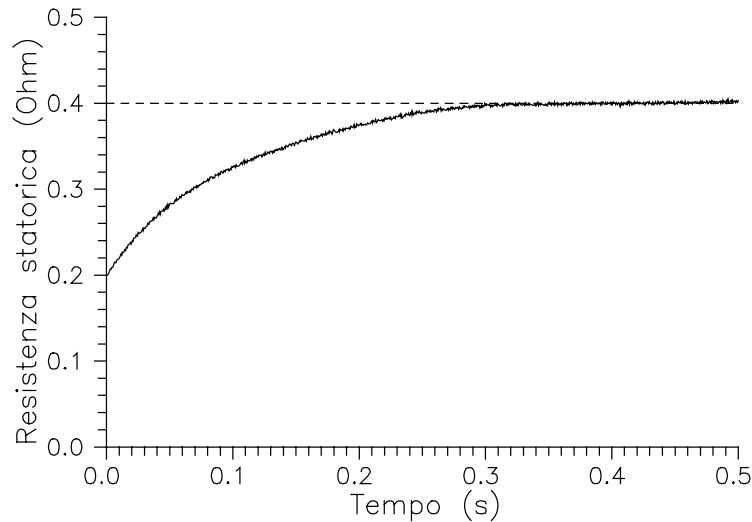


Fig. 6.6.18 - *Stima della resistenza statorica R_s*

Nella Fig. 6.6.18 è rappresentato l'andamento del valore stimato della resistenza statorica R_s con il metodo proposto nel Par. 5.3 rappresentato dalla (5.3.4) e dallo schema a blocchi di Fig. 5.3.1. Per il calcolo del flusso è stato impiegato il metodo che fa riferimento al *modello in corrente*.

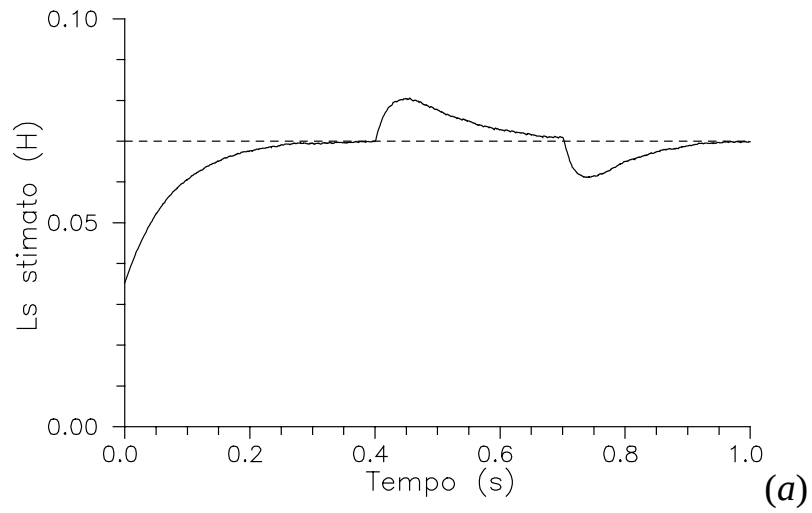
Il valore di resistenza impostato inizialmente è pari alla metà del valore corretto. La velocità di convergenza è limitata dall'azione di filtro di tipo passa-basso necessaria per limitare le notevoli oscillazioni dovute alla presenza della tensione statorica nella relazione di calcolo (5.3.4).

La stima del parametro R_s è particolarmente attendibile alle basse velocità e per elevati valori di coppia essendo in tali condizioni piuttosto rilevante la caduta statorica. L'individuazione della resistenza statorica consente l'impiego del *modello in tensione* per velocità medio-alte laddove il modello in corrente presenta alcune limitazioni (Cap.4).

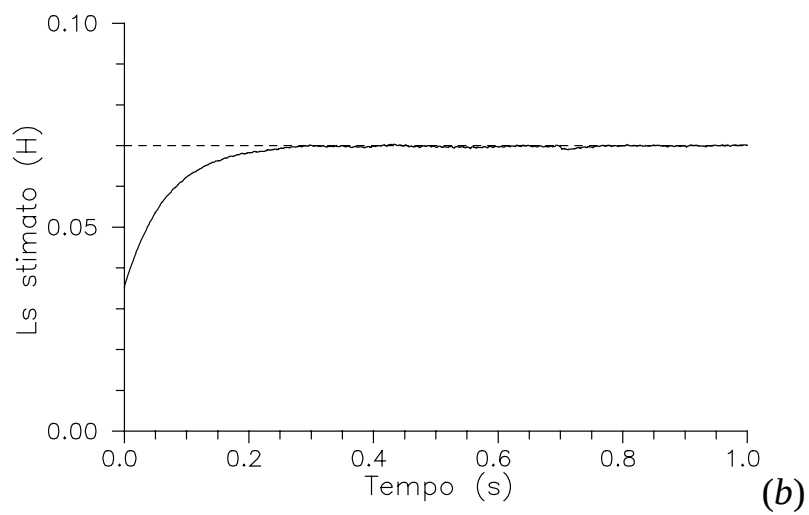
In Fig. 6.6.19 sono riportati alcuni grafici relativi alla stima del coefficiente di autoinduzione statorica L_s con il metodo che si riferisce alla relazione (5.5.4) impostando un valore iniziale pari alla metà di quello corretto. Il calcolo del flusso avviene in questo caso con riferimento al *modello in tensione*. Come già evidenziato nel Par. 5.5, la stima dei parametri così ottenuta è valida in condizioni di modulo del flusso rotorico costante.

La figura (a) evidenzia il comportamento dinamico dello stimatore durante una variazione a gradino di coppia (figura (c)) nel caso di modulo del flusso statorico costante.

La figura (b) mostra invece la stima della resistenza nel caso in cui sia mantenuto costante il modulo del flusso rotorico. Come risulta dalle considerazioni teoriche, in tali condizioni scompare il disturbo prodotto dalle variazioni della coppia.



flusso statorico costante



flusso rotorico costante

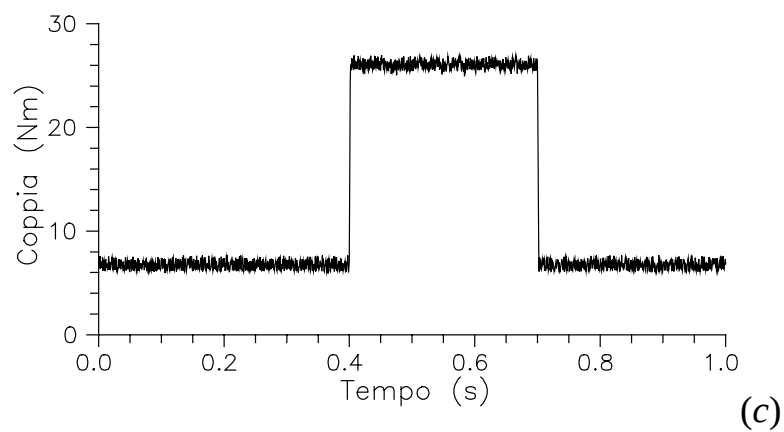


Fig. 6.6.19 - Stima del coefficiente di autoinduzione L_s durante una variazione a gradino di coppia da $\frac{1}{2}C_n$ a $2C_n$

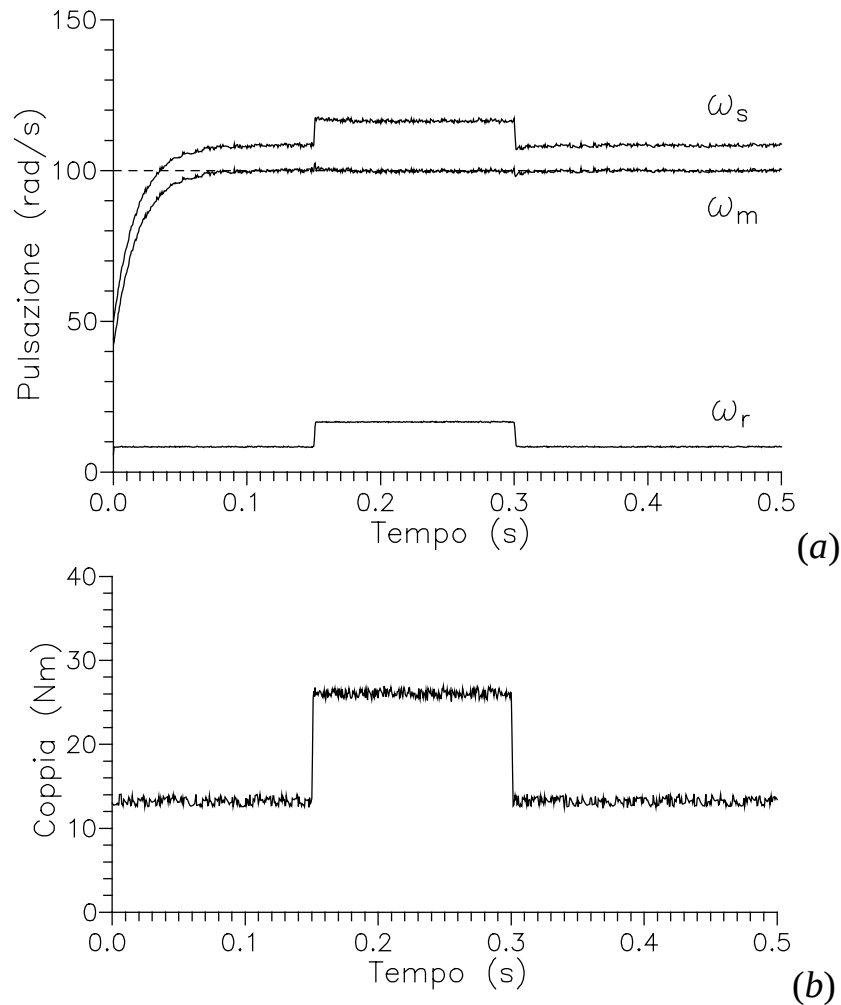


Fig. 6.6.20 - *Stima della velocità meccanica (pulsazione ω_m) durante una variazione di coppia da C_n a $2C_n$*

In Fig. 6.6.20 sono riportati gli andamenti della pulsazione del flusso statorico (riferimento statorico, ω_s), di quella del flusso rotorico (riferimento rotorico, ω_r) e di quella meccanica (ω_m), nel caso di stima con uno dei metodi proposti nel Par. 5.7 (figura (a)). In particolare l'espressione di riferimento è la (5.7.3) e l'algoritmo di stima è realizzato secondo lo schema a blocchi di Fig. 5.7.1.

Ancora si è voluto evidenziare l'eventuale disturbo introdotto da una variazione a gradino della coppia (figura (b)).

Come risulta dalla Fig. 6.6.20, un'opportuna scelta dei coefficienti dei regolatori *PI* porta ad un ottimo risultato in termini di prontezza di risposta, di ridotti disturbi sulla velocità meccanica calcolata e di un buon disaccoppiamento dalla dinamica di controllo della coppia.

6.7 Riferimenti bibliografici

- [1] G.Monegato: "*Calcolo numerico*", LEVROTTO & BELLA, luglio 1990, Torino (I).
- [2] S.C.Chapra, R.P.Canale: "*Metodi numerici per l'ingegneria*", MC GRAW-HILL.
- [3] G.Cariolaro, A.Molinari: "*Elaborazione numerica dei segnali. Sistemi*", EDIZIONI SCIENTIFICHE TELETTRA.
- [4] G.Marro: "*Teoria dei sistemi e del controllo*", ZANICHELLI, febbraio 1989, Bologna (I).
- [5] A.V.Oppenheim, R.W.Schafer: "*Elaborazione numerica dei segnali*", FRANCO ANGELI, novembre 1988, Milano (I).
- [6] G.Marro: "*Controlli automatici*", ZANICHELLI - 1987, Bologna (I).
- [7] "*MS DOS FORTRAN*", Reference Manual, MICROSOFT CORPORATION.
"*VAX FORTRAN*", Reference Manual, June 1988, DIGITAL (USA).

7. RISULTATI SPERIMENTALI

7.1 Sommario

In questo ultimo capitolo sono descritti i più significativi risultati sperimentali conseguiti al fine di validare le considerazioni teoriche e le simulazioni numeriche già presentate nei capitoli precedenti.

Tali risultati sono stati ottenuti grazie alla realizzazione di due prototipi di azionamento, progettati ed assemblati durante il Corso di Dottorato di Ricerca, presso il Laboratorio dell'Istituto di Elettrotecnica dell'Università degli Studi di Bologna (Facoltà di Ingegneria).

7.2 Caratteristiche dell'azionamento

I due prototipi di azionamento realizzati in Laboratorio presentano una struttura del tutto simile differenziandosi esclusivamente per la diversità di alcune soluzioni tecniche, per la taglia dei componenti di potenza e per la possibilità di misurare accuratamente la posizione e la velocità dell'albero.

La struttura del sistema è quindi nei due casi la stessa e corrisponde a quella riportata nello schema a blocchi di Fig. 7.2.1.

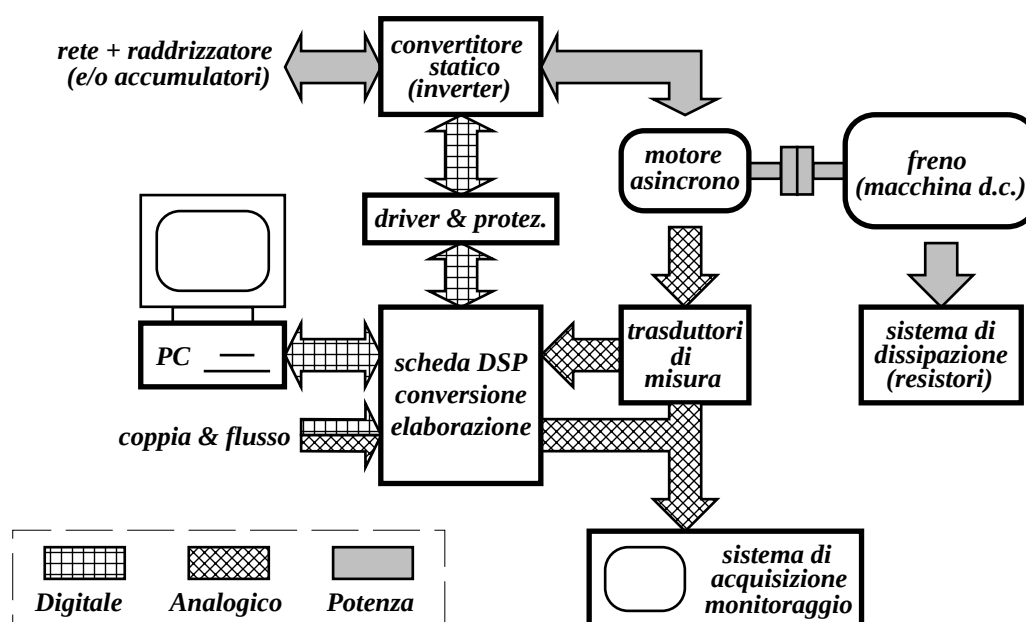


Fig. 7.2.1 - Schema a blocchi del sistema di controllo

Vengono ora descritte le caratteristiche delle varie parti dell'azionamento ed i criteri di progetto che ne hanno determinato la scelta.

Per quanto riguarda la **macchina asincrona**, si sono impiegati due motori con le seguenti caratteristiche:

Motore 1

Motore asincrono trifase *a gabbia*
Potenza nominale 4 kW
Tensione nom. 220/380 V, 50 Hz
Corrente nom. 14.8/8.6 A
Velocità nom. 2890 rpm (2 poli)
Autoventilato

Motore 2

Motore asincrono trifase *a gabbia*
Potenza nominale 4 kW
Tensione nom. 220/380 V, 50 Hz
Corrente nom. 16.6/9.6 A
Velocità nom. 1440 rpm (4 poli)
Autoventilato

Il motore è calettato coassialmente con una **macchina in corrente continua** che funge da carico. Il circuito di campo è alimentato tramite un variatore monofase ed un ponte raddrizzatore a diodi. Il circuito di armatura è normalmente chiuso su di un resistore di potenza (funzionamento da *generatore*). Regolando la corrente di campo e/o quella di armatura si possono ottenere diverse caratteristiche resistenti corrispondenti a diverse condizioni di carico per la macchina asincrona. E' possibile anche alimentare il circuito di armatura al fine di ottenere un funzionamento come *motore* per la macchina d.c. e quindi come *generatore* per la macchina asincrona (recupero).

In entrambi i banchi, tra le flange delle macchine a.c. e d.c. è interposto un **torsiometro estensimetrico** ed un **tachimetro** ottico ad impulsi. I segnali prodotti da tali trasduttori sono elaborati da un'apparecchiatura che fornisce su *display* e come uscita in forma analogica il valore della coppia trasmessa (Nm) e della velocità di rotazione dell'albero (rpm). La misura di coppia così ottenuta è di tipo *stazionario*, ovvero la lettura riguarda il valor medio di tale grandezza. In un banco (che si indicherà come *banco 2*) sono inoltre collegati, dal lato opposto dell'albero della macchina d.c., una dinamo tachimetrica ad alta sensibilità (60 mV/rpm) ed un *encoder* ottico assoluto (10 bit) per una precisa misura rispettivamente di **velocità e posizione** [1].

Per ogni postazione, il sistema di misura delle **grandezze elettriche** è costituito da 2 trasduttori di corrente ad effetto *Hall* (tipo LEM [2]) posti in serie alle fasi di macchina e da 2 trasduttori di tensione, sempre ad effetto *Hall* (tipo LEM [2]). Questi ultimi possono essere impiegati per la misura di due tensioni concatenate o per la misura della sola tensione lato continua dell'*inverter* (Par. 4.2).

Per quanto riguarda i **convertitori statici**, sono stati realizzati due *inverter* ad IGBT con particolare riguardo al *layout* dei componenti di potenza al fine di minimizzare le induttanze parassite e conseguentemente ridurre le sovratensioni di commutazione.

In questo modo è stato possibile evitare l'impiego di *snubber* a favore di una maggior semplicità ed affidabilità del sistema e ad un suo miglior rendimento [3]. In particolare, i componenti impiegati sono tipo SEMIKRON [4] e presentano le seguenti caratteristiche:

- 3 moduli SKM 50GB100D (*semi-ponte* 50 A, 1000 V)
- 1 modulo SKM 25GD100D (*ponte trifase* 25A, 1000 V)

I **circuiti di pilotaggio** degli IGBT (*drivers*) sono anch'essi SEMIKRON del tipo SKHI 20/21 [4]. Si è preferito utilizzare dei *driver* già assemblati, piuttosto che realizzarli con componenti discreti, poiché questi dispongono già di alcune opzioni interessanti quali l'impostazione del *tempo morto* (*dead-time*), la protezione contro l'accensione contemporanea degli interruttori dello stesso ramo (*interlock*), la protezione contro sovracorrenti basata sul monitoraggio della caduta di tensione in conduzione $V_{ce}^{(sat)}$ e la possibilità di protezione per sovratemperatura nel caso di componenti con apposito terminale (non utilizzato).

La **sorgente in continua** è ottenuta tramite un raddrizzatore a diodi collegato alla rete trifase mediante autotrasformatore a rapporto variabile inserito appositamente per poter regolare la tensione *d.c.*.

Al fine di consentire anche il funzionamento di recupero in regime permanente da parte della macchina asincrona (*generatore*), in una postazione si è provveduto ad installare, in derivazione rispetto al *bus* in continua, un adeguato **sistema di dissipazione**. Tale sistema è costituito da un resistore posto in serie ad un MOSFET di potenza: il componente viene posto in conduzione quando la tensione lato continua supera il valore che viene predefinito come soglia di intervento. Su tale valore di soglia è stata inserita una piccola isteresi al fine di limitare la frequenza di commutazione (*qualche kHz*). Per quanto riguarda il funzionamento di recupero in regime transitorio, generalmente è sufficiente provvedere all'inserimento di un condensatore addizionale di grande capacità in parallelo al *bus* in continua. Tale condensatore, generalmente elettrolitico, funge da volano (serbatoio) elettrico immagazzinando energia nelle fasi di recupero. Il conseguente incremento della tensione *d.c.* è inversamente proporzionale al valore della sua capacità che, per applicazioni di medio-piccola potenza, si aggira intorno a $5 \div 10 \text{ mF}$.

Per quanto riguarda le **schede DSP** (conversione, elaborazione e controllo), queste sono entrambe state realizzate secondo lo schema di Fig. 7.2.2. La prima scheda realizzata (supporto del tipo scheda millefori e connessioni a filo saldato) ha avuto la funzione di prototipo. Una volta che questa è stata testata ed opportunamente modificata, è stata ridisegnata una seconda scheda, ottimizzata in termini di disposizione dei componenti, ed è stato creato un *master* doppio strato mediante *ORCAD* che ne ha consentito la realizzazione su circuito stampato.

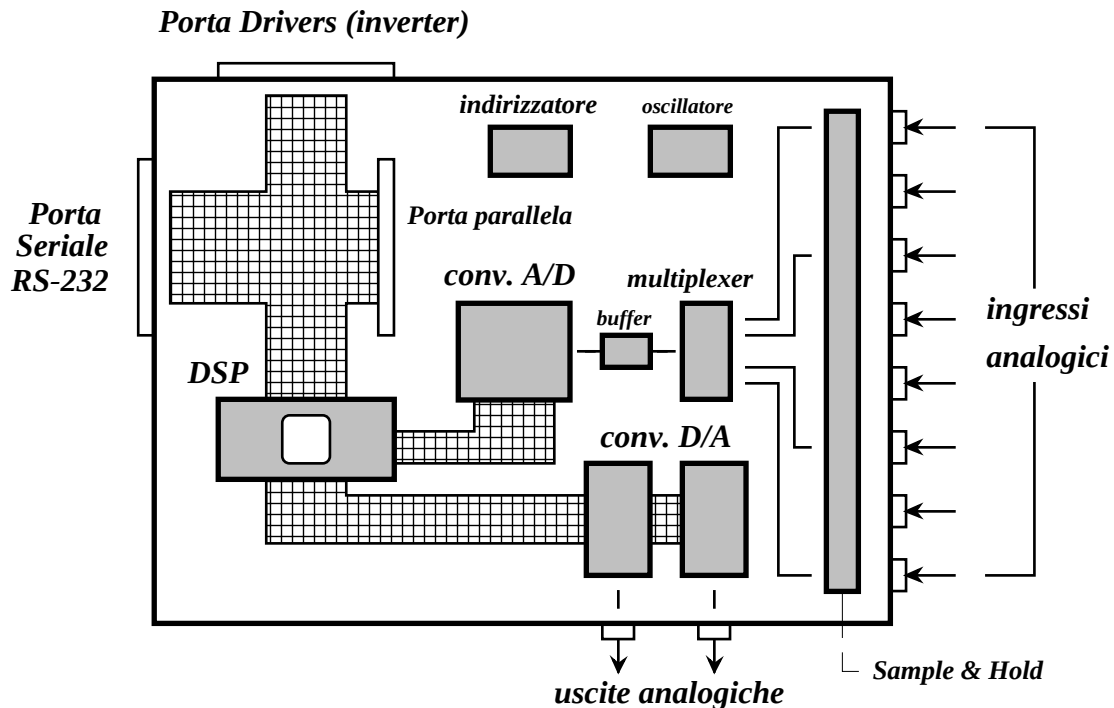


Fig. 7.2.2 - Schema a blocchi della scheda DSP

Il DSP (Digital Signal Processor) è un Texas Instruments *TMS320E15* dalle seguenti caratteristiche [5]:

- Aritmetica a *virgola fissa*
- Tempo di esecuzione istruzioni *200 ns* (con *clock* a *20 MHz*)
- 256 locazioni di memoria dati *RAM* (*16 bit*)
- 4K locazioni di memoria programma *EPROM* (*16 bit*)
- Bus dati a *16 bit* con velocità *50 Mbps*
- Unità Aritmetico-Logica (*ALU*) ed accumulatore a *32 bit*
- Moltiplicatore *16×16 bit* con registro del prodotto a *32 bit*
- Indirizzamento fino ad *8 canali digitali di input* ed *8 di output* (*16 bit*)
- Singola alimentazione *5 V*
- Tecnologia *CMOS*
- Contenitore tipo *40-pin DIP*

Questo processore, presentando la memoria programma nella versione *EPROM*, può essere programmato più volte con l'ausilio di un apposita scheda chiamata *EVM* (*Evaluation Module*) [6] previa cancellazione ottenuta con lampada *UV*. La **scheda EVM** ha anche la funzione di emulazione in linea (*real-time*) del *DSP* presentando un connettore adatto ad essere inserito nello zoccolo predisposto per il processore. A questo scopo è possibile accedere alla memoria dati, alla memoria programma ed ai diversi registri tramite un semplice terminale connesso alla scheda *EVM* con seriale *RS-232* [6].

Particolare cura è stata riservata alla scelta del **convertitore A/D** che deve essere veloce e tale da consentirne un corretto interfacciamento con il *DSP* soprattutto per quanto riguarda le temporizzazioni in fase di lettura e di scrittura. A questo proposito si è rivelato particolarmente adatto il convertitore *Burr Brown ADS602JG* [7] del tipo parallelo a 12 bit, tempo di conversione 780 ns e *S&H* interno.

Per selezionare le 8 porte analogiche si è impiegato un **multiplexer** *Burr Brown* tipo *MPC801KG* [7] indirizzato da 3 bit di una delle porte digitali del *DSP*. Tra l'uscita del *multiplexer* e l'ingresso del convertitore *A/D* si è dovuto interporre un *buffer* (inseguitore) ad alta dinamica data l'incompatibilità in termini di impedenze ingresso-uscita di tali componenti.

Tutte le **porte digitali** sono state realizzate mediante *latch* [8] per consentire l'accesso al *bus* dati con le temporizzazioni fissate dai segnali *WE* (scrittura) e *DEN* (lettura) del *DSP* [5].

Una porta digitale (*16 bit input* e *16 bit output*) è stata interamente dedicata alla gestione dei *driver* per il pilotaggio e la diagnostica dell'*inverter*. Un'altra porta è stata dedicata alla gestione del convertitore *A/D*, del *multiplexer* e dei *S&H* (*output*) ed alla lettura parallela dei dati convertiti (*input*).

A due porte digitali di *output* sono stati collegati altrettanti **convertitori D/A** a 16 bit del tipo *Burr Brown DAC707JP* [7]. La presenza di tali convertitori si è rivelata particolarmente utile per il monitoraggio e la visualizzazione in linea del contenuto delle locazioni di memoria associate a quelle grandezze elettriche di cui si voglia verificare l'evoluzione tramite strumentazione analogica (del tipo oscilloscopio).

Si è inoltre provveduto all'installazione di una porta digitale *general purpose* (*16+16 bit*). Tale porta può essere utilizzata per colloquiare con un'altra scheda (per sfruttare ad esempio un altro *DSP* come coprocessore, *input/output*), per consentire la lettura diretta dell'*encoder* nella postazione dotata di tale trasduttore (*input*) o per introdurre un'ulteriore porta analogica (convertitore *D/A*, *output*) e selezionare le locazioni di memoria che si

vogliono visualizzare analogicamente in uscita tramite indirizzamento basato sulla lettura della configurazione di *mini-switch* (*input*).

Nella realizzazione della seconda scheda è stata prevista la possibilità di inserire un'ulteriore ***porta digitale di tipo seriale RS-232*** particolarmente adatta per il colloquio con *Personal Computer* [9]. A questo scopo la scheda è stata dotata di un apposito connettore mediante il quale è possibile interfacciarsi con un altro circuito dotato di un *chip* seriale di tipo *UART COM81C17* [10] (asincrona) con relativo *driver* per l'adattamento dei livelli da *TTL* ad *RS-232*. In tal modo è possibile visualizzare e modificare le impostazioni dei parametri del controllo sia in fase di inizializzazione del sistema che in linea mediante un semplice programma *Basic* per *PC*.

7.3 Apparecchiature utilizzate per la visualizzazione dei risultati

Il sistema di misura e visualizzazione dei risultati sperimentali è costituito da voltmetri ed amperometri digitali, da oscilloscopi analogici (40/100 MHz, 2 canali) che possono essere connessi sia direttamente ai trasduttori di misura (*LEM*, torsionmetro o tachimetrica) sia alle uscite analogiche della scheda *DSP*, da un acquisitore/elaboratore dati tipo *ADAM* (10 MHz, 4 canali) e da un sistema di acquisizione dati (500 MHz, 2 canali) in grado di svolgere elaborazioni complesse tipo *FFT* per la determinazione dello spettro armonico dei segnali e di trasferire dati su *PC* tramite interfaccia *IEEE-488*.

In Fig. 7.3.1 sono riportate delle viste di insieme del sistema e delle apparecchiature utilizzate nelle due postazioni del Laboratorio.

Fig. 7.3.1 - *Viste delle apparecchiature di laboratorio*

7.4 Risultati sperimentali

I risultati sperimentali sono stati ottenuti implementando gli algoritmi di controllo, già discussi nei capitoli precedenti, sul *DSP* della scheda di acquisizione ed elaborazione dati (Fig. 7.2.2). Si è dunque trattato di tradurre i vari diagrammi di flusso nel linguaggio Assembler *TMS32010*. Tale linguaggio si presenta peraltro di semplice impiego dato il ridotto numero e la mnemonicità delle istruzioni [5]. In bibliografia sono inoltre riportati diversi esempi di impiego di tale linguaggio essendo il *DSP* in oggetto utilizzato da diverse Unità di Ricerca sia in Italia che all'estero [11], [12].

In Fig. 7.4.1 sono riportate le viste dei due gruppi con gli accoppiamenti macchina asincrona/macchina in continua e di parte del sistema di controllo.

Fig. 7.4.1 - Vista dei due gruppi e di parte del sistema di controllo

Comportamento a regime

Nelle Figg. 7.4.2 è riportato l'andamento del flusso statorico (stimato) nel caso di impiego delle diverse strategie di scelta delle configurazioni dell'*inverter* già descritte nel Par. 2.5 (si vedano le Fig. 2.5.1 e 2.5.2). I casi (A), (B), (C) e (D) fanno riferimento rispettivamente alle configurazioni *nulle*, *radiali/nulle*, *radiali/radiali* e *inverse* per ottenere la riduzione della coppia. Pur a parità di ampiezza delle bande d'isteresi di coppia e flusso, si osserva il diverso percorso seguito dal vettore flusso statorico e la conseguente diversa frequenza di commutazione nei vari casi.

Nulle (A)

Radiali/nulle (B)

Radiali/radiali (C)

Inverse (D)

Fig. 7.4.2 - Andamento del flusso statorico nei diversi casi

Nelle Figg. 7.4.3 (a), (b) e (c) sono riportati il luogo del vettore flusso statorico (stimato) e l'andamento della corrente di fase statorica (misurata) nei casi limite di banda di coppia nulla e di banda di flusso rispettivamente pari a 0, 8% e 14% (percorso esagonale, DSC).

Nelle Figg. 7.4.4 (a), (b) e (c) è riportato lo spettro della corrente di fase statorica (misurata) corrispondente ai casi di Fig. 7.4.3.

(a) - *Banda di flusso nulla*

(b) - *Banda di flusso 8%*

(c) - *Banda di flusso 14% (DSC esagonale)*

Fig. 7.4.3 - *Flusso statorico e corrente di fase statorica*

(a) - Banda di flusso nulla

(b) - Banda di flusso 8%

(c) - Banda di flusso 14% (DSC esagonale)

Fig. 7.4.4 - Spettro armonico della corrente di fase statorica

In base alle precedenti Figg. 7.4.3 e 7.4.4 si deduce che l'aumentare dell'ampiezza della banda di flusso comporta un incremento della distorsione armonica della corrente. In particolare si evidenziano le armoniche di ordine 5, 7, 11, e 13. Nel caso limite di percorso esagonale del flusso, la corrente assume un andamento molto simile a quello tipico del funzionamento *six-step* con un rilevante contenuto armonico. Una piccola riduzione dell'ampiezza della banda di flusso è sufficiente per ridurre notevolmente la distorsione armonica della corrente. In questo modo si riducono le perdite *Joule* aggiuntive negli avvolgimenti statorici e rotorici di macchina anche se, per contro, si ha un incremento della frequenza di commutazione e quindi delle corrispondenti perdite nel convertitore.

Allo scopo di verificare l'accuratezza e l'attendibilità del controllo diretto di coppia basato sul **modello in tensione**, è stato fissato un *set* e sono state effettuate misure di coppia al variare della velocità di rotazione. La Fig. 7.4.5 mostra i risultati ottenuti a regime termico con diversi valori di resistenza statorica ed in condizioni di coppia e flusso pressoché nominali. La resistenza statorica R_s impiegata nel *modello in tensione* viene variata da 0 a 0.7Ω con passo 0.1Ω . Il valore della resistenza statorica misurata a freddo è pari a 0.4Ω (Motore 1, 2 poli), la tensione lato continua è $E=300 \text{ V}$.

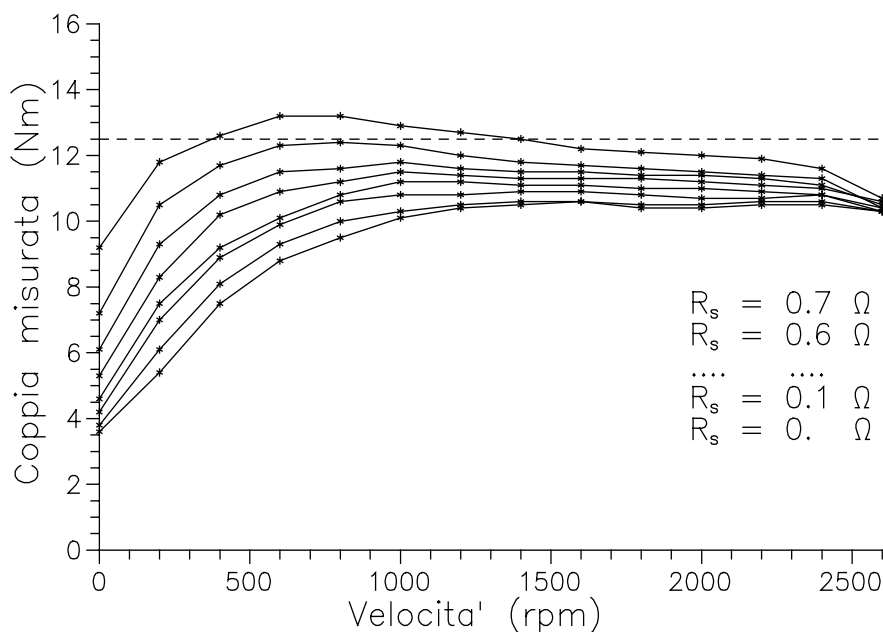


Fig. 7.4.5 - Coppia misurata in funzione di velocità e resistenza statorica

Dalla Fig. 7.4.5 si osserva che all'aumentare di R_s aumenta la coppia in tutta la gamma di velocità. Per valori di R_s superiori a $0.7 \, \Omega$ il funzionamento diviene irregolare ed il controllo di coppia tende ad essere instabile.

Il miglior comportamento del sistema si ha in prossimità di $R_s = 0.6 \, \Omega$ contro una resistenza statorica misurata a freddo di $0.4 \, \Omega$. Ciò può essere giustificato dalle seguenti considerazioni:

- La resistenza di fase effettiva aumenta a causa dell'aumento di temperatura (dalla quella ambiente a quella nominale di macchina)
- Essendo la misura della tensione effettuata solo sul lato continua, un incremento della resistenza tiene parzialmente conto delle cadute sui componenti statici dell'*inverter*

Alle basse velocità una causa di errore è da ricercarsi nei problemi connessi all'integrazione della legge di *Ohm* statorica (*modello in tensione*).

Al crescere della velocità assumono sempre maggior peso le perdite nel ferro che, non essendo considerate nel modello, causano una riduzione della coppia effettiva rispetto a quella impostata.

Si ha inoltre un errore legato alla presenza dei tempi morti (circa $2 \, \mu s$ su di un ciclo di $50 \, \mu s$) che vanno ad alterare l'effettiva tensione ai morsetti di macchina rispetto a quella ricostruita in base alla tensione lato continua ed alla configurazione degli interruttori statici.

Il ***modello in corrente***, confermando quanto già desunto dall'analisi alle variazioni parametriche (Par. 4.4), si è rivelato particolarmente sensibile ai valori impostati della costante di tempo rotorica τ_r e del coefficiente di autoinduzione M . Nel funzionamento alle velocità medio-alte risulta inoltre notevolmente affetto agli errori di misura della velocità.

Allo scopo di verificare l'accuratezza e l'attendibilità del controllo diretto di coppia basato sul *modello in corrente*, è stato nuovamente fissato un *set* e sono state effettuate misure di coppia al variare della velocità di rotazione. La coppia richiesta è circa $2/3$ della nominale mentre il flusso ipostato è praticamente quello nominale.

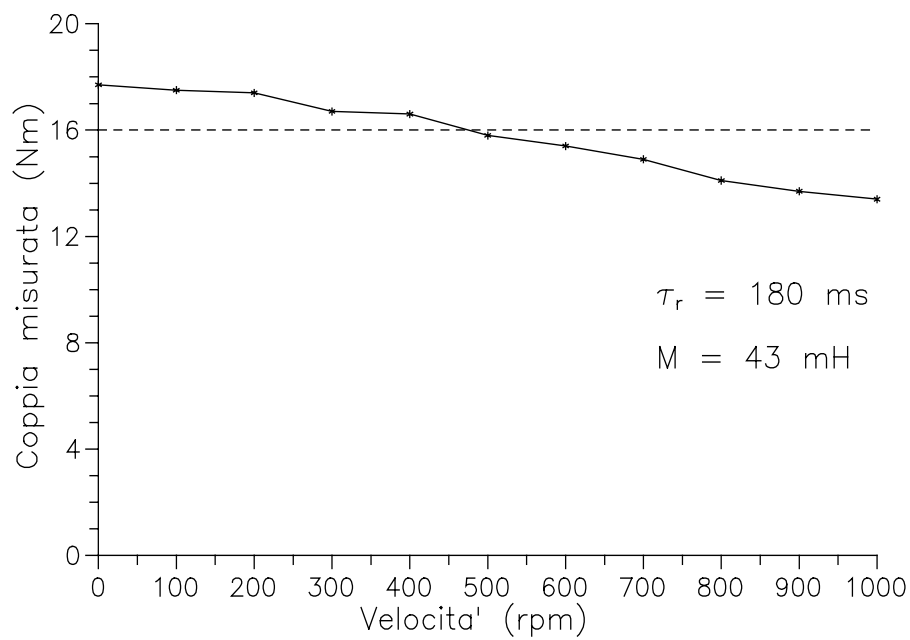


Fig. 7.4.6 - Coppia misurata in funzione della velocità

La Fig. 7.4.6 mostra i risultati ottenuti impiegando il Motore 2 (4 poli) nella postazione dotata di trasduttore di velocità. Lo stimatore di flusso impiega i parametri riportati in figura mentre i valori calcolati mediante le prove *standard* di misura sulla macchina sono di $\tau_r = 200 \text{ ms}$ ed $M = 50 \text{ mH}$.

In Fig. 7.4.7 è riportato il flusso rotorico calcolato in base al flusso statorico, stimato mediante il *modello in tensione*, con diversi valori del coefficiente di dispersione totale σL_s . Le configurazioni impiegate sono in questo caso le dirette e le nulle. Si vedano a tale proposito le considerazioni del Par. 5.4 e le simulazioni numeriche di Fig. 6.6.11.

Fissato un fattore che denoti l'entità dell'oscillazione del modulo del flusso rotorico, è dunque possibile determinarne l'andamento in funzione del parametro σL_s . In corrispondenza del minimo di tale funzione si trova il valore corretto della dispersione totale.

σL_s nullo (0 pu)

σL_s corretto (1 pu)

σL_s doppio (2 pu)

Fig. 7.4.7 - Flusso rotorico calcolato con diversi valori di σL_s

Comportamento transitorio

Nelle successive figure sono riportati i risultati ottenuti in diversi casi di rapida variazione del *set* di coppia.

Per quanto il torsionmetro estensimetrico non consenta misure di coppia ad alta dinamica, in Fig. 7.4.8 sono riportati (nell'ordine) gli andamenti della coppia stimata, del *set* di coppia e della coppia misurata. Da tale figura, se pur in scala dei tempi piuttosto compressa, si osserva la sostanziale concordanza delle 3 tracce.

In Fig. 7.4.9 sono riportati gli andamenti di una componente del flusso statorico (stimato) e della corrente di fase statorica (misurata) in corrispondenza di una variazione a gradino del *set* di coppia. Si osservi il completo disaccoppiamento tra coppia e flusso ed il rapido transitorio della corrente che passa praticamente da una condizione di regime all'altra.

Fig. 7.4.8 - *Coppia stimata (1), di riferimento (2) e misurata (3)*

Fig. 7.4.9 - *Flusso e corrente di fase statorica in corrispondenza di una variazione a gradino della coppia*

In Fig. 7.4.10 ed in Fig. 7.4.11 sono riportati gli andamenti del *set* e della coppia stimata per diversi valori della banda di coppia. Si osserva la diversa oscillazione che assume tale grandezza e la conseguente differente frequenza di commutazione dell'*inverter*.

Fig. 7.4.10 - *Gradino di coppia con banda nulla*

Fig. 7.4.11 - *Gradino di coppia con banda non nulla*

In Fig. 7.4.12 è riportato il transitorio corrispondente ad un aumento/riduzione (impulso) del *set* di coppia per bassi valori di velocità. Si osserva la diversa pendenza delle rampe di coppia causata dal diverso effetto delle configurazioni dirette (massima pulsazione e quindi elevato scorrimento istantaneo positivo alle basse velocità) rispetto a quelle nulle (pulsazione nulla e quindi basso scorrimento istantaneo negativo alle basse velocità).

In Fig. 7.4.13 sono riportate le componenti d - q del flusso statorico (stimato) nel riferimento solidale con il vettore flusso rotorico durante un impulso di coppia. Il funzionamento è in questo caso a modulo del flusso rotorico costante. Si nota il completo disaccoppiamento tra le componenti di flusso (d) e di coppia (q) (si vedano a questo proposito le (3.5.4)).

Fig. 7.4.12 - *Transitorio di coppia del tipo ad impulso*

Fig. 7.4.13 - *Componenti di flusso (d) e coppia (q) del flusso statorico*

Le Fig. 7.4.14 e 7.4.15 si riferiscono ad un'inversione di coppia a velocità costante (funzionamento in recupero).

La Fig. 7.4.14 evidenzia l'andamento di una componente del flusso statorico (stimato), della velocità (misurata) e della coppia (stimata). Si osserva la piccola variazione di frequenza (l'ampiezza è costante) sufficiente per ottenere l'inversione della coppia.

La Fig. 7.4.15 mostra anche l'andamento della corrente sul ramo di dissipazione (traccia centrale). La circolazione di tale corrente consente di mantenere la tensione lato continua entro i limiti prefissati anche durante le fasi di recupero.

Fig. 7.4.14 - *Flusso statorico (1), velocità (2) e coppia (3)*

Fig. 7.4.15 - *Flusso statorico (1), corrente del dissipatore (2) e coppia (3)*

Nelle figure seguenti saranno considerati dei transitori di flusso. In Fig. 7.4.16 è riportato l'andamento di una componente e del quadrato del modulo del flusso statorico (stimato) durante una variazione a gradino del set del flusso stesso. Si osserva in questo caso l'estrema velocità di variazione di tale grandezza. La Fig. 7.4.17 mostra il conseguente transitorio sulla corrente di fase statorica (misurata) e l'andamento della coppia (stimata). L'assestamento della corrente statorica corrisponde al transitorio sul modulo del flusso rotorico. Ancora si può osservare il perfetto disaccoppiamento tra comando di flusso e coppia.

Fig. 7.4.16 - *Componente e quadrato del modulo del flusso statorico*

Fig. 7.4.17 - *Corrente di fase statorica e coppia durante il gradino di flusso*

Per quanto riguarda la determinazione della velocità nel caso di assenza dell'apposito trasduttore, è stato implementato uno degli algoritmi di stima proposti nel Par. 5.7. In particolare il riferimento è all'espressione (5.7.3) nella versione adattativa riportata nello schema a blocchi di Fig. 5.7.1. La stima del flusso avviene mediante il *modello in tensione*.

Fig. 7.4.18 - *Andamento delle velocità stimata e misurata*

In Fig. 7.4.18 è riportato l'andamento delle velocità stimata (traccia superiore) e quello della velocità misurata (traccia inferiore). Le variazioni della velocità, circa tra 700 e 1700 rpm, sono state ottenute variando rapidamente la caratteristica resistente del carico in condizioni di coppia e flusso di macchina pressoché nominali (Motore 1).

Come si evince da tale figura, la taratura dei regolatori *PI* è stata eseguita in modo da ottenere un risultato piuttosto filtrato senza peraltro penalizzarne la risposta dinamica.

7.5 Riferimenti bibliografici

- [1] G.Marro: "*Componenti dei sistemi di controllo*", ZANICHELLI - 1984, Bologna.
- [2] "*LEM Current & Voltage transducers*", Datapack Type Reference 1991, HEME INTERNATIONAL, Lancashire (UK).
- [3] Y.Tadros, G.Junge, S.Salama: "*Design aspects of high power PWM inverters with IGBT*", EPE - 1991, Firenze (I), Vol. 2, pp. 83-88.
- [4] "*Power Semiconductors '92-'93*", Catalogo e caratteristiche componenti elettronici di potenza, 1992, SEMIKRON INTERNATIONAL (D).
- [5] "*First-Generation TMS320 User's Guide*", DSP Products-1988, TEXAS INSTRUMENTS (USA).
- [6] "*TMS32010 Evaluation Module (EVM) User's Guide*", DSP Products-1985/88, TEXAS INSTRUMENTS (USA).
- [7] "*Integrated circuits data book*", Vol. 33a/33b/33c - 1989/1991, BURR-BROWN (USA).
- [8] "*TTL - ALS/AS Logic Data Book*", Vol. 2, 1989, TEXAS INSTRUMENTS (USA).
- [9] B.W.Putman: "*RS-232*", 1988, TECNICHE NUOVE - Milano (I)
- [10] "*1988 Components Catalog*", Data Communication Products, STANDARD MICROSYSTEMS CORPORATION, 1988, New York (USA).
- [11] "*Digital Signal Processing Applications: Theory, Algorithms, and Implementations*", DSP Products-1988, TEXAS INSTRUMENTS (USA).
- [12] M.Malcangi: "*Introduzione all'elaborazione digitale dei segnali*", JACKSON, Milano (I).

CONCLUSIONI

In questa dissertazione sono state proposte ed analizzate alcune strategie per il controllo delle macchine asincrone trifase con particolare riferimento alle tecniche di controllo diretto della coppia (*DTC*).

La particolare impostazione del problema dal punto di vista teorico, le simulazioni numeriche conseguenti alla creazione ed alla messa a punto di appositi codici di calcolo ed i risultati sperimentali ottenuti mediante la progettazione e realizzazione di alcuni prototipi, hanno rivelato come tali tecniche di controllo siano particolarmente efficienti e robuste per quanto riguarda le loro caratteristiche sia statiche che dinamiche. Le soluzioni adottate hanno consentito una notevole semplificazione rispetto agli schemi tradizionali sia per quanto riguarda l'*hardware* che il *software* del sistema di controllo.

Particolare importanza è stata riservata alla scelta del flusso di riferimento soprattutto per quanto riguarda il funzionamento transitorio. A tale proposito si è rivelato decisamente interessante il comportamento della macchina a modulo del flusso rotorico costante.

Si è evidenziato come l'assenza di trasduttori rotativi, quindi la mancanza di una misura diretta di posizione e/o velocità, renda piuttosto critica la stima del flusso soprattutto nel campo delle basse velocità. Per ottenere un comportamento robusto e stabile dell'azionamento in tutta la gamma di velocità di funzionamento del motore, si è verificata la possibilità di impiegare alcune combinazioni tra le diverse tecniche di stima dei flussi.

Sono inoltre state introdotte alcune tecniche originali per l'adattamento in linea dei principali parametri di macchina al fine di compensare le variazioni che tipicamente questi subiscono a causa delle variazioni termiche e della saturazione magnetica.

L'impiego di un azionamento a controllo diretto della coppia senza trasduttori rotativi si è rivelato particolarmente adatto nel caso di trazione elettrica. E' stata anche verificata la possibilità di stimare in linea la velocità dell'albero e quindi consentire l'applicazione di tali algoritmi a tutti quegli azionamenti elettrici tipici dei macchinari industriali che richiedono una regolazione della velocità.

Alla luce dei buoni riscontri sperimentali ottenuti, sono stati stipulati accordi preliminari con alcune Ditte costruttrici che hanno manifestato particolare interesse allo sviluppo ed all'industrializzazione di azionamenti con macchine asincrone basati sui principi introdotti in questa Tesi di Dottorato.