

## Sommario

<b>3. MODELLO DINAMICO DELLA MACCHINA ASINCRONA .....</b>	<b>1</b>
3.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DELLA MACCHINA ASINCRONA .....	4
3.2 MODELLO DINAMICO A 4 PARAMETRI.....	5
3.3 TEORIA DEL CONTROLLO VETTORIALE DELLE MACCHINE ELETTRICHE .....	7
3.3.1 <i>Introduzione</i> .....	7
3.3.2 <i>Confronto tra azionamenti in continua e azionamenti in alternata</i> .....	7
3.4 DALLA TEORIA UNIFICATA DELLE MACCHINE ELETTRICHE ALLA TEORIA VETTORIALE DEL CONTROLLO.....	9
3.5 IL CONTROLLO VETTORIALE DELLA MACCHINA ASINCRONA.....	11
3.6 CONTROLLO E ALIMENTAZIONE.....	16
3.7 CONTROLLO CON UN REGOLATORE DI CORRENTE A DISACCOPIAMENTO .....	18
3.7.1 <i>Anelli di controllo della corrente</i> .....	19
3.7.2 <i>Anello di controllo del flusso</i> .....	19
3.7.3 <i>Anello di controllo della velocità</i> .....	20
3.8 STIMATORI DELLO STATO .....	21
3.8.1 <i>Stimatore I-<math>\Omega</math></i> .....	21
3.8.2 <i>Stimatore V-I</i> .....	22
3.9 SCHEMA COMPLETO DEL FOC .....	24
3.10 CAMPO DI OPERATIVITÀ A TENSIONE E FREQUENZA VARIABILI .....	25
3.11 VOLT/Hz .....	27

### 3. Modello dinamico della macchina asincrona

Per ottenere i modelli delle macchine in c.a. necessari allo sviluppo dei sistemi di controllo è necessaria una premessa matematica relativamente a quella che prende il nome di teoria unificata delle macchine elettriche. Scopo finale di questa teoria è quello di poter trasferire le conoscenze controllistiche relativamente alle macchine a corrente continua anche al campo dell'alternata.

In questa fase non è ancora il momento di addentrarsi negli aspetti controllistici dello studio, ma semplicemente di giungere ad un modello dinamico della macchina asincrona che permetta di studiarne il comportamento in transitorio. L'argomento verrà ripreso più avanti e applicato allo studio dell'architettura di controllo.

Si consideri la struttura di una macchina asincrona trifase.

Si supponga di avere sia sullo statore che sul rotore un avvolgimento trifase (costituito da tre avvolgimenti sfasati fisicamente di  $120^\circ$ ) di cui, nella Figura 3-1, vengono riportati gli assi magnetici.

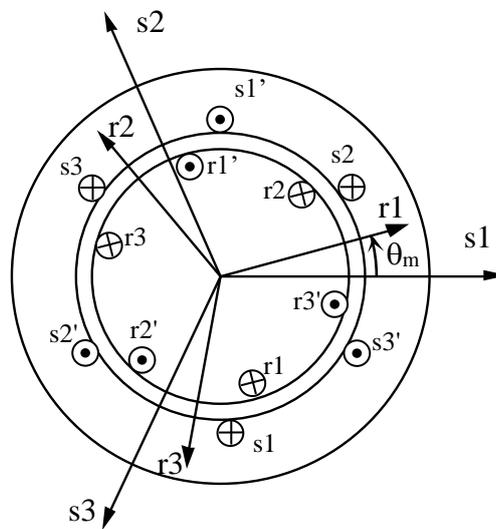


Figura 3-1: Schema di una macchina asincrona

Si supponga che la struttura elettromagnetica sia dotata di due poli (come è riportato nella stessa Figura 3-1) e si consideri poi valida l'ipotesi che la permeabilità del ferro sia molto elevata, al limite infinita rispetto a quella dell'aria.

Se gli avvolgimenti di statore vengono alimentati con un sistema simmetrico di tensioni, come si è visto nell'ambito della teoria classica, si genera al traferro un campo rotante con distribuzione al traferro di tipo sinusoidale (se gli avvolgimenti sono opportunamente distribuiti).

E' però possibile studiarne il funzionamento anche utilizzando la teoria dei circuiti mutuamente accoppiati.

Per ogni avvolgimento è possibile scrivere la classica relazione di un induttore:

$$v_k = R_k \cdot i_k + p\psi_k$$

dove con  $k$  si intende uno dei sei avvolgimenti, con  $R_k$  la resistenza di tale avvolgimento, con  $p$  l'operatore derivata rispetto al tempo e con  $\psi_k$  il flusso totale concatenato con l'avvolgimento  $k$ -esimo (sostenuto da tutte le correnti circolanti nei sei avvolgimenti).

Poiché gli avvolgimenti sono mutuamente accoppiati, si devono considerare i legami tra flussi e correnti rappresentati da equazioni del tipo:

$$\psi_k = \sum_i L_{ki}(\theta_m) \cdot i_i$$

dove la mutua induttanza  $L_{ki}(\theta_m)$  è funzione dell'angolo relativo tra gli assi magnetici di rotore e quelli di statore ( $\theta_m$ ) (per  $k=i$  il parametro è detto autoinduttanza).

Ad esempio, la mutua induttanza tra l'avvolgimento "r1" e l'avvolgimento "s1" è massima quando i due assi magnetici sono allineati, nulla quando sono disposti a 90°.

Si aggiunge quindi l'equazione dell'equilibrio meccanico, che in versione semplificata può essere la seguente:

$$T_e - T_r = J \cdot p\Omega_m$$

Si consideri ora un sistema di riferimento solidale con lo statore (sistema di riferimento stazionario, apice "s") e si applichi la formula dei fasori spaziali alle tre equazioni di statore. Si ottiene una nuova macchina in cui vi sono solo due avvolgimenti di statore, solidali con lo statore stesso e con assi magnetici ortogonali tra loro, percorsi da due correnti che sono la parte reale e immaginaria del fasore spaziale corrente di statore. Si ottiene:

$$\bar{v}_s^s = R_s \cdot \bar{i}_s^s + p\bar{\psi}_s^s$$

Analogamente per le grandezze rotoriche riferite ad un sistema di riferimento solidale con il rotore (apice "r") (in questo caso la formula dei fasori spaziali, applicata alle equazioni di rotore, trasforma la macchina in modo da presentare due avvolgimenti di rotore, ortogonali tra loro, ma solidali con il rotore):

$$\bar{v}_r^r = R_r \cdot \bar{i}_r^r + p\bar{\psi}_r^r$$

In queste condizioni, però, i fasori spaziali di rotore non hanno lo stesso sistema di riferimento dei fasori spaziali di statore e quindi non sono confrontabili. Occorre avere un unico sistema di riferimento per entrambi. Tra le varie scelte possibili, si scelga il sistema di riferimento solidale con lo statore (riferimento stazionario), che si trova ad un angolo  $-\theta_m$  rispetto all'avvolgimento di rotore.

Ricordando l'espressione di un fasore spaziale in funzione del sistema di riferimento (spostato di un angolo  $-\theta_m$  rispetto all'originario), si ha che le grandezze rotoriche "viste" da un sistema di riferimento solidale con lo statore diventano (si ricorda che  $p(e^{-j\theta_m}) = -j\dot{\theta}_m \cdot e^{-j\theta_m}$ ):

$$\bar{v}_r^s = R_r \cdot \bar{i}_r^s + p\bar{\psi}_r^s - j\dot{\theta}_m \bar{\psi}_r^s$$

In queste condizioni i due assi magnetici di statore (ortogonali tra loro) sono sempre affacciati ai corrispondenti assi magnetici di rotore, per cui i mutui accoppiamenti non dipendono più dalla posizione del rotore rispetto allo statore ( $\theta_m$ ).

Il legame flussi/correnti è così esprimibile:

$$\bar{\psi}_s^s = L_s \cdot \bar{i}_s^s + M \cdot \bar{i}_r^s$$

$$\bar{\psi}_r^s = L_r \cdot \bar{i}_r^s + M \cdot \bar{i}_s^s$$

Tale relazione è indipendente dal sistema di riferimento utilizzato. L'importante è che sia lo stesso per il rotore e per lo statore.

Il modello ora presentato è detto modello dinamico della macchina asincrona a 5 parametri ( $R_s, R_r, L_s, L_r, M$ ).

Dal bilancio energetico si ottiene l'espressione della coppia

La totale potenza istantanea entrante nel sistema dai morsetti di statore corrisponde alla somma della potenza entrante dai morsetti dell'avvolgimento  $s\alpha$  e dai morsetti dell'avvolgimento  $s\beta$ . Tale somma si può rappresentare mediante i fasori spaziali come parte reale del prodotto tensione per il coniugato della corrente

Identico ragionamento per i morsetti di rotore.

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta} + v_{r\alpha} i_{r\alpha} + v_{r\beta} i_{r\beta} &= \text{Re}(\bar{v}_s^s \cdot \bar{i}_s^s) + \text{Re}(\bar{v}_r^s \cdot \bar{i}_r^s) = \\ &= R_s \cdot i_s^s{}^2 + \text{Re}(p\bar{\psi}_s^s \cdot \bar{i}_s^s) + R_r \cdot i_r^s{}^2 + \text{Re}(p\bar{\psi}_r^s \cdot \bar{i}_r^s) + \text{Re}(-j\dot{\theta}_m \bar{\psi}_r^s \cdot \bar{i}_r^s) \end{aligned}$$

La totale potenza entrante viene dissipata in calore per effetto Joule (termini  $Ri^2$ ), utilizzata per variare l'energia magnetica immagazzinata negli induttori e in potenza meccanica. Infatti i termini:

$$\text{Re}(p\bar{\psi}_s^s \cdot \underline{i}_s^s) + \text{Re}(p\bar{\psi}_r^s \cdot \underline{i}_r^s) = i_{s\alpha} p \psi_{s\alpha} + i_{s\beta} p \psi_{s\beta} + i_{r\alpha} p \psi_{r\alpha} + i_{r\beta} p \psi_{r\beta}$$

rappresentano proprio la variazione di energia interna (se la macchina è isotropa) dei quattro induttori equivalenti (due sul rotore e due sullo statore).

Quindi la potenza meccanica risulta:

$$P_m = \text{Re}(-j\dot{\theta}_m \bar{\psi}_r^s \cdot \underline{i}_r^s) = \text{Im}(\dot{\theta}_m \bar{\psi}_r^s \cdot \underline{i}_r^s) = \dot{\theta}_m \text{Im}(\bar{\psi}_r^s \cdot \underline{i}_r^s)$$

Ma poiché sussistono le seguenti relazioni:

$$P_m = \Omega_m \cdot T_e$$

e

$$\dot{\theta}_m = n_p \Omega_m$$

con  $n_p$  numero di paia poli, risulta

$$T_e = n_p \cdot \text{Im}(\bar{\psi}_r^s \underline{i}_r^s)$$

Utilizzando il legame flussi/correnti del modello a 5 parametri è possibile ottenere differenti espressioni della coppia, tutte indipendenti dal sistema di riferimento (l'angolo del sistema di riferimento compare, come esponenziale, sia nel numero complesso che nel coniugato):

$$T_e = n_p \cdot \text{Im}(\bar{\psi}_r \underline{i}_r) = n_p \cdot \frac{M}{L_r} \text{Im}(\bar{i}_s \underline{\psi}_r) = n_p \cdot \text{Im}(\bar{i}_s \underline{\psi}_s) = n_p \cdot \frac{M}{L_r(L_s - M^2/L_r)} \text{Im}(\bar{\psi}_s \underline{\psi}_r)$$

Si consideri ora un generico sistema di riferimento  $dq$  ruotato di  $\theta_s$  rispetto allo statore (Figura 3-2). Il modello dinamico della macchina asincrona su assi generici  $d$  e  $q$  risulta:

$$\begin{aligned} \bar{v}_s &= R_s \cdot \bar{i}_s + p\bar{\psi}_s + j\dot{\theta}_s \bar{\psi}_s \\ \bar{v}_r &= R_r \cdot \bar{i}_r + p\bar{\psi}_r + j\dot{\theta}_r \bar{\psi}_r \\ T_e - T_r &= J \cdot p\Omega_m \end{aligned}$$

con  $\theta_r = \theta_s - \theta_m$

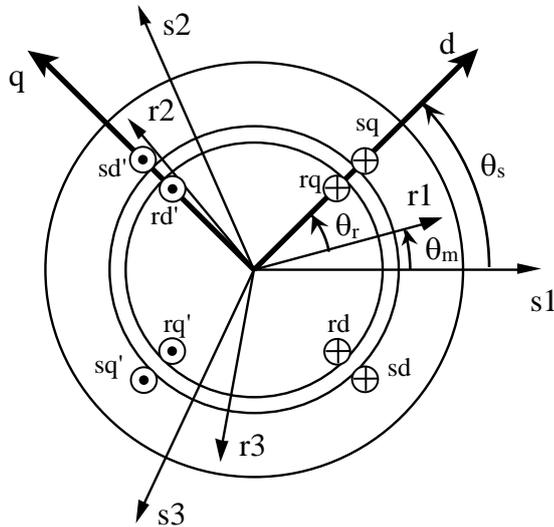


Figura 3-2: La macchina sugli assi  $dq$

Un'ultima osservazione è necessaria per mostrare come l'utilizzo dei fasori spaziali e l'adozione di un unico sistema di riferimento sia per lo statore che per il rotore ha eliminato la dipendenza dall'angolo  $\theta_m$  delle mutue induttanze tra statore e rotore. In questo modo i parametri necessari per descrivere la macchina sono costanti e identici a quelli individuati nella teoria classica (a 4 o 5 parametri).

### 3.1 Circuito equivalente della macchina asincrona

Sostituendo il legame flussi/correnti nelle equazione dinamiche di statore e di rotore su assi generici, ma mantenendo inalterati i termini mozionali, si ottiene:

$$\bar{v}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + L_s p \bar{i}_s + M p \bar{i}_r + j \dot{\theta}_s \bar{\psi}_s$$

$$\bar{v}_r = R_r \cdot \bar{i}_r + L_r p \bar{i}_r + M p \bar{i}_s + j \dot{\theta}_r \bar{\psi}_r$$

Sommando e sottraendo  $M p \bar{i}_s$  nella prima e  $M p \bar{i}_r$  nella seconda, si ricava:

$$\bar{v}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + L_s p \bar{i}_s + M p \bar{i}_r + j \dot{\theta}_s \bar{\psi}_s + M p \bar{i}_s - M p \bar{i}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + (L_s - M) p \bar{i}_s + M p (\bar{i}_s + \bar{i}_r) + j \dot{\theta}_s \bar{\psi}_s$$

$$\bar{v}_r = R_r \cdot \bar{i}_r + L_r p \bar{i}_r + M p \bar{i}_s + j \dot{\theta}_r \bar{\psi}_r + M p \bar{i}_r - M p \bar{i}_r = R_r \cdot \bar{i}_r + (L_r - M) p \bar{i}_r + M p (\bar{i}_s + \bar{i}_r) + j \dot{\theta}_r \bar{\psi}_r$$

Tali equazioni rappresentano la dinamica del circuito equivalente di Figura 3-3.

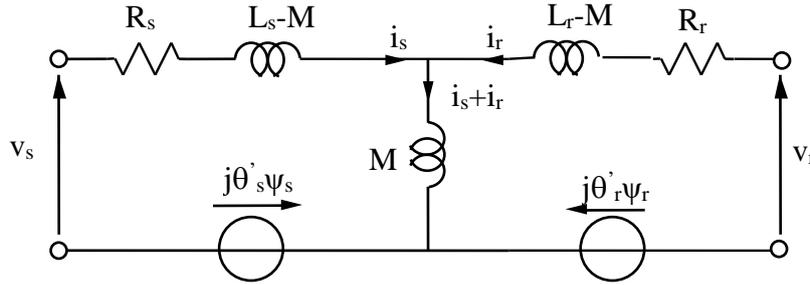


Figura 3-3: Circuito equivalente dinamico

Nel caso in cui la tensione di statore corrisponda a un sistema trifase simmetrico, terna diretta, il fasore spaziale corrispondente, ottenuto applicando la classica formula

$$\bar{v}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ v_1(t) + \bar{\alpha} \cdot v_2(t) + \bar{\alpha}^2 \cdot v_3(t) \right], \text{ risulterebbe, su assi fissi, pari a:}$$

$$\bar{v}_s = V \cdot e^{j\omega t}$$

con V pari al valore efficace della tensione concatenata.

A regime tutte le grandezze assumono la forma della forzante:

$$\bar{i}_s = I \cdot e^{j(\omega t + \phi_i)}$$

$$\bar{\psi}_s = \Psi \cdot e^{j(\omega t + \phi_\psi)}$$

In modo simile per le grandezze rotoriche.

Si supponga che il rotore sia in cortocircuito ( $v_r=0$ )

Introducendo lo scorrimento x

$$x = \frac{\omega - \omega_m}{\omega}$$

e ricordando che su assi fissi ( $\theta_s=0$ ) risulta che  $\theta'_r = -\omega_m$ ; l'equazione di rotore, a regime, diventa quindi:

$$0 = R_r \cdot \bar{i}_r^s + j \omega \bar{\psi}_r^s - j \omega_m \bar{\psi}_r^s = R_r \cdot \bar{i}_r^s + j x \omega \bar{\psi}_r^s$$

dove la derivata del fasore (rotante) è  $j\omega$  volte il fasore stesso.

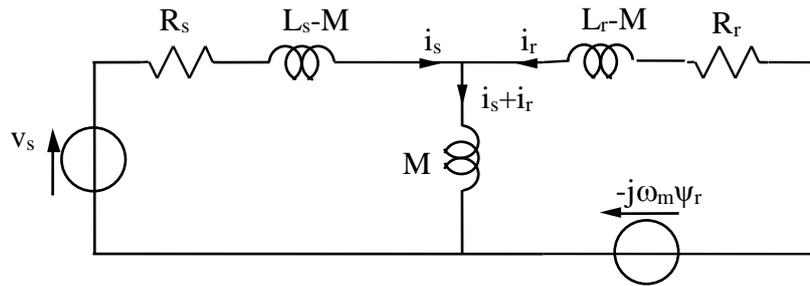


Figura 3-4: Circuito equivalente dinamico ad assi fissi e con rotore in cto cto

Dividendo per  $x$  e moltiplicando per  $(1-x)$  si ha che

$$0 = \frac{1-x}{x} R_r \cdot \bar{i}_r^s + j(1-x)\omega_m \bar{\psi}_r^s = \frac{1-x}{x} R_r \cdot \bar{i}_r^s + j\omega_m \bar{\psi}_r^s$$

da cui

$$\frac{1-x}{x} R_r \cdot \bar{i}_r^s = -j\omega_m \bar{\psi}_r^s$$

Questo significa che il termine mozionale (lato rotore) è equivalente ad un opportuno valore di resistenza, che risulta in serie alla resistenza di rotore stessa. Si ottiene, in questo modo, il circuito equivalente a regime della macchina asincrona (teoria classica).

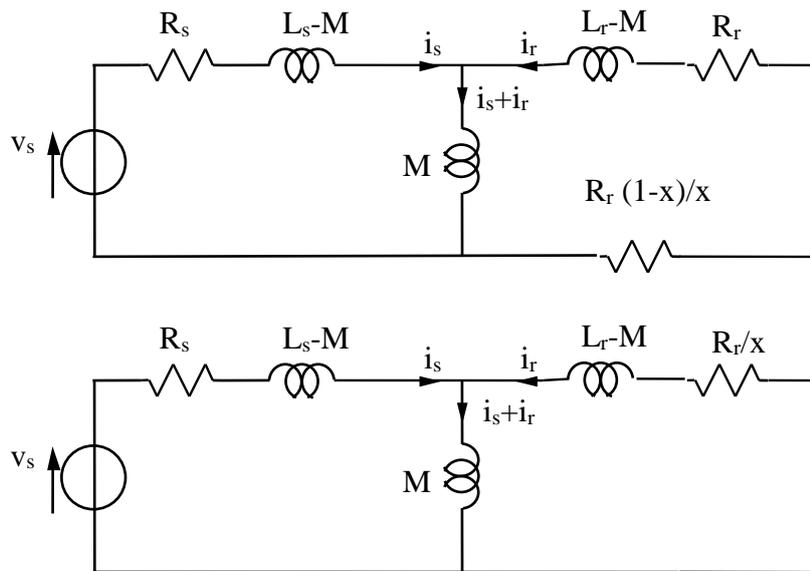


Figura 3-5: Circuito equivalente a regime: teoria classica

Si può infatti affermare che la teoria classica rappresenta un caso particolare della teoria ora illustrata.

### 3.2 Modello dinamico a 4 parametri

Si supponga di collegare ai morsetti rotorici un trasformatore ideale, con rapporto di trasformazione  $k$ , mantenendo le stesse grandezze ai morsetti di rotore.

Le grandezze di rotore, a sinistra del trasformatore, saranno legate alle grandezze originarie dalle seguenti relazioni

$$\frac{\bar{v}_r}{\bar{v}'_r} = \frac{\bar{\psi}_r}{\bar{\psi}'_r} = \frac{\bar{i}'_r}{\bar{i}_r} = \frac{1}{k}$$

Le equazioni dinamiche diventano (per sostituzione)

$$\bar{v}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + L_s p \bar{i}_s + M p k \bar{i}'_r + j \dot{\theta}_s \bar{\psi}_s$$

$$\frac{\bar{v}'_r}{k} = R_r \cdot k \bar{i}'_r + L_r p k \bar{i}'_r + M p \bar{i}_s + j \dot{\theta}_r \frac{\bar{\psi}'_r}{k}$$

quindi

$$\bar{v}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + L_s p \bar{i}_s + k M p \bar{i}'_r + j \dot{\theta}_s \bar{\psi}_s$$

$$\bar{v}'_r = k^2 R_r \cdot \bar{i}'_r + k^2 L_r p \bar{i}'_r + k M p \bar{i}_s + j \dot{\theta}_r \bar{\psi}'_r$$

che corrisponde al circuito equivalente di Figura 3-6 (con procedimento del tutto simile a quello presentato nel paragrafo 3.1)

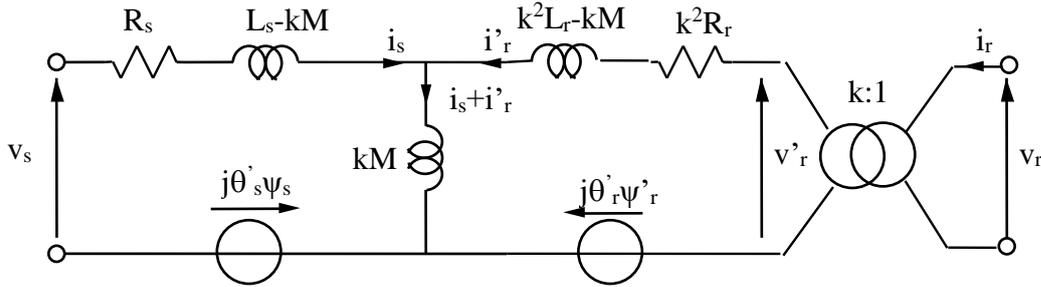


Figura 3-6: Inserimento di un trasformatore ideale

Scegliendo k tale da annullare l'induttanza serie lato rotore

$$k^2 L_r - kM = 0 \Rightarrow k = \frac{M}{L_r}$$

si ottiene il circuito equivalente a 4 parametri ( $L_{ks} = L_s - M^2/L_r$  induttanza di corto circuito):

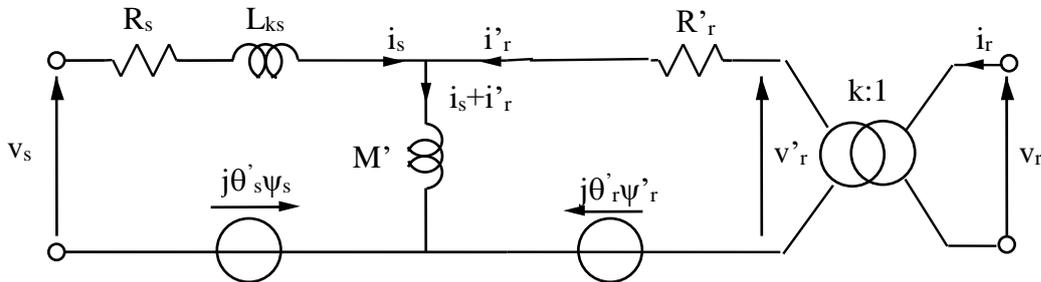


Figura 3-7: Scelta di un opportuno rapporto di trasformazione  $k = M/L_r$

Il modello dinamico della macchina asincrona a 4 parametri risulta, quindi:

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

$$\bar{v}'_r = R'_r \cdot \bar{i}'_r + p \bar{\psi}'_r + j \dot{\theta}_r \bar{\psi}'_r$$

$$\bar{\psi}_s = L_{ks} \bar{i}_s + M' (\bar{i}_s + \bar{i}'_r) = L_{ks} \bar{i}_s + \bar{\psi}'_r$$

$$\bar{\psi}'_r = M' (\bar{i}_s + \bar{i}'_r)$$

La coppia risulta

$$T_e = n_p \cdot \text{Im}(\bar{\psi}'_r \underline{i}'_r) = n_p \cdot \text{Im}(\bar{\psi}'_r \underline{i}'_r)$$

e, sfruttando la espressione del flusso rotorico

$$T_e = n_p \cdot \text{Im}(\bar{\psi}'_r \underline{i}'_r) = n_p \cdot \text{Im}(\bar{\psi}'_r (\frac{\bar{\psi}'_r}{M'} - \underline{i}_s)) = -n_p \cdot \text{Im}(\bar{\psi}'_r \underline{i}_s) = n_p \cdot \text{Im}(\bar{i}_s \underline{\psi}'_r)$$

d'altra parte, usando l'espressione del flusso statorico

$$T_e = n_p \cdot \text{Im}(\bar{i}_s \underline{\psi}'_r) = n_p \cdot \text{Im}(\bar{i}_s (\underline{\psi}_s - L_{ks} \underline{i}_s)) = n_p \cdot \text{Im}(\bar{i}_s \underline{\psi}_s)$$

Quest'ultima espressione, come si è visto, è valida anche per il modello a 5 parametri.

Riassumendo, per il modello a 4 parametri:

$$T_e = n_p \cdot \text{Im}(\bar{\psi}'_r i'_r) = n_p \cdot \text{Im}(\bar{i}_s \underline{\psi}'_r) = n_p \cdot \text{Im}(\bar{i}_s \underline{\psi}_s) = n_p \cdot \frac{1}{L_{ks}} \text{Im}(\bar{\psi}_s \underline{\psi}'_r)$$

La tensione  $v'_r$  è legata alla reale tensione  $v_r$ , ma poiché normalmente il rotore di una macchina asincrona è in corto circuito, tale tensione è nulla. D'altra parte la corrente di rotore non è misurabile nel caso in cui il rotore sia costruito a gabbia di scoiattolo. Da tali considerazioni si intuisce che non è necessario conoscere il rapporto di trasformazione  $k$ , in quanto di nessuna utilità. L'importante è ricordare che l'introduzione in un trasformatore ideale ha permesso di introdurre un grado di libertà, mantenendo l'equivalenza agli effetti esterni.

Tale grado di libertà è stato usato, in questo caso, per annullare l'induttanza serie lato rotore. Nulla vieta di adottare un differente valore di  $k$  ( $k=L_s/M$ ) per annullare l'induttanza serie lato statore (alcune applicazioni in ambito eolico, con alimentazione dal rotore, sono facilmente analizzabili adottando un tale modello), oppure definire un valore di  $k$  tale da rendere uguali le due induttanze serie ( $L_s - kM = k^2 L_r - kM \rightarrow k = \sqrt{L_s/L_r}$ ).

Di solito quando si parla di modello a 4 parametri non si riportano gli apici ', introdotti per differenziarli da quelli presenti nel modello a 5 parametri. Basta che le equazioni vengano accompagnate dall'indicazione di quale modello si intende usare.

Occorre ricordarsi che le due resistenze rotoriche sono differenti come lo sono le due induttanze  $M$ .

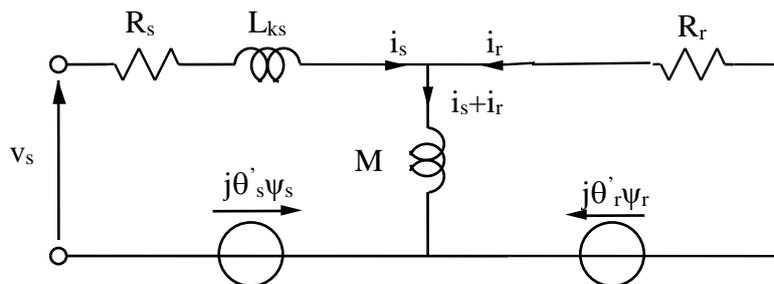


Figura 3-8: Circuito equivalente a 4 parametri con rotore in cto cto

### 3.3 Teoria del controllo vettoriale delle macchine elettriche

#### 3.3.1 Introduzione

Il progressivo affermarsi degli azionamenti in corrente alternata rispetto alle soluzioni basate su motori in corrente continua costituisce indubbiamente al giorno d'oggi un dato di fatto. Può nascere innanzitutto una domanda: cosa ha spinto il mondo industriale ad abbandonare la vecchia soluzione per la nuova?

E' universalmente noto infatti che tale passaggio ha comportato una notevole complicazione della struttura di controllo introducendo nuovi problemi che tuttora si possono considerare in parte irrisolti.

Prima di addentrarci nella matematica del controllo vettoriale vale quindi la pena di soffermarci a riflettere su quest'aspetto così da giustificare l'importanza di quanto segue alla luce di un chiaro inquadramento in termini di problematiche industriali.

#### 3.3.2 Confronto tra azionamenti in continua e azionamenti in alternata

(facoltativo)

Ogniqualevolta si affronti questo confronto viene subito spontaneo riferirsi a quelli che possono essere considerati i due punti deboli della macchina in corrente continua e cioè:

- a) il collettore
- b) le spazzole

Come è noto, infatti, entrambi questi elementi non sono presenti sulle macchine sia asincrone con rotore a gabbia di scoiattolo che sincrone a magneti permanenti e quindi tutto ciò può essere subito utile per affermare che con la soluzione in alternata saranno possibili:

- maggiori velocità massime raggiungibili
- maggiori livelli di tensione in quanto non si è più vincolati dalla tensione massima sopportabile tra lamella e lamella

Questi non sono comunque gli unici vincoli che vengono posti dal collettore. Più interessanti infatti dal punto di vista del controllo possono essere i limiti che vengono imposti alla dinamica della corrente.

Un tipico limite per le macchine in corrente continua è dato dal valore della derivata della corrente di armatura che si attesta intorno a 30 volte la corrente nominale al secondo. Anche se nelle più recenti realizzazioni costruttive di motori in corrente continua si è arrivati fino a circa 200 p.u./s va comunque ricordato che non esistono limiti di questo tipo per le macchine in alternata.

Ulteriori parametri consentono comunque un'analisi più accurata delle prestazioni massime raggiungibili con le diverse soluzioni.

#### Potenza e range di velocità:

A causa della presenza del collettore la velocità della macchina a corrente continua è intrinsecamente limitata. In generale, per motori di grossa potenza, non è possibile ottenere una macchina caratterizzata da un prodotto potenza-velocità maggiore di  $2.6 \cdot 10^6$ . Per esempio è difficile trovare motori in continua da 1350 kW con velocità nominale pari a 1500 giri/min. Non esistono viceversa problemi a superare questi limiti nella progettazione di un motore a corrente alternata.

#### Rendimento

Il rendimento di un motore ad induzione è generalmente comparabile e in qualche caso superiore a quello di un motore a corrente continua anche se la presenza della gabbia di rotore introduce un termine aggiuntivo nel calcolo delle perdite. Nel caso dei motori per azionamenti a velocità variabile, infatti, la gabbia può essere ottimizzata in conseguenza del fatto che non esercita alcun ruolo di limitazione di corrente per l'avviamento diretto.

#### Fattore di potenza

Considerando l'allacciamento dell'azionamento ad una rete industriale, gli azionamenti in corrente continua lavorano tipicamente presentando al punto nominale un valore di fattore di potenza che si aggira intorno a 0.9. Valori superiori non sono possibili in quanto un certo margine è necessario in regime dinamico per non rischiare la perdita di controllo. Nel caso degli azionamenti per motori asincroni la situazione non varia molto grazie alla presenza del condensatore di filtro lato corrente continua e all'azione dell'inverter che lavora a commutazione forzata. Va inoltre aggiunto che i moderni convertitori AC/DC a commutazione forzata assicurano comunque la possibilità di arrivare al fattore di potenza unitario per gli azionamenti in alternata, garantendo inoltre un limitato impatto in termini di contenuto armonico della corrente.

#### Inerzia

Una macchina per azionamenti in alternata ha generalmente, a pari potenza, una minore inerzia. In una macchina a corrente continua, infatti, si è spesso costretti ad aumentare il diametro della macchina in conseguenza dei vincoli di commutazione posti dal collettore. Si ha così che la macchina tende ad avere un'inerzia superiore e di conseguenza prestazioni dinamiche inferiori a pari coppia generata.

#### Protezioni

La protezione di una macchina ad induzione è estremamente più semplice per due ragioni fondamentali:

- 1) la macchina ha ottime capacità di sovraccaricabilità in conseguenza della struttura di rotore
- 2) gli organi di protezione per la corrente continua, man mano che si cresce con la potenza, tendono a diventare estremamente onerosi anche da un punto di vista economico.

### Manutenzione

Un motore ad induzione è praticamente privo di manutenzione se si trascurano i cuscinetti d'asse, presenti d'altra parte anche nei motori in corrente continua. In questi ultimi, d'altra parte, sono richiesti interventi di manutenzione ciclici sia per la sostituzione delle spazzole sia per la verifica delle superfici del collettore

### Robustezza

La struttura estremamente semplice della macchina asincrona è un chiaro indice della sua robustezza come anche dimostrato dall'utilizzo della macchina in ambienti ostili già prima dell'introduzione degli azionamenti a velocità variabile.

### Caratteristiche a velocità nulla

Un motore a corrente continua presenta problemi ad erogare per lunghi periodi coppie elevate a velocità nulla in conseguenza del fatto che vengono sollecitate sempre le stesse bobine di rotore e le stesse lamelle del collettore. La possibilità di operare in queste condizioni comporta normalmente un sovradimensionamento della macchina non necessario, viceversa, per la macchina ad induzione.

### Dimensioni e peso

A causa del collettore e della necessità di prevedere facili accessi per la manutenzione, le dimensioni di una macchina a corrente continua sono normalmente superiori ad una macchina ad induzione a pari coppia di dimensionamento.

### Confronto tra soluzione con macchina asincrona e sincrona

Il motore sincrono tradizionale perde molti dei vantaggi tipici della soluzione in corrente alternata in conseguenza della presenza di spazzole e anelli per il trasferimento della corrente di eccitazione al rotore. Fa chiaramente eccezione il caso della macchina sincrona a magneti permanenti.

D'altra parte le macchine sincrone possono lavorare a fattore di potenza unitario o addirittura con corrente in anticipo, ma tutto ciò comporta, come si può dimostrare, una perdita di capacità dinamica. Capacità dinamica che è già normalmente inferiore in conseguenza del valore elevato della reattanza sincrona che limita i transitori di corrente.

L'applicazione del motore sincrono diventa però significativa per le potenze elevate dove la possibilità di realizzare grossi convertitori totalmente basati su tiristori diventa economicamente rilevante.

L'applicazione dei magneti permanenti è viceversa, per il momento, principalmente confinata alle basse/medie potenze anche in conseguenza dell'elevato costo dei materiali impiegati. In questi ultimi anni, macchina sincrone a magneti permanenti con elevato numero di paia poli e di elevata potenza sono spesso usate negli impianti di generazione eolica.

## **3.4 Dalla teoria unificata delle macchine elettriche alla teoria vettoriale del controllo**

Se da un punto di vista pratico è stata dimostrata, nel precedente paragrafo, la superiorità della soluzione basata su motori asincroni, dal punto di vista del controllo il motore in corrente continua costituisce tuttora un punto di riferimento.

Si può infatti dire che punto centrale della teoria del controllo dei motori in alternata sia quello di cercare di ricreare la medesima situazione elettromeccanica del motore in corrente continua introducendo il controllo di una macchina, che si può definire fittizia, e a cui si può far riferimento attraverso opportune trasformazioni matematiche.

Punto di forza della macchina in corrente continua è la presenza di una situazione completamente disaccoppiata da un punto di vista magnetico tale per cui si possono definire con precisione:

- un asse polare su cui deve agire il flusso di magnetizzazione generato dalla corrente di eccitazione

- un asse interpolare su cui deve andare ad agire l'indotto attraverso la corrente di armatura.

La situazione particolarmente favorevole è data dal fatto che si possono individuare due ben precise porte elettriche ciascuna in grado di agire su uno solo dei due termini che costituiscono la coppia elettromagnetica.

Si ha infatti una prima porta, che può essere definita diretta, su cui agisce la corrente di eccitazione e una seconda porta - in quadratura - su cui agisce la corrente di armatura. Proprio il fatto che le due porte si trovino ad agire su due circuiti magnetici a  $90^\circ$  l'uno rispetto all'altro assicura il completo disaccoppiamento fra le due azioni. In realtà esiste una influenza dello statore (eccitazione) sul rotore (armatura) che si traduce nella forza elettromotrice  $E$ , che però può essere trattata, dal punto di vista del controllo, come se fosse un disturbo, abbastanza facilmente compensabile.

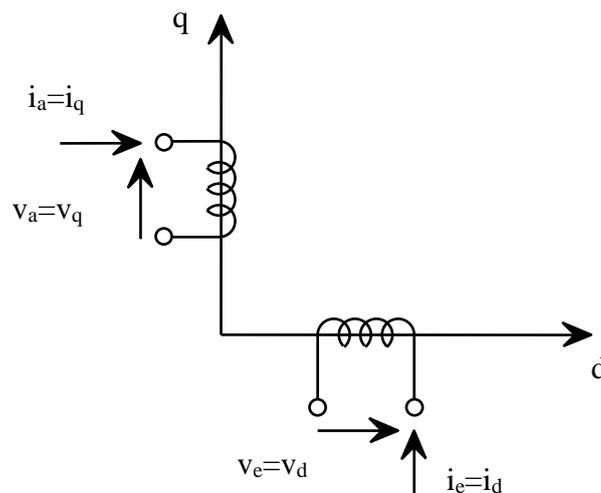


Figura 3-9: Visione biassiale della macchina in corrente continua

Si consideri ora una macchina alimentata in corrente alternata, sia essa asincrona o sincrona a magneti permanenti. In questo caso ci troviamo di fronte ad una sola "porta elettrica" a tre morsetti: ne consegue che, in questo caso, l'azione diretta e in quadratura non risultano "naturalmente" né intuitivamente disaccoppiate.

Scopo fondamentale del controllo vettoriale è operare una trasformazione matematica sulle variabili di macchina in maniera tale da evidenziare due porte elettriche sulla "macchina fittizia" tali per cui ognuna di esse agisca su un circuito magnetico disaccoppiato esattamente come nella macchina a corrente continua.

Si ha allora:

- asse diretto: circuito fittizio di alimentazione per la creazione del campo. Tale circuito dovrà essere alimentato da un'opportuna corrente nel caso della macchina asincrona per creare il campo al traferro, mentre dovrà risultare un circuito aperto nel caso della macchina a magneti permanenti dato che il campo è già presente per effetto dei magneti stessi
- asse in quadratura: circuito fittizio di alimentazione in cui dovrà circolare una corrente proporzionale alla coppia che si vuole generare. Tale circuito svolge quindi lo stesso ruolo svolto dal circuito di armatura nella macchina a corrente continua.

Il risultato pratico che si ottiene è un completo disaccoppiamento della dinamica dei transitori lenti (cioè quelli legati alla magnetizzazione della macchina) dai transitori veloci (cioè quelli legati al controllo della coppia elettromeccanica). Si ha quindi che risulta possibile ottenere per le dinamiche più veloci le massime bande passanti consentite dalla macchina avendo come unico limite le induttanze viste dal convertitore in relazione agli avvolgimenti di statore senza che risultino sollecitate le variabili di stato caratterizzate da costanti di tempo più lente.

In quest'ottica si può individuare uno schema logico che può essere considerato valido per il controllo vettoriale in generale a prescindere dal tipo di macchina:

- misura le grandezze elettriche reali
- trasforma le grandezze elettriche della macchina reale nella macchina fittizia
- applica alle variabili fittizie la regolazione secondo la teoria della macchina in corrente continua
- trasforma i comandi da applicare alla macchina fittizia nei corrispondenti comandi per la macchina reale

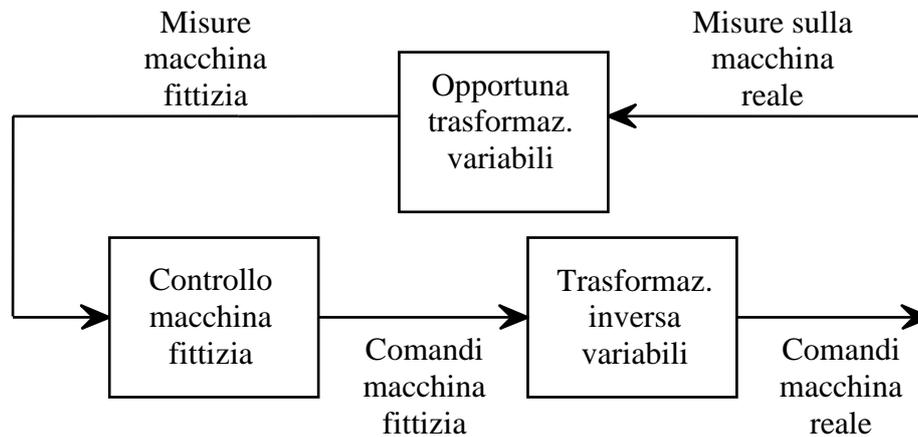


Figura 3-10: Schema logico del controllo vettoriale

Si evidenziano quindi facilmente quali siano i limiti e le problematiche pratiche:

- ricostruire le informazioni necessarie per la determinazione dello stato della "macchina fittizia", cioè determinare le condizioni da imporre alle correnti e tensioni della macchina reale per trasformarle nelle variabili di stato della "macchina fittizia"
- determinare le strategie per "mappare" le condizioni determinate per la "macchina fittizia" sulla macchina reale

Nel seguito i principi qui espressi in maniera generale verranno applicati al progetto del controllo della macchina asincrona ad induzione e al controllo della macchina sincrona a magneti permanenti. Si vedrà inoltre che l'opportuna trasformazione di variabili altro non è che il calcolo di un fasore spaziale in un sistema di riferimento scelto opportunamente secondo criteri che sono legati alla fisica della singola macchina.

### 3.5 Il controllo vettoriale della macchina asincrona

Il controllo vettoriale della macchina asincrona, come già ricordato in precedenza, si basa su una opportuna scelta degli assi di riferimento utilizzati dal regolatore in modo tale che una componente del fasore spaziale della corrente statorica agisca esclusivamente sul flusso, e l'altra sulla coppia elettromagnetica.

In questo modo la macchina asincrona viene regolata come una macchina in corrente continua in cui si agisce separatamente sulla corrente di eccitazione e su quella di armatura.

Tale approccio di regolazione è noto da tempo, ma il suo pratico impiego è avvenuto solo negli ultimi anni grazie allo sviluppo dei sistemi di controllo digitali e al progresso degli interruttori statici (*valvole*) di potenza.

Per illustrare il principio del controllo ad orientamento di campo, occorre riprendere il modello della macchina asincrona.

Si considerino le equazioni di stato della macchina asincrona riferite ad un sistema di assi rotanti  $d, q$ :

$$(3-1) \quad \begin{aligned} \overline{v_s} &= R_s \cdot \overline{i_s} + p\overline{\psi_s} + j\dot{\theta}_s \cdot \overline{\psi_s} \\ \overline{v_r} &= 0 = R_r \cdot \overline{i_r} + p\overline{\psi_r} + j\dot{\theta}_r \cdot \overline{\psi_r} \\ p\omega_m &= \frac{n_p(T_e - T_r)}{J} \end{aligned}$$

dove:

$T_e = n_p \cdot \text{Im}(\overline{i_s} \cdot \overline{\psi_s})$  coppia elettromagnetica,

$v_s$  = tensione statorica;

$v_r$  = tensione rotorica;

$i_s$  = corrente statorica;

$i_r$  = corrente rotorica;

$\psi_s$  = flusso concatenato statorico;

$\psi_r$  = flusso concatenato rotorico;

$\dot{\theta}_s = \omega_s$  = velocità del sistema di riferimento rispetto agli assi fissi di statore cioè rispetto al sistema di riferimento stazionario;

$\dot{\theta}_m = \omega_m$  = velocità meccanica (in radianti elettrici al secondo);

$\dot{\theta}_r = \omega_r = \omega_s - \omega_m$  = velocità del sistema di riferimento rispetto agli assi fissi di rotore;

$R_s, R_r$  = resistenza statorica e rotorica;

$T_r$  = coppia resistente;

$n_p = n^\circ$  di paia poli;

$J$  = momento d'inerzia.

Esistono poi i legami flussi/correnti (modello a quattro parametri):

$$(3-2) \quad \begin{aligned} \overline{\psi_s} &= L_{ks} \overline{i_s} + \overline{\psi_r} \\ \overline{\psi_r} &= M \cdot (\overline{i_s} + \overline{i_r}) \end{aligned}$$

Si scelgono come variabili di stato la corrente statorica  $i_s$  e il flusso rotorico  $\psi_r$ .

Il flusso di statore dipende dalle variabili di stato come descritto nella prima delle equazioni (3-2).

Dalle eq. (3-2) risulta invece che:

$$(3-3) \quad \overline{i_r} = \frac{\overline{\psi_r}}{M} - \overline{i_s}$$

dove:

$L_{ks}$  induttanza di corto circuito statorica;

$M$  induttanza di magnetizzazione

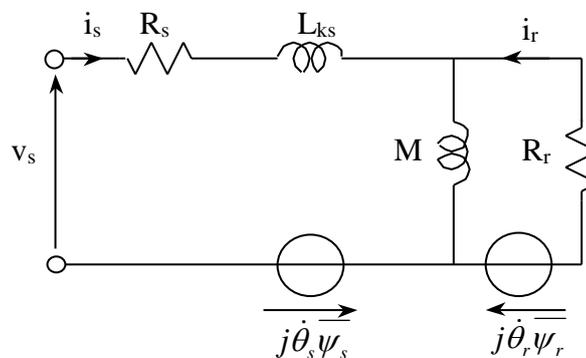


Figura 3-11 Circuito equivalente dinamico

Sostituendo le (3-2) e (3-3) nelle (3-1) si può ottenere il sistema di equazioni espresso nelle variabili di stato elettriche:  $i_s$  e  $\psi_r$ :

$$(3-4) \quad \begin{aligned} \bar{v}_s &= R_s \cdot \bar{i}_s + L_{ks} p \bar{i}_s + p \bar{\psi}_r + j \dot{\theta}_s \cdot L_{ks} \cdot \bar{i}_s + j \dot{\theta}_s \bar{\psi}_r \\ 0 &= \frac{R_r}{M} \cdot \bar{\psi}_r - R_r \cdot \bar{i}_s + p \bar{\psi}_r + j \dot{\theta}_r \cdot \bar{\psi}_r \end{aligned}$$

le tensioni rotoriche sono poste a zero in quanto si ipotizza che il rotore sia in corto circuito. Dalle equazioni rotoriche delle (3-4) si ottiene:

$$(3-5) \quad p \bar{\psi}_r = R_r \cdot \bar{i}_s - \frac{R_r}{M} \cdot \bar{\psi}_r - j \dot{\theta}_r \cdot \bar{\psi}_r$$

Sostituendo l'equazione (3-5) nelle equazioni statoriche (3-4) si ottiene:

$$(3-6) \quad \bar{v}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + L_{ks} p \bar{i}_s + \left( R_r \cdot \bar{i}_s - \frac{R_r}{M} \cdot \bar{\psi}_r - j \dot{\theta}_r \cdot \bar{\psi}_r \right) + j \dot{\theta}_s \cdot L_{ks} \cdot \bar{i}_s + j \dot{\theta}_s \bar{\psi}_r$$

Riscrivendo le (3-6) ponendo  $\dot{\theta}_r = \dot{\theta}_s - \dot{\theta}_m$ , si ottiene

$$\bar{v}_s = (R_s + R_r) \cdot \bar{i}_s + L_{ks} p \bar{i}_s - \frac{R_r}{M} \cdot \bar{\psi}_r + j \dot{\theta}_s \cdot L_{ks} \cdot \bar{i}_s + j \dot{\theta}_m \bar{\psi}_r$$

Introducendo il termine  $R_{ks} = R_s + R_r$  si ha:

$$(3-7) \quad \bar{v}_s = R_{ks} \cdot \bar{i}_s + L_{ks} p \bar{i}_s - \frac{R_r}{M} \cdot \bar{\psi}_r + j \dot{\theta}_s \cdot L_{ks} \cdot \bar{i}_s + j \dot{\theta}_m \bar{\psi}_r$$

Sostituendo nell'espressione della coppia elettromeccanica i legami (3-2) si ha:

$$T_e = n_p \operatorname{Im}(\bar{i}_s \bar{\psi}_r)$$

A questo punto si scelgono gli assi "d" e "q" in modo tale che la direzione dell'asse "d" risulti sempre coincidente con quella del vettore rappresentativo del flusso rotorico  $\psi_r$ ; con tale scelta la componente in quadratura del flusso di rotore è sempre nulla e l'ampiezza di quella diretta coincide con l'ampiezza  $\psi_r$  del fasore spaziale rappresentativo del flusso rotorico, ossia risulta:

$$\psi_{rd} = \psi_r \quad \text{and} \quad \psi_{rq} = 0.$$

per cui la equazione (3-7), scomponendola negli assi  $d$  e  $q$ , diventa:

$$(3-8) \quad \begin{aligned} v_{sd} &= R_{ks} \cdot i_{sd} + L_{ks} p i_{sd} - \frac{R_r}{M} \cdot \psi_r - \dot{\theta}_s \cdot L_{ks} \cdot i_{sq} \\ v_{sq} &= R_{ks} \cdot i_{sq} + L_{ks} p i_{sq} + \dot{\theta}_m \cdot \psi_r + \dot{\theta}_s \cdot L_{ks} \cdot i_{sd} \\ p \psi_r &= R_r \cdot i_{sd} - \frac{R_r}{M} \cdot \psi_r \\ 0 &= R_r \cdot i_{sq} - \dot{\theta}_r \cdot \psi_r \\ p \omega_m &= \frac{n_p}{J} (T_e - T_r) \\ T_e &= n_p \cdot \psi_r \cdot i_{sq} \end{aligned}$$

dove con  $\dot{\theta}_s$  e  $\dot{\theta}_r$  si intendono rispettivamente la velocità del sistema di riferimento solidale con il flusso rotorico rispetto agli avvolgimenti di statore e di rotore, rispettivamente.

Le (3-8) diventano, una volta espresse in forma canonica:

$$\begin{aligned}
(3-9) \quad p i_{sd} &= \frac{1}{L_{ks}} \left[ v_{sd} - R_{ks} \cdot i_{sd} + \frac{R_r}{M} \cdot \psi_r + \dot{\theta}_s \cdot L_{ks} \cdot i_{sq} \right] \\
p i_{sq} &= \frac{1}{L_{ks}} \left[ v_{sq} - R_{ks} \cdot i_{sq} - \dot{\theta}_m \cdot \psi_r - \dot{\theta}_s \cdot L_{ks} \cdot i_{sd} \right] \\
p \psi_r &= R_r \cdot i_{sd} - \frac{R_r}{M} \cdot \psi_r \\
0 &= R_r \cdot i_{sq} - \dot{\theta}_r \cdot \psi_r \\
p \omega_m &= \frac{n_p}{J} (T_e - T_r) \\
T_e &= n_p \cdot \psi_r \cdot i_{sq}
\end{aligned}$$

Osservando la terza e l'ultima equazione si nota come le due componenti della corrente storica agiscano separatamente sul flusso rotorico e sulla coppia motrice; infatti il flusso dipende solo dalla componente  $i_{sd}$  mentre la componente  $i_{sq}$  agisce solo sulla coppia.

Il comportamento del motore asincrono controllato con orientamento di campo risulta quindi analogo a quello di un motore a corrente continua: in tale analogia la componente diretta della corrente storica assume il ruolo della corrente di eccitazione e la componente in quadratura quello della corrente di armatura. Naturalmente, mentre nel motore a corrente continua le due correnti circolano in due avvolgimenti distinti, nel caso in esame  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  sono le componenti secondo gli assi  $d$  e  $q$  di un unico sistema di correnti trifasi: il passaggio dall'uno all'altro sistema si ottiene mediante la trasformata di Park o la formula del fasore spaziale e la rotazione del sistema di riferimento.

Il disaccoppiamento così ottenuto tra gli effetti delle due componenti della corrente storica permette di semplificare il controllo delle variabili meccaniche dell'azionamento. Infatti se il flusso rotorico è mantenuto costante, la coppia risulta direttamente proporzionale alla componente in quadratura della corrente storica  $i_{sq}$ , il cui valore di riferimento può quindi essere direttamente ricavato dal valore desiderato della coppia. Una variazione di coppia potrebbe, d'altra parte, essere ottenuta mediante una variazione di flusso agendo sulla  $i_{sd}$ , ma data la presenza della elevata costante di tempo con cui  $i_{sd}$  influenza il flusso ( $M/R_r$ ), decisamente più alta della costante di tempo tra tensione e corrente di statore ( $L_{ks}/R_{ks}$ ), questa modalità non si presta per una rapida regolazione della coppia  $T_e$ .

Lo schema della macchina asincrona in coordinate di campo risulta dunque quello di Figura 3-12.

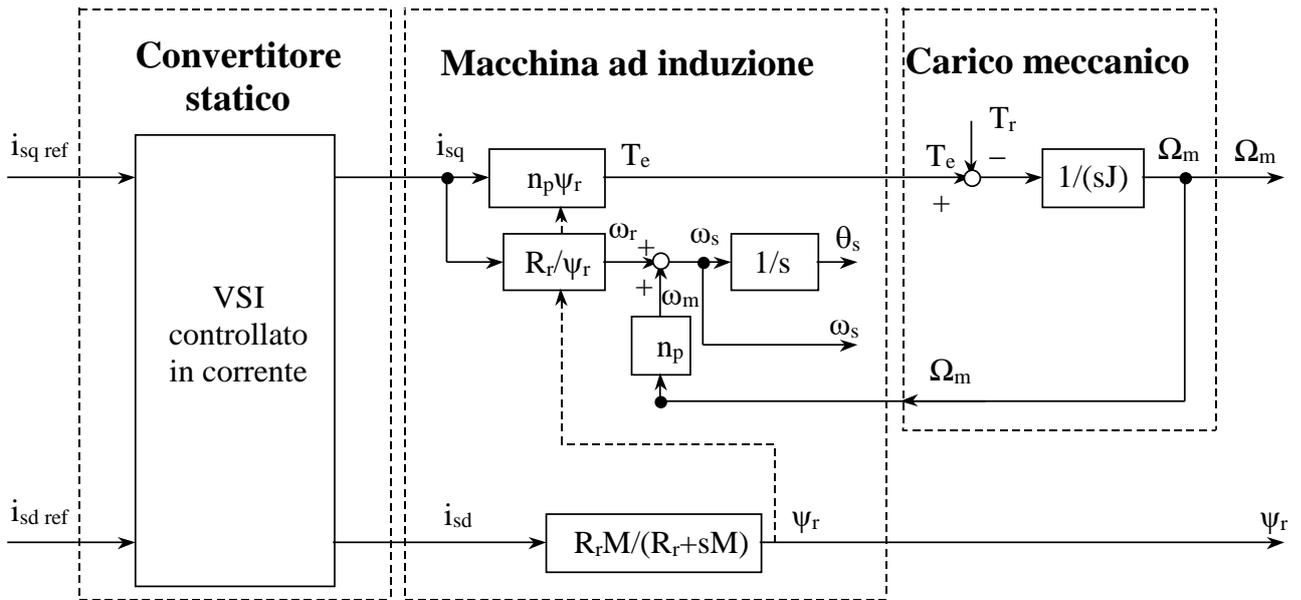


Figura 3-12 Schema della macchina asincrona in coordinate di campo considerando le correnti statoriche come ingressi (alimentatore come generatore ideale di corrente)

Lo schema di massima del sistema di controllo dell'azionamento risulta quindi:

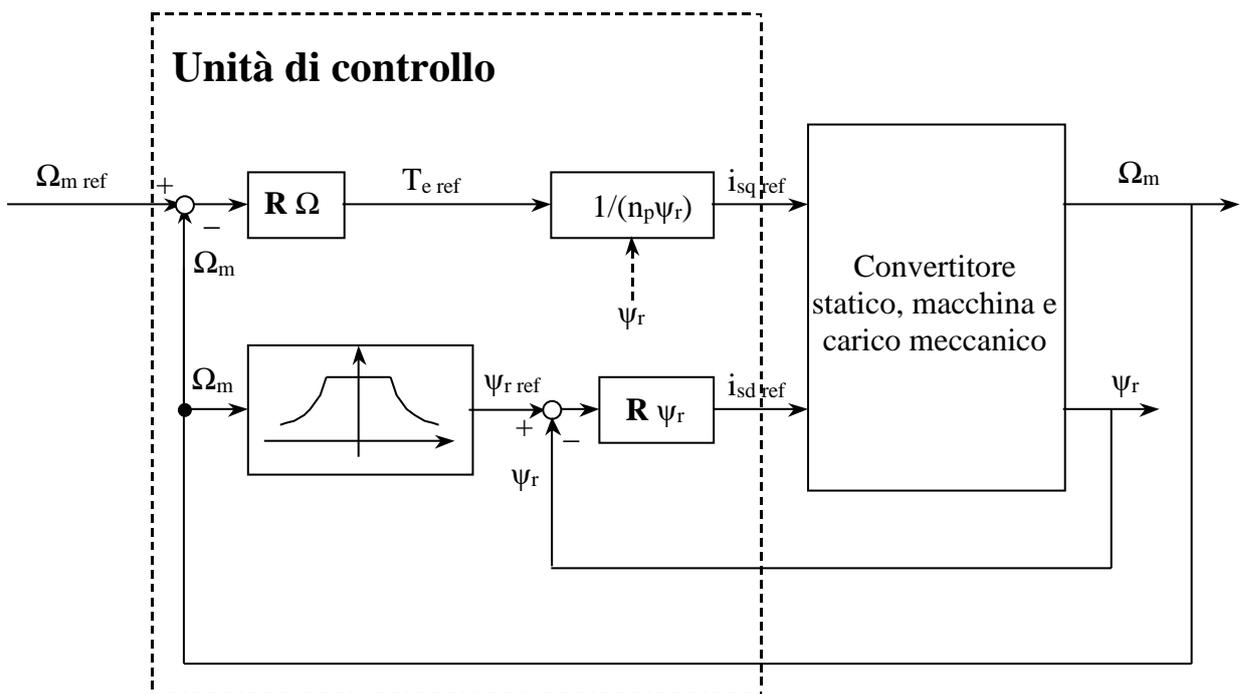


Figura 3-13 Schema di massima del controllo

Nella Figura 3-13 il blocco " $R \Omega$ " effettua il controllo delle variabili meccaniche e determina il valore desiderato della coppia; il blocco " $R \psi_r$ " agisce invece sulla componente  $i_{sd}$  in modo che il flusso rotorico risulti uguale ad un valore di riferimento  $\psi_{r\ ref}$ . A differenza della macchine in corrente continua in cui il legame tra flusso  $\psi_{ae}$  e corrente di eccitazione  $i_e$  era non lineare ma diretto, nella macchina asincrona esiste una funzione di trasferimento tra flusso  $\psi_r$  e corrente che lo sostiene  $i_{sd}$ . In questo caso, quindi, è opportuno inserire un controllo in anello chiuso per velocizzare la risposta del sistema.

Alle basse velocità, quando l'azionamento deve fornire una coppia elevata indipendentemente dalla velocità stessa, il valore di riferimento del flusso viene mantenuto costante e pari al massimo consentito dai circuiti magnetici della macchina (al limite della saturazione del materiale ferromagnetico); alle velocità più elevate, in cui l'azionamento non può che lavorare a potenza massima, il valore di riferimento del flusso viene assunto inversamente proporzionale alla velocità (come nel campo di operatività: si veda paragrafo 3.10).

L'implementazione del controllo ad orientamento di campo può essere effettuata secondo approcci diversi (controllo diretto o indiretto, a tensione o a corrente impressa), ma in ogni caso il disaccoppiamento ottenuto permette di effettuare la sintesi del sistema di controllo delle variabili meccaniche in maniera del tutto indipendente.

A questo punto sono evidenti i vantaggi offerti da questo tipo di controllo:

- accesso diretto al flusso ed alla coppia in maniera indipendente permettendo indebolimento di campo e limitazioni controllate della coppia e della corrente;
- il disaccoppiamento è operante sia in transitorio che in regime permanente;
- a regime il regolatore elabora quantità costanti il che rende il controllo meno sensibile ad inevitabili ritardi o sfasamenti di segnale.

A fronte di questi vantaggi, il controllo ad orientamento di campo presenta alcuni seri ostacoli da superare e principalmente l'acquisizione di un segnale di flusso, indipendente dalla frequenza, che fornisca modulo e posizione del vettore flusso rotorico. In secondo luogo sussiste una certa complessità di calcolo legata principalmente alle necessarie trasformazioni di variabili.

### **3.6 Controllo e alimentazione**

Nella teoria generale del controllo ad orientamento di campo si è assunto che le correnti di statore fossero regolabili a piacere, come se la macchina fosse alimentata da un generatore di corrente controllabile, ottenendo così una notevole semplificazione del modello, in quanto questa ipotesi ha permesso di trascurare le equazioni rappresentative del comportamento dei circuiti statorici.

Secondo tale assunto, dunque, lo schema generale del regolatore di un motore con controllo ad orientamento di campo può essere rappresentato come in

Figura 3-14 dove il blocco indicato come "Ricostruttore di flusso" è un osservatore dello stato realizzato secondo modalità come quella che verrà riportata in seguito (paragrafo 3.8).

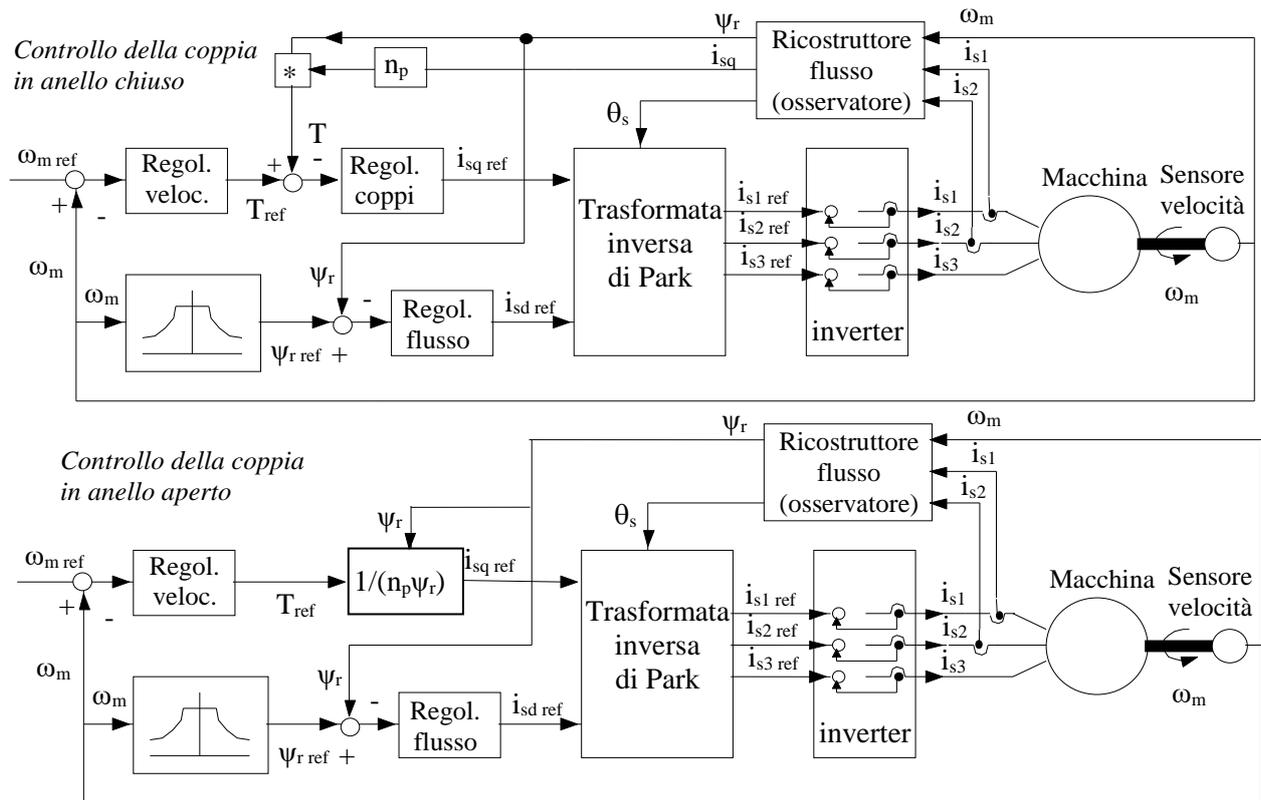


Figura 3-14 Schema completo del controllo ad orientamento di campo con inseguimento di corrente (nelle due versioni: con controllo di coppia in anello chiuso e aperto)

In questo schema di massima l'inverter è rappresentato da un dispositivo dotato di un veloce controllo di corrente tale da permettere alle correnti di inseguire fedelmente i valori di riferimento, in modo che l'inverter possa essere rappresentato da un blocco di guadagno unitario o da un ritardo puro, cioè del tipo  $e^{-st}$ , o, al più, da un elemento dinamico del primo ordine  $1/(1+s\tau)$ .

Questa soluzione è attuabile nell'ipotesi che il convertitore di potenza sia costituito da elementi a semiconduttori veloci necessari per ottenere un buon inseguimento di corrente (frequenze di commutazione superiori ai 15 kHz), applicabile, quindi, per potenze fino a 15 – 20 kW. Questa struttura, come visto, ha il vantaggio di utilizzare un sistema di regolazione della corrente molto semplice.

Se ci si vuole svincolare dai limiti di frequenza di commutazione e potenza introdotti sopra è necessario utilizzare una filosofia di regolazione della corrente più complessa che consente però di utilizzare dispositivi a semiconduttore più lenti (fino a 800 Hz) e di giungere a potenze dell'ordine del MW.

La regolazione di corrente descritta in seguito è detta "a disaccoppiamento" ed è basata sulla modulazione PWM che prevede l'utilizzo di inverter a tensione impressa.

In questa situazione non è però possibile trascurare la dinamica statorica nella definizione del modello della macchina asincrona; sarà quindi necessario rivedere il modello del motore che era stato rappresentato in Figura 3-12.

Lo schema di controllo è il seguente:

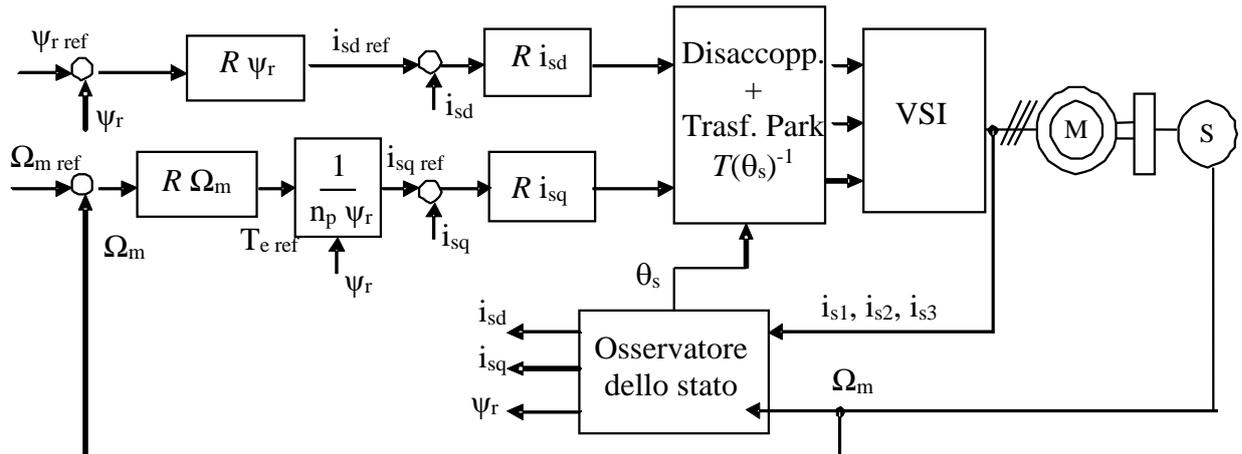


Figura 3-15 Schema completo del controllo ad orientamento di campo con regolatore di corrente a disaccoppiamento

Come è possibile vedere, la regolazione di corrente mediante la metodologia indicata ha introdotto due regolatori sugli assi  $d$  e  $q$ , complicando la situazione rispetto al caso dell'inseguimento di corrente ma consentendo di svincolarsi dai limiti di potenza e frequenza descritti sopra.

### 3.7 Controllo con un regolatore di corrente a disaccoppiamento

Nelle eq. (3-8) le vere tensioni in grado di incrementare o decrementare le correnti  $i_{sd}$  and  $i_{sq}$  sono:

$$u_{sd} = R_{ks} \cdot i_{sd} + L_{ks} p i_{sd}$$

$$u_{sq} = R_{ks} \cdot i_{sq} + L_{ks} p i_{sq}$$

Il termine " $-\frac{R_r}{M} \cdot \psi_r$ " è assimilabile ad un disturbo, mentre " $+\dot{\theta}_m \cdot \psi_r$ " assomiglia ad una forza elettromotrice (come in una macchina in c.c.).

I termini " $-\dot{\theta}_s \cdot L_{ks} \cdot i_{sq}$ " e " $+\dot{\theta}_s \cdot L_{ks} \cdot i_{sd}$ " sono termini di accoppiamento tra i due anelli di controllo delle correnti  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ .

Il regolatore di corrente a disaccoppiamento, con la compensazione dei disturbi e la capacità di eseguire una "partenza al volo", ha una struttura come mostrato in Figura 3-16.

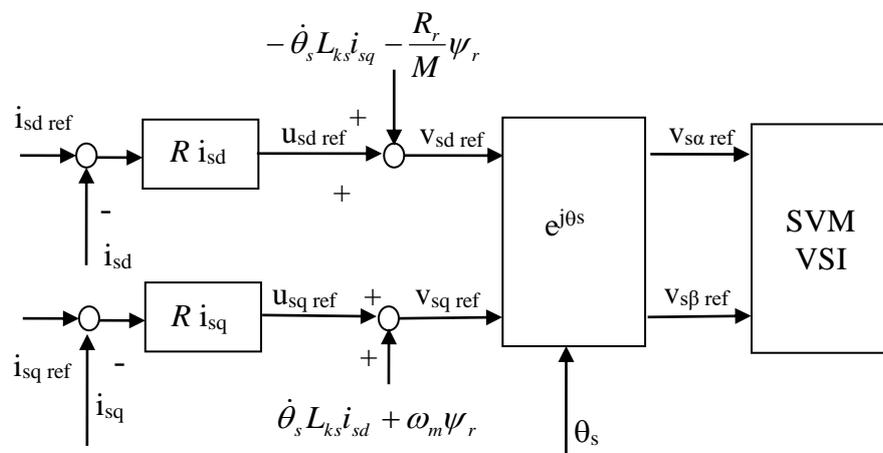


Figura 3-16 Disaccoppiamento e compensazione dei disturbi

### 3.7.1 Anelli di controllo della corrente

Si supponga di avere a disposizione un ottimo stimatore dello stato e di essere, quindi, in grado di calcolare in modo corretto i termini di accoppiamento e di compensazione; lo schema di controllo dei regolatori di corrente risulta il seguente:

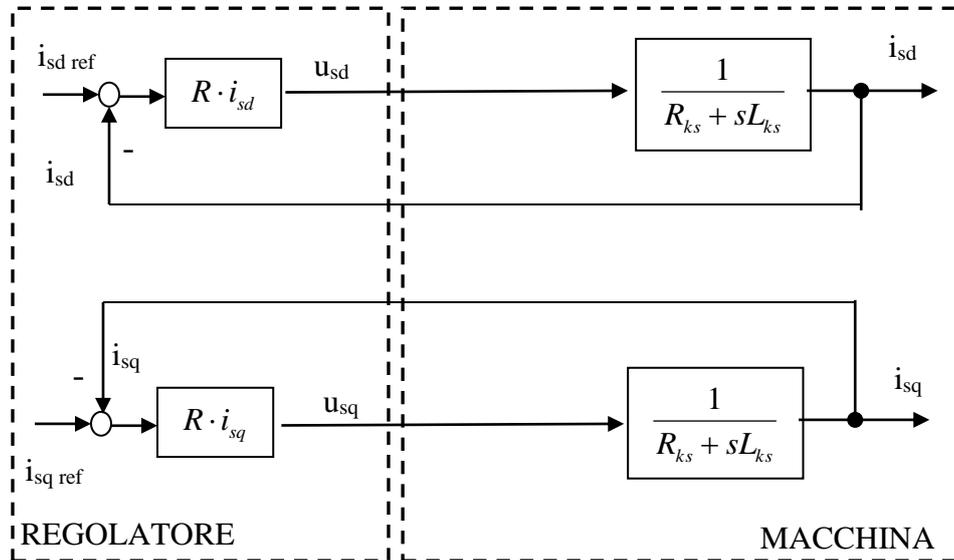


Figura 3-17 Schema di controllo di corrente con disaccoppiamento e compensazione ideali

La semplificazione è possibile poiché i termini di accoppiamento e di compensazione dei disturbi sono calcolati dal controllore stesso e poiché si suppone che l'alimentatore sia riconducibile ad un guadagno unitario.

In queste condizioni non vi sono differenze tra i regolatori che agiscono sulle correnti di asse  $d$  o di asse  $q$ .

La funzione di trasferimento "vista" dal regolatore è la seguente:

$$BI(s) = \frac{1}{R_{ks} + s \cdot L_{ks}}$$

La funzione di trasferimento in anello chiuso, utile per la sintesi degli anelli (più esterni) di controllo della velocità e del flusso, risulta quindi:

$$LI(s) = \frac{\left( KpI + \frac{KiI}{s} \right) \cdot BI(s)}{1 + \left( KpI + \frac{KiI}{s} \right) \cdot BI(s)}$$

dove è stato utilizzato un classico PI come regolatore di corrente ( $KpI$  e  $KiI$  sono i guadagni del PI).

### 3.7.2 Anello di controllo del flusso

Si consideri ora l'anello di controllo del flusso, che agisce sul riferimento di corrente di asse  $d$ :

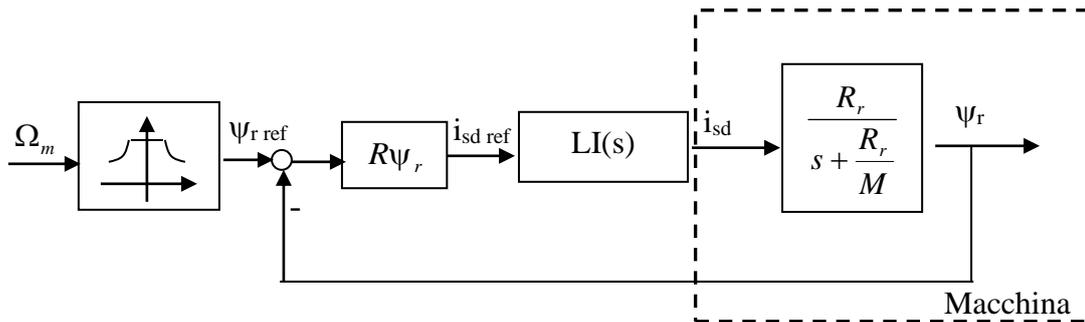


Figura 3-18 Anello di controllo del flusso

Il riferimento del flusso di rotore proviene dal campo di operatività della macchina (par. 3.10). In questo caso, la funzione di trasferimento del processo controllato dipende dalla relazione dinamica tra flusso  $\psi_r$  e la corrente  $i_{sd}$  e dalla funzione di trasferimento  $LI(s)$  dell'anello di controllo della corrente:

$$B\psi(s) = LI(s) \frac{R_r}{s + \frac{R_r}{M}}$$

La funzione di trasferimento in anello chiuso del flusso risulta, quindi:

$$L\psi(s) = \frac{(Kp\psi + \frac{Ki\psi}{s}) \cdot B\psi(s)}{1 + (Kp\psi + \frac{Ki\psi}{s}) \cdot B\psi(s)}$$

dove è stato utilizzato un classico PI come regolatore di flusso ( $Kp\psi$  e  $Ki\psi$  sono i guadagni del PI).

### 3.7.3 Anello di controllo della velocità

Si analizzi ora l'anello di controllo della velocità meccanica.

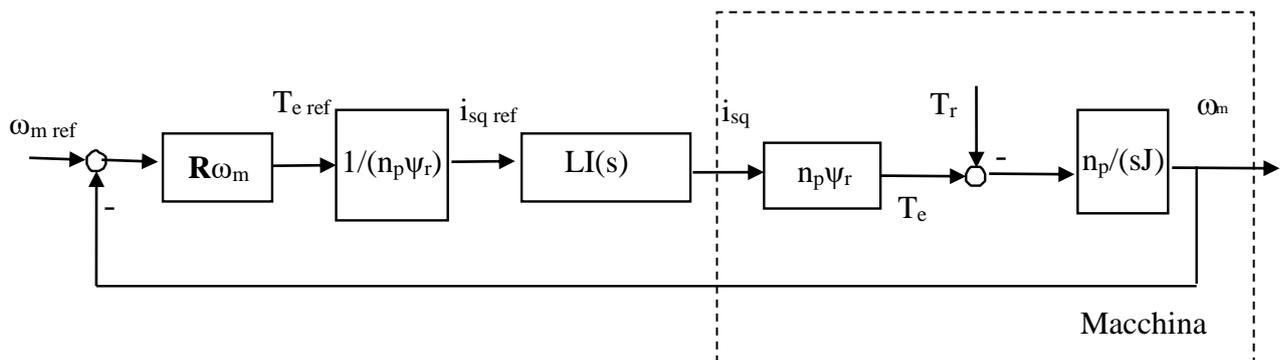


Figure 3-19 Anello di controllo della velocità

La funzione di trasferimento del processo controllato dipende dal carico meccanico (qui ridotta ad una semplice inerzia) e dalla funzione di trasferimento dell'anello di corrente di asse  $q$ , che è identica a quella di asse  $d$

$$B_{\omega_m}(s) = \frac{LI(s) \cdot n_p\psi_r}{n_p\psi_r} \cdot \frac{n_p}{J \cdot s}$$

La coppia resistente  $T_r$ , nell'espressione del carico meccanico, viene posta a zero in quanto è considerata come un disturbo esterno.

### 3.8 Stimatori dello stato

Per entrambe le tipologie di controllo viste sopra è necessaria la stima delle variabili di stato in un sistema di riferimento solidale con il flusso di rotore. Sostanzialmente è necessario conoscere il flusso rotorico in modulo, posizione e velocità.

#### 3.8.1 Stimatore I-Ω

In Figura 3-21 viene mostrato il diagramma a blocchi di uno stimatore del flusso rotorico del tipo I-Ω. Per la realizzazione di questo stimatore occorre misurare le correnti di fase del motore e la velocità del rotore.

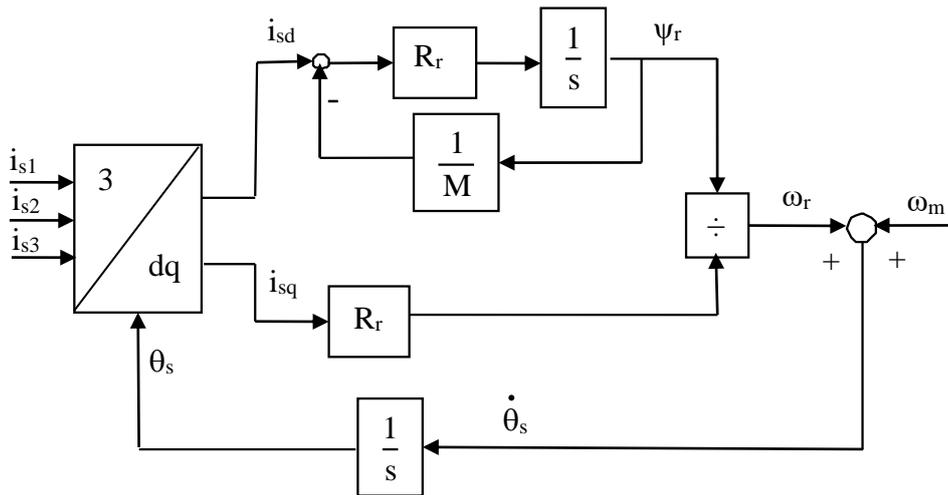


Figura 3-20 Stimatore del flusso di rotore "I-Ω"

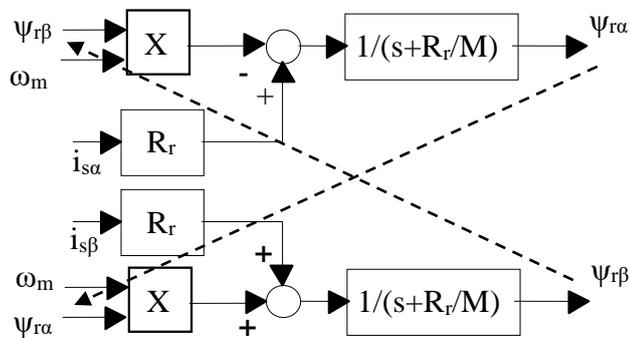


Figura 3-21 Stimatore del flusso di rotore "I-Ω" ad assi fissi

Le relazioni utilizzate si ricavano dalle equazioni rotoriche su assi solidali al flusso di rotore (3-9) e sono:

$$p\psi_r = R_r \cdot i_{sd} - \frac{R_r}{M} \cdot \psi_r$$

$$0 = R_r \cdot i_{sq} - \dot{\theta}_r \cdot \psi_r = R_r \cdot i_{sq} - (\dot{\theta}_s - \omega_m) \cdot \psi_r$$

da cui

$$(3-10) \quad \begin{aligned} p\psi_r &= R_r \cdot i_{sd} - \frac{R_r}{M} \cdot \psi_r \\ \dot{\theta}_s &= \omega_m + \frac{R_r \cdot i_{sq}}{\psi_r} \\ \theta_s &= \int \dot{\theta}_s dt \end{aligned}$$

Dalla conoscenza della posizione del flusso rotorico è possibile, attraverso la rotazione degli assi di riferimento basata su questo angolo, ottenere le correnti in coordinate di campo; da queste ultime si ricava la posizione e il valore del flusso. Alla partenza è possibile conoscere la posizione iniziale del flusso di rotore iniettando una corrente continua negli avvolgimenti. In questo modo si conosce il valore iniziale della posizione del flusso di rotore da utilizzare nel calcolo dei valori iniziali di  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ .

Alcuni problemi possono sorgere nell'utilizzare un valore costante del parametro M (induttanza di magnetizzazione). In realtà, infatti, il parametro M non è costante, ma dipende dal livello di saturazione del materiale ferromagnetico. Per eseguire i calcoli in modo corretto occorrerebbe sostituire al blocco  $1/M$  una relazione non lineare che tenga in considerazione gli effetti della saturazione.

### 3.8.2 Stimatore V-I

Un altro stimatore utilizzato nelle applicazioni è lo stimatore V-I.

Le equazioni sono riferite ad un sistema di riferimento ad assi fissi di statore. Come ingresso vi sono le tensioni e le correnti di statore. Non vi è necessità di conoscere la velocità meccanica. Il flusso di statore viene calcolato per integrazione della tensione a valle della resistenza di statore, mentre il flusso di rotore si ottiene dalla relazione flusso/corrente. Gli ingressi sono, quindi, i fasori delle tensioni e delle correnti di statore ad assi fissi.

Le equazioni diventano:

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

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

$$\psi_{r\alpha} = (\psi_{s\alpha} - L_{ks} i_{s\alpha})$$

$$\psi_{r\beta} = (\psi_{s\beta} - L_{ks} i_{s\beta})$$

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right)$$

$$\dot{\theta}_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$

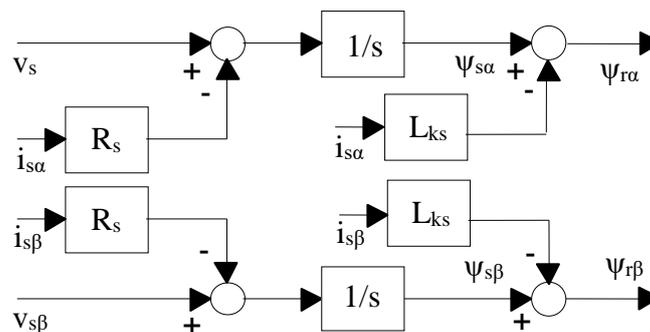


Figura 3-22 Integrale puro

Tale stimatore non lavora bene a bassa velocità in quanto gli errori sulla tensione di statore (cadute sugli interruttori statici e tempo morto), la variazione della resistenza di statore con la temperatura e l'imprecisione della catena di misura delle correnti possono essere trascurati solo ad alta velocità (quando il riferimento di tensione è alto). Questo metodo è anche sensibile alla presenza di offset nei segnali delle correnti, in quanto l'integrale puro di una costante diverge. Per evitare tale problema spesso viene utilizzato un filtro passa-basso al posto dell'integrale puro, anche se il suo comportamento non è corretto a bassa velocità.

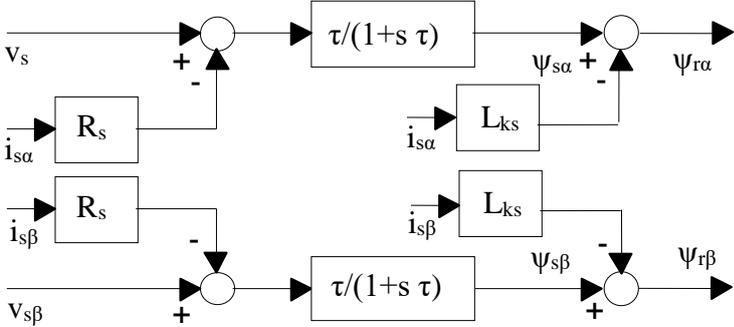


Figura 3-23 Filtro passa-basso al posto dell'integrale puro

### 3.9 Schema completo del FOC

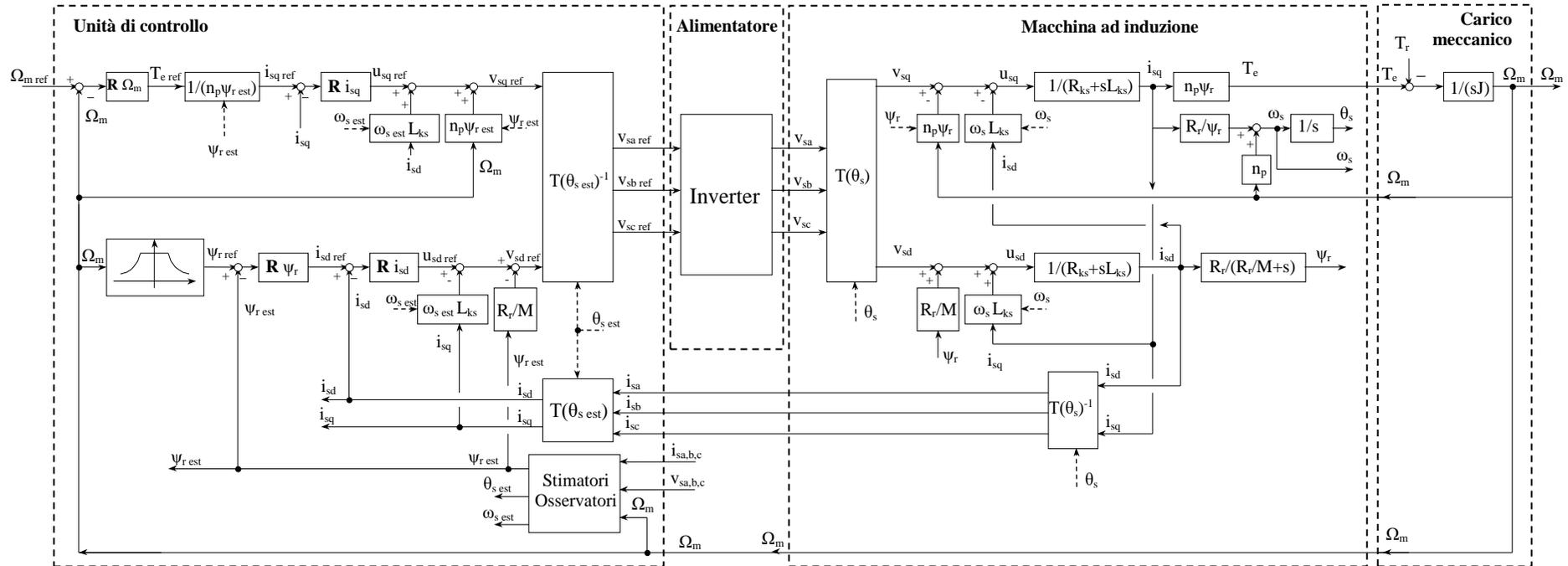


Figura 3-24 Schema completo del FOC

### 3.10 Campo di operatività a tensione e frequenza variabili

Il campo di operatività della macchina è molto simile a quello presentato per la macchina in corrente continua. Infatti le considerazioni fatte sul flusso massimo statorico e rotorico, la f.e.m. nominale, il modulo massimo ammissibile della corrente statorica (funzione delle perdite, del sistema di ventilazione e del tipo di servizio), la velocità angolare base e la velocità angolare massima valgono ancora per la macchina asincrona. In Figura 3-25 vengono presentate alcune caratteristiche meccaniche al variare della tensione e della frequenza (mantenendo costante il rapporto tra il modulo del vettore tensione statorica e la frequenza).

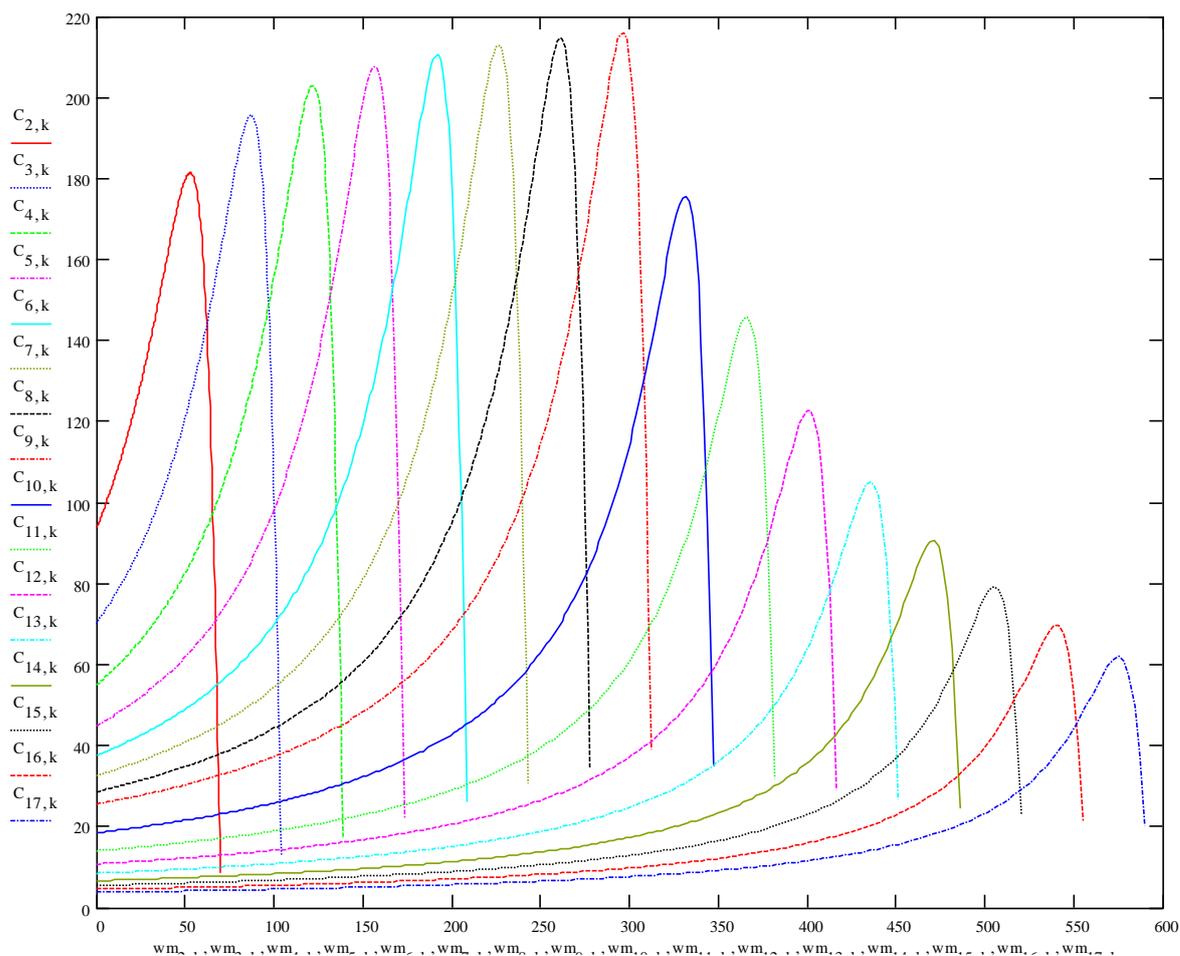


Figura 3-25 Caratteristiche meccaniche al variare della tensione e della frequenza

Se ne deduce che sono ancora validi gli andamenti della tensione, della corrente e del flusso in funzione della velocità meccanica visualizzati in Figura 3-26.

Si parte, dapprima, dallo sfruttamento corretto del ferro (limiti di saturazione), quindi dal flusso di rotore, che verrà tenuto costante (pari al valore nominale) fin dove è possibile (velocità base  $\Omega_b$ ). La componente della corrente sull'asse diretto  $i_{sd}$  vale, a regime,  $\psi_r/M$ , e quindi avrà un andamento simile a quello del flusso.

Poiché il modulo della corrente deve essere limitato per problemi termici (perdite, sistema di raffreddamento, tipo di servizio) risulterà limitata anche la componente della corrente sull'asse  $q$  (teorema di Pitagora).

Ne consegue che la coppia elettromagnetica  $T_e$  ha lo stesso andamento della corrente  $i_{sq}$ .

La tensione di statore è leggermente maggiore della fem  $\omega_m \psi_r$  (la differenza è dovuta a caduta di tensione su resistenze e su reattanze). I limiti imposti dall'alimentatore (inverter) riguardano la

massima tensione di statore, per cui il raggiungimento di tale valore (tenendosi un margine per la regolazione) identifica la velocità base.

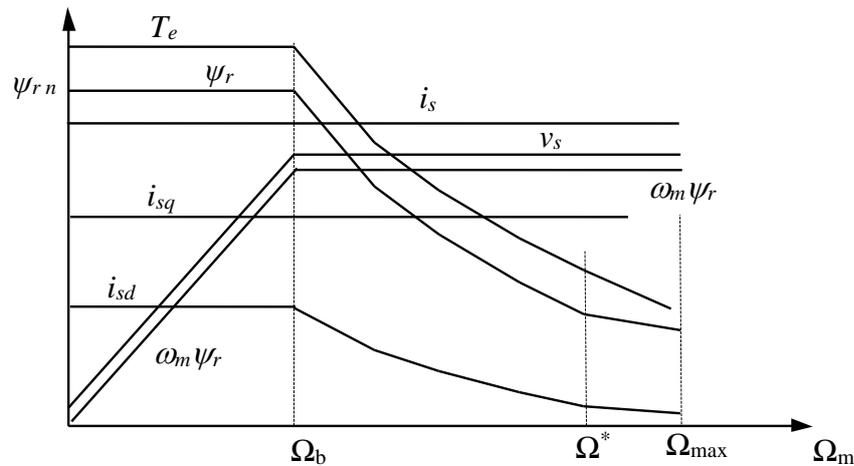


Figura 3-26 Andamenti delle grandezze  $i$ ,  $v$  e  $\psi$  in funzione della velocità

Per velocità superiori occorre diminuire il flusso di rotore (e quindi anche la corrente  $i_{sd}$ ) come  $1/\Omega_m$  per mantenere costante la fem  $\omega_m \psi_r$  e quindi la tensione di statore (pari al valore massimo ammissibile dall'alimentatore). Ne consegue una diminuzione della corrente sull'asse diretto.

Mantenendo lo stesso limite sul modulo della corrente di statore, si potrebbe allora alzare il valore della corrente  $i_{sq}$ . Normalmente tale operazione non viene attuata e il suo valore viene mantenuto costante.

Cambia, invece, l'andamento della coppia in quanto, per velocità maggiori della velocità base, la coppia nominale decresce come  $1/\Omega_m$ . Ma occorre ricordare, dalla teoria classica, che la coppia massima di una macchina asincrona è proporzionale a  $1/\Omega_m^2$ . Esisterà, quindi, una velocità  $\Omega^*$  oltre la quale il limite non è più imposto dalla coppia nominale ( $1/\Omega_m$ ) ma dalla coppia massima ( $1/\Omega_m^2$ ).

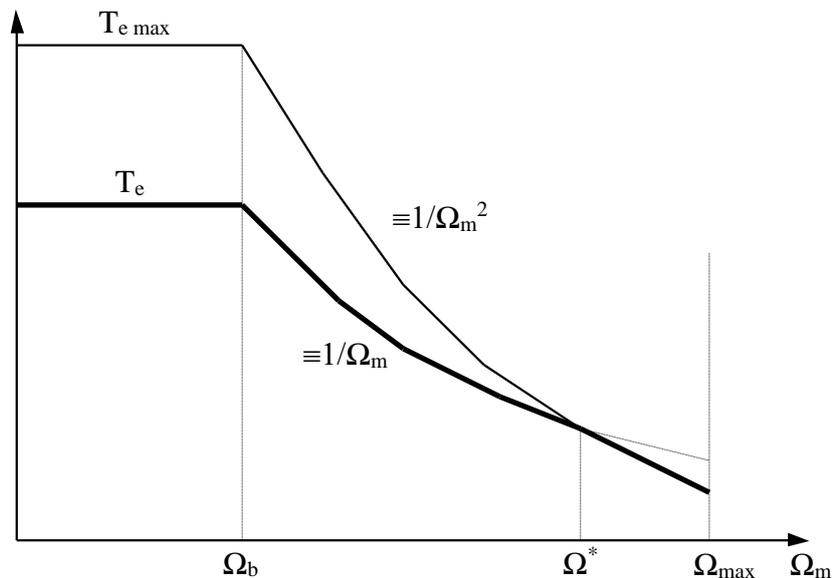


Figura 3-27. Andamenti della coppia in funzione della velocità

### 3.11 Volt/Hz

Soluzioni più semplici possono essere ottenute dalla evoluzione del classico schema di controllo: controllo scalare o V/Hz o V/f. La Figura 3-28 mostra un tipico controllo V/f.

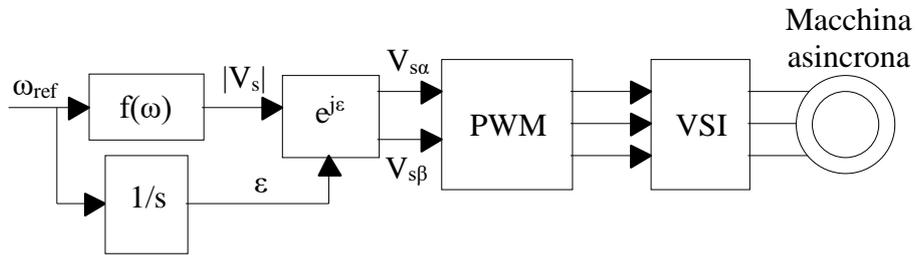


Figura 3-28 Schema del controllo V/f senza sensore di velocità meccanica

Con questo controllo la velocità del fasore spaziale della tensione è uguale al riferimento di velocità (a meno del numero di coppie polari). Se lo scorrimento è limitato, allora la velocità meccanica è molto vicina al riferimento. L'errore tra la velocità effettiva ed il riferimento dipende dallo scorrimento, che, a sua volta, dipende dal carico meccanico.

A regime, le equazioni di statore:

$$\overline{v}_s = R_s \cdot \overline{i}_s + p\overline{\psi}_s$$

diventano:

$$\overline{v}_s = R_s \cdot \overline{i}_s + j\omega\overline{\psi}_s$$

A media e alta velocità, la caduta di tensione sulla resistenza diventa trascurabile:

$$\overline{v}_s = j\omega\overline{\psi}_s$$

$$v_s = \omega\psi_s$$

Questo vuol dire che, con un valore costante del rapporto tra tensione e frequenza, il modulo del flusso di statore rimane costante.

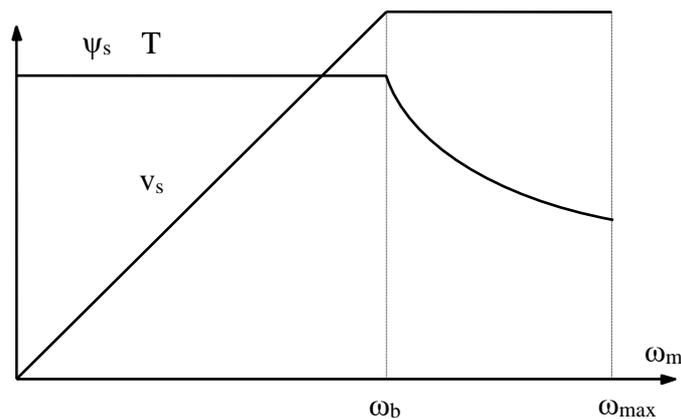


Figura 3-29 Campo di operatività

Sopra la velocità base si ha un valore costante del modulo della tensione statorica (dovuto al limite introdotto dall'alimentatore). Se la velocità aumenta ulteriormente, il flusso deve decrescere. Questa zona di funzionamento è detta "zona di deflussaggio".

Per mantenere il punto di funzionamento nel tratto lineare della caratteristica meccanica (Figura 3-31), la variazione del riferimento di velocità  $\omega_{ref}$  viene limitata in modo da limitare lo scorrimento durante l'avviamento o i transitori.

La Figura 3-30 mostra, invece, un controllo in anello chiuso, nel quale la velocità viene controllata agendo sullo scorrimento.

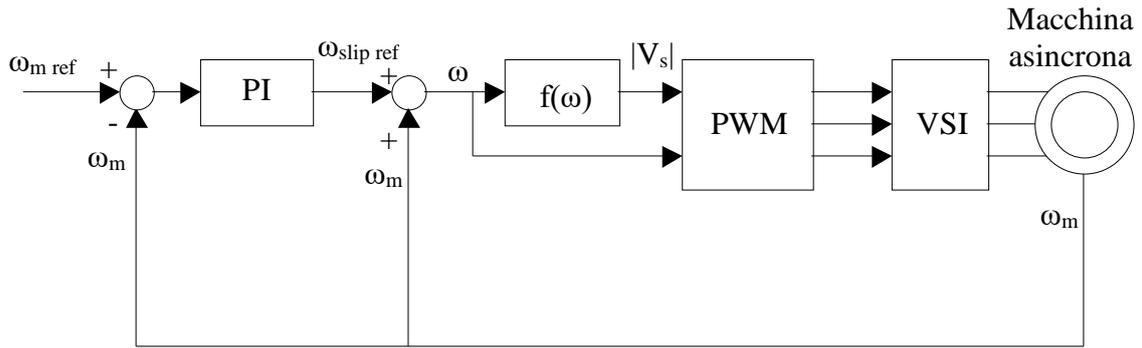


Figura 3-30 Schema del controllo V/f con sensore di velocità meccanica

Infatti, se lo scorrimento ( $\omega_{slip}$ ) rimane limitato, la relazione tra la coppia e la frequenza di scorrimento è pressoché lineare.

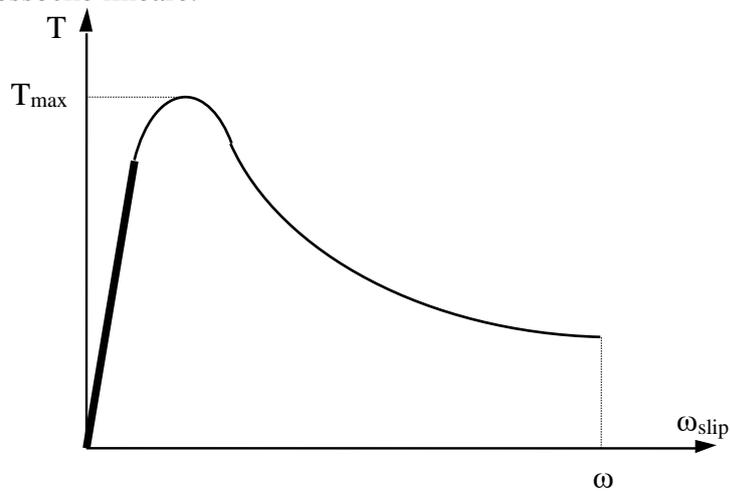


Figura 3-31: Caratteristica meccanica della macchina asincrona

Quindi l'uscita del regolatore di velocità, anziché essere la coppia di riferimento, può essere direttamente la pulsazione di scorrimento  $\omega_{slip}$ . Sommata alla attuale velocità meccanica (in radianti elettrici al secondo) fornisce il valore che la pulsazione della tensione statorica deve assumere per mantenere tale valore di scorrimento.

L'uscita del regolatore di velocità può essere saturata a valori tali da mantenere basso lo scorrimento e non superare mai la coppia massima. In questo caso il sistema funziona bene anche con riferimenti di velocità a gradino.