

Sommario

5.	SCHEMI DI CONTROLLO AD AZIONE DIRETTA PER MACCHINE ASINCRONE	2
5.1	INTRODUZIONE	2
5.2	CONTROLLO DSC	2
5.2.1	<i>Premessa</i>	2
5.2.2	<i>Il regolatore ad autocontrollo diretto</i>	2
5.2.3	<i>Il regolatore alle basse velocità</i>	5
5.2.4	<i>Il regolatore alle alte velocità</i>	8
5.3	IL REGOLATORE A CONTROLLO DIRETTO DI COPPIA (DTC).....	9
5.3.1	<i>Il Controllo di Flusso</i>	9
5.3.2	<i>Il Controllo della Coppia</i>	11
5.4	STIMATORE DELLO STATO.....	13
5.5	CONSIDERAZIONI GENERALI RIGUARDANTI I REGOLATORI DSC E DTC.....	14

5. Schemi di controllo ad azione diretta per macchine asincrone

5.1 Introduzione

Dopo aver esaminato nel dettaglio quelle che possono essere ormai definite strutture tradizionali di controllo vettoriale, questa parte della dispensa si occupa di schemi che vengono viceversa definiti come "non-convenzionali".

Tali schemi prendono spunto da un approccio notevolmente diverso da quanto visto finora e si sono affermati soprattutto nel settore della trazione e nelle applicazioni industriali. Tali soluzioni devono le loro origini agli studi svolti da Depenbrock: più in particolare il controllo D.S.C. (Direct Self Control) ha costituito per anni la soluzione più avanzata nel settore della trazione pesante in conseguenza della sua capacità di sfruttare al meglio le pur limitate capacità di commutazione (in termini di frequenza) degli interruttori statici di grossa potenza (Tiristori o GTO) mentre il D.T.C. (Direct Torque Control) rappresenta, in un certo senso, la sua evoluzione verso soluzioni di tipo "sensorless" cioè dove non si prevede alcun elemento di misura delle variabili meccaniche.

Si precisa fin da ora che questa carrellata non vuole assolutamente ricoprire l'intero spettro di possibilità implementative che ricadono sotto la definizione di "Controllo Vettoriale ad Azione Diretta" in conseguenza del numero elevatissimo di varianti che si possono presentare quando si passa dalla teoria all'implementazione né vuole essere esaustivo dal punto di vista delle tecniche di controllo.

Opportunamente, nelle pagine che seguono, non si fa mai riferimento a particolari strategie di regolazione bensì si preferisce riferirsi a controllori standard industriali di tipo PI. Ciò è dovuto ad una serie di ragioni che possono fondamentalmente essere riassunte da quanto segue:

- scopo di questa trattazione è concentrarsi sugli aspetti teorici legati alla macchina e alla sua dinamica e non vuole quindi fornire risposte alle problematiche di regolazione
- le tecniche innovative, quali controlli adattativi, fuzzy o neuro-fuzzy, hanno, di fatto, modificato solo la strategia di realizzazione del regolatore senza andare ad agire sui principi fondamentali di controllo legati alla fisica della macchina e quindi alla teoria unificata delle macchine elettriche.

5.2 Controllo DSC

5.2.1 Premessa

Nel campo degli azionamenti asincroni per la trazione, la tendenza odierna è quella di elaborare architetture di controllo che, rispetto al tradizionale "orientamento di campo", permettano di conseguire una maggiore robustezza e una maggiore velocità di risposta del sistema.

Il limite principale del controllo ad orientamento di campo risiede nel fatto che non consente in forma diretta l'orientamento della forza magnetomotrice statorica rispetto al flusso; infatti la variabile manipolabile, cioè la tensione, non è direttamente legata alla variabile di controllo (il flusso di rotore). Ne consegue che il risultato è dunque che tale metodo di regolazione non è quello ottimo dal punto di vista della velocità di risposta (lo è per molti altri aspetti).

In questa ottica possono essere inquadrati, viceversa, i due controlli definiti diretti di cui ci si occuperà in questa trattazione.

5.2.2 Il regolatore ad autocontrollo diretto

Come si è già introdotto nella premessa il regolatore ad autocontrollo diretto (DSC nel seguito) si basa sul controllo della traiettoria del flusso concatenato con l'avvolgimento statorico.

Punto fondamentale è la possibilità di manipolare direttamente il flusso di statore tramite la tensione statorica in virtù del legame espresso dall'equazione di stato di statore, scritta su assi di

riferimento fissi (solidali con lo statore):

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

Se si trascurano le cadute di tensione resistive di statore (ipotesi valida per macchine di taglia medio-grande o per velocità sufficientemente grandi da poter considerare la derivata del flusso di statore preponderante rispetto al termine $R_s \cdot \overline{i}_s$ o, semplicemente, per tensione \overline{v}_s elevata)

l'equazione diventa:

$$\overline{v}_s \approx p\overline{\psi}_s \approx \frac{\Delta\overline{\psi}_s}{\Delta t}$$

Questa relazione indica che la tensione può essere interpretata come la velocità con cui si sposta l'estremo del vettore flusso di statore; tale velocità è intesa come velocità istantanea. Si nota anche che tensione e variazione di flusso hanno la stessa direzione.

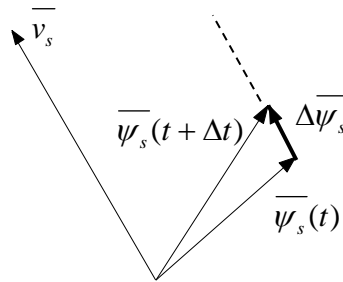


Figura 5-1: Relazione tra flusso di statore e tensione

Se si considera il motore alimentato da un inverter a tensione impressa, si hanno a disposizione, come è noto, otto velocità corrispondenti agli otto stati che il fasore spaziale della tensione può assumere nello spazio: sei stati non nulli, rappresentati da vettori sfasati tra loro di 60° , la cui ampiezza dipende dalla tensione del dc bus, e due stati nulli.

L'idea base è quella di guidare il flusso di statore secondo la traiettoria più congeniale.

Se si pensa ad un sistema trifase simmetrico in regime sinusoidale, il vettore tensione descrive nel piano dei fasori spaziali una circonferenza; si può allora affermare che anche il flusso di statore percorre, a regime, una traiettoria che è anch'essa una circonferenza; pertanto quest'ultima rappresenta la traiettoria ottima.

La presenza di un inverter che fornisce la tensione di alimentazione non consente di poter guidare il flusso secondo la traiettoria ottima in quanto si hanno a disposizione solo otto stati discreti di cui due nulli. Dato il flusso statorico, la variazione può assumere sei differenti direzioni (in funzione della tensione applicata) o essere nulla (tensioni nulle).

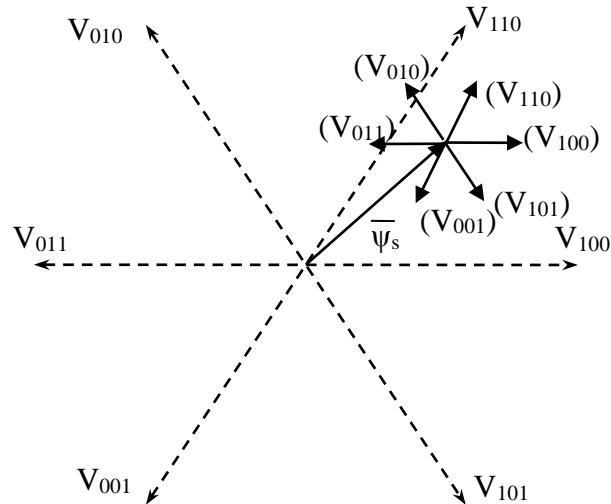


Figura 5-2: Variazioni del flusso di statore in funzione della tensione applicata

E' possibile quindi guidare il flusso secondo una traiettoria esagonale selezionando opportunamente i sei vettori non nulli della tensione secondo la logica che verrà descritta nel seguito.

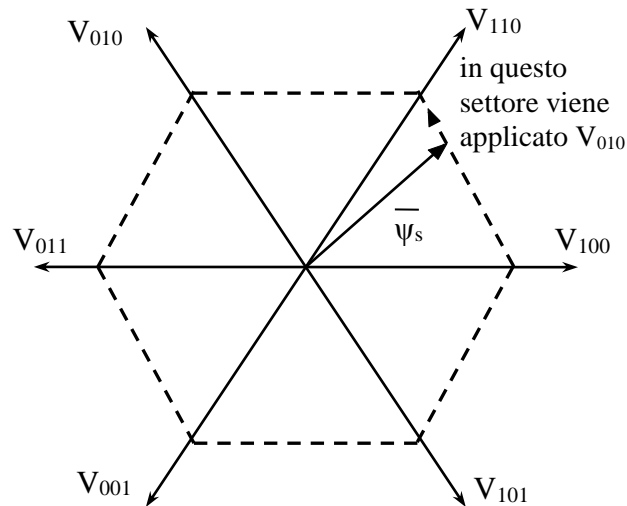


Figura 5-3: Traiettoria del flusso di statore

Prima di addentrarci nella trattazione del metodo vale però la pena di ricordare le caratteristiche del campo di operatività di un tipico azionamento a velocità variabile. Si veda in proposito la Figura 5-4.

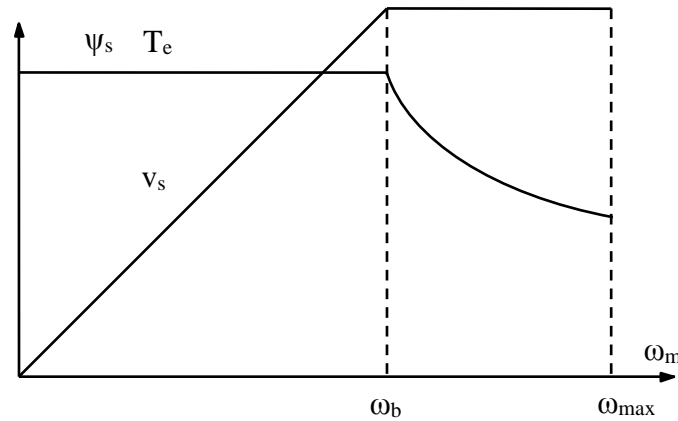


Figura 5-4: Caratteristiche di controllo di coppia e flusso in funzione della velocità

Tali caratteristiche individuano due zone di funzionamento: la prima zona è quella delle basse velocità ($\omega_m < \omega_b$) ed è caratterizzata dall'aver una tensione crescente circa linearmente con la velocità ed un flusso di statore e una coppia circa costanti; la seconda zona è quella delle alte velocità ($\omega_m > \omega_b$) e presenta una tensione costante e un flusso e una coppia decrescenti con la velocità in modo quasi iperbolico. Per la macchina asincrona esiste un ulteriore limite imposto dalla coppia massima (non rappresentato in figura).

5.2.3 Il regolatore alle basse velocità

Nel campo $0 < \omega_m < \omega_b$ il flusso di statore si muove su un esagono che ha sempre la stessa dimensione del lato.

Gli istanti di commutazione dell'inverter vengono determinati valutando la proiezione ψ_s^* del vettore flusso di statore lungo la direzione corrispondente alla bisettrice del settore seguente il settore in cui è presente il flusso di statore stesso. Quando tale proiezione eguaglia il valore di riferimento ψ_b viene selezionato il vettore tensione successivo a quello appena applicato (ruotato di 60° in avanti) (in Figura 5-5 si passa dalla configurazione V_{010} alla V_{011}).

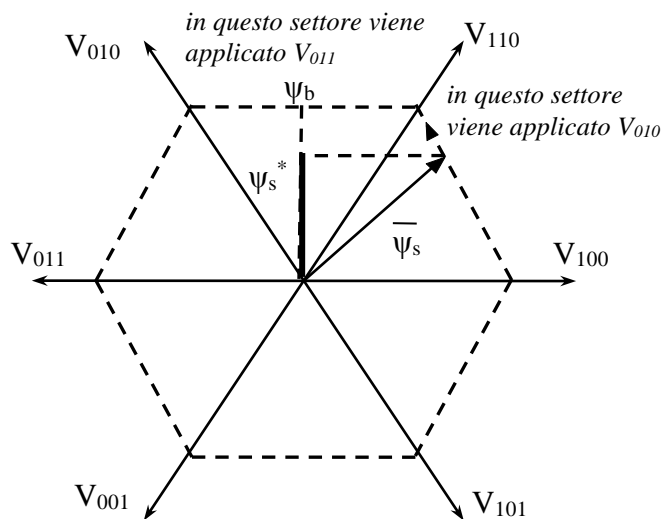


Figura 5-5: Definizione dell'istante di commutazione

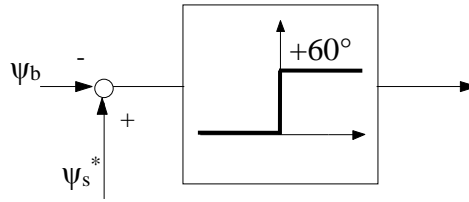


Figura 5-6 Regolatore di flusso

Se si considerano le prime armoniche di flusso e tensione e si suppone di essere a regime, la velocità media con cui il flusso di statore percorre l'angolo giro è così esprimibile (trascurando la caduta resistiva):

$$\omega_1 = \frac{|v_{s1}|}{|\psi_{s1}|}$$

Poiché il modulo ψ_{s1} della prima armonica del flusso è tenuto costante, si può pensare di controllare tale velocità variando il modulo v_{s1} della fondamentale della tensione. Questo può essere ottenuto sfruttando le configurazioni dell'inverter che corrispondono a tensione nulla. Infatti ad ogni imposizione del vettore tensione nullo, corrisponde un arresto immediato del vettore flusso; è possibile dunque far percorrere al flusso di statore l'esagono a velocità medie diverse. Le parzializzazioni della tensione vengono ottenute indirettamente, attraverso il controllo di coppia.

Si ha infatti che la coppia T_e , calcolata dall'osservatore di stato (si veda il capitolo 5.4 Stimatore dello stato), viene confrontata con due soglie di ampiezza opportuna simmetriche rispetto alla coppia di riferimento $T_{e\text{ref}}$.

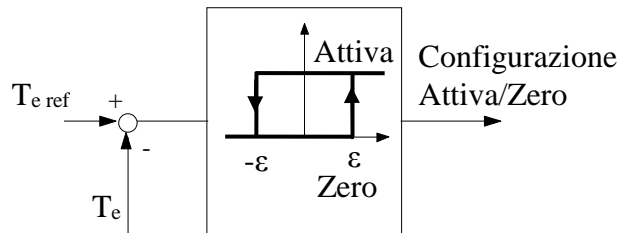


Figura 5-7 Regolatore di coppia

Quando la soglia superiore ($T_{e\text{ref}} + \epsilon$) viene raggiunta, il regolatore impone tensione nulla: in questo modo il flusso di statore si arresta immediatamente (se risulta valida l'approssimazione di trascurare la caduta resistiva), mentre il flusso di rotore (che possiede una dinamica decisamente più lenta di quella di statore; il flusso di rotore è *debolmente* connesso al flusso di statore) prosegue la sua traiettoria a velocità pressoché costante (pari alla velocità media ω_1 del flusso di statore), avvicinandosi al flusso di statore. Poiché la coppia dipende dal prodotto dei moduli del flusso di statore e quello di rotore e dal seno dell'angolo compreso, in questa fase la coppia diminuisce.

Infatti, dal bilancio energetico, presentato nella parte relativa la controllo vettoriale a orientamento di campo, risulta:

$$T_e = n_p \cdot \text{Im}(\overline{\psi_r} i_r)$$

ma anche

$$T_e = n_p \text{Im}(\overline{i_s} \psi_s)$$

e, se si adottasse il modello a 4 parametri

$$T_e = \frac{n_p}{L_{ks}} \text{Im}(\overline{\psi_s} \psi_r) = \frac{n_p}{L_{ks}} |\overline{\psi_s}| |\psi_r| \sin(\delta)$$

con δ angolo tra flusso di statore e flusso di rotore.

Si passa da una rappresentazione all'altra sfruttando i legami flussi/correnti.

Indipendentemente dal modello utilizzato risulta quindi:

$$T_e = k \left| \overline{\psi}_s \right| \left| \overline{\psi}_r \right| \sin(\delta)$$

tipico di un giunto elettromagnetico.

D'altra parte, quando la soglia inferiore ($T_{e \text{ ref}} - \epsilon$) viene raggiunta, il regolatore ripristina il valore di tensione originaria: in questo modo il flusso di statore inizia a spostarsi alla massima velocità (tensione dell'inverter) allontanandosi dal flusso di rotore; in questa fase la coppia aumenta.

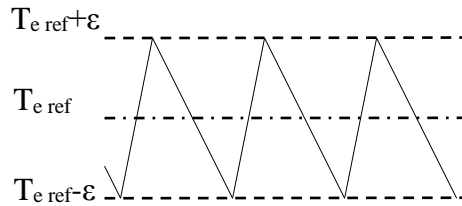


Figura 5-8: Modulazione ad ampiezza di coppia

Una giustificazione teorica del fatto che il flusso di rotore abbia una dinamica molto più lenta di quella del flusso di statore si può ottenere guardando le equazioni dinamiche della macchina asincrona ottenute nel controllo ad orientamento di campo:

$$v_{sd} = R_{ks} \cdot i_{sd} + L_{ks} p i_{sd} - \frac{R_r}{M} \cdot \psi_r - \dot{\theta}_s \cdot L_{ks} \cdot i_{sq}$$

$$v_{sq} = R_{ks} \cdot i_{sq} + L_{ks} p i_{sq} + \dot{\theta}_m \cdot \psi_r + \dot{\theta}_s \cdot L_{ks} \cdot i_{sd}$$

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

$$0 = R_r \cdot i_{sq} - \dot{\theta}_r \cdot \psi_r$$

Il flusso di rotore dipende dalla corrente sull'asse diretto. Dalla prima equazione (tolti i disturbi e i termini di accoppiamento) la corrente i_{sd} è legata alla tensione v_{sd} attraverso una costante di tempo abbastanza bassa (L_{ks}/R_{ks} dove L_{ks} rappresenta il flusso disperso, che si svolge nel traferro della macchina, cioè in aria).

Dalla terza si comprende, invece, che la costante di tempo che governa la dinamica tra flusso di rotore e corrente i_{sd} è molto alta (M/R_r). Quindi la tensione agisce sul flusso di rotore con una costante di tempo alta (la funzione di trasferimento può essere considerata come un filtro passa-basso). Il flusso di statore, invece, come è stato detto all'inizio del paragrafo, è direttamente connesso alla tensione (la tensione è la sua velocità).

Il flusso di rotore è quindi con buona approssimazione associato alla sola componente di prima armonica (fondamentale) del flusso di statore; esso cioè è lentamente variabile rispetto al flusso di statore.

E' importante osservare che l'arresto del vettore flusso di statore determina anche una riduzione della velocità media del flusso in quanto aumenta il tempo necessario per compiere un periodo; il flusso di statore impiega cioè più tempo a raggiungere il proprio riferimento. La velocità meccanica, se il regolatore di coppia funziona correttamente, assume valori molto vicini a quelli della velocità media del flusso di statore (che è anche la velocità del flusso di rotore) in quanto lo scorrimento risulta, per effetto del controllo di coppia, molto basso (nella caratteristica meccanica coppia/velocità a tensione e frequenza costante si sta lavorando sul tratto rettilineo a scorrimento basso, in cui la coppia è praticamente proporzionale alla pulsazione di scorrimento). Come sempre, in una macchina asincrona, il controllo di coppia corrisponde ad un controllo dello scorrimento.

Aumentando la velocità meccanica, anche la velocità media del flusso di statore deve aumentare.

Si arriva in un punto tale per cui la velocità media del flusso di statore è tale da non poter più fermare il flusso stesso. Si è giunti alla velocità base, in cui il funzionamento dell'inverter è ad onda quadra (non vengono più utilizzate le configurazioni con tensione nulla). E' la velocità massima che si può raggiungere se si vuole mantenere il flusso di statore costante (traiettoria esagonale). Il regolatore di coppia non ha più alcun margine di azione.

5.2.4 Il regolatore alle alte velocità

Nel campo $\omega_m > \omega_b$, la prima armonica di tensione ha modulo costante (l'inverter sta lavorando in modo che l'alimentazione sia ad onda quadra) mentre il flusso di statore deve necessariamente decrescere.

La coppia viene controllata ancora mediante la variazione della velocità del flusso di statore. Per aumentare la coppia basta accelerare il flusso di statore in modo da allontanarlo dal flusso di rotore e viceversa.

Le variazioni di velocità si determinano variando dinamicamente il modulo del vettore flusso di statore, cioè facendo percorrere a tale vettore esagoni di dimensioni differenti (più piccolo è l'esagono meno tempo impiega il flusso di statore a compierlo interamente; la velocità tangenziale del flusso non cambia in quanto è strettamente legata al modulo della tensione applicata, ma il periodo per compiere il giro è minore).

Se, per esempio, si desidera aumentare la velocità, è sufficiente diminuire il lato dell'esagono imponendo un flusso di riferimento ψ_b più basso; si determina così un incremento della pulsazione di prima armonica del flusso statorico, che si allontana così dal flusso di rotore, causando un aumento della coppia.

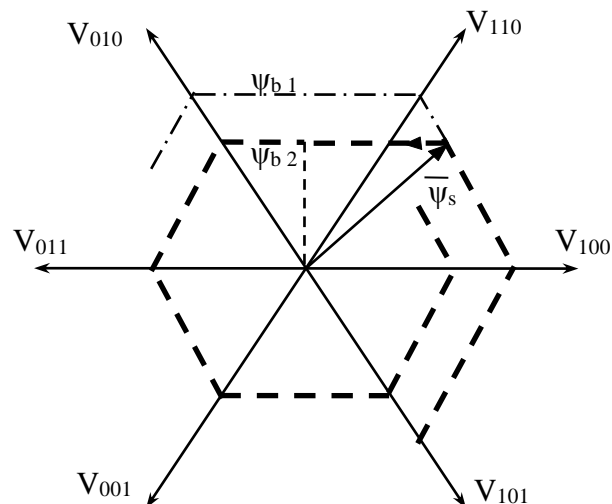


Figura 5-9: Cambiamento del riferimento di flusso allo scopo di incrementare la coppia

Il controllo viene realizzato imponendo che la coppia elettromagnetica sia pari ad una fissata coppia di riferimento e modificando il riferimento di flusso in funzione dell'errore di coppia, attraverso un nuovo contributo correttivo ψ_{corr} .

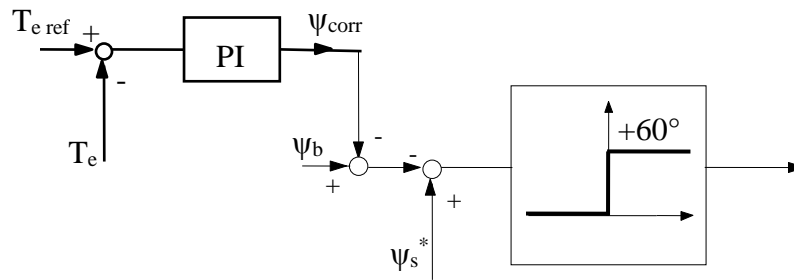


Figura 5-10: Regolatore di coppia

E' evidente che, con flusso di statore più basso, non si può ottenere la coppia nominale, ma occorre abbassare il valore limite (si guardi il campo di operatività, che rappresenta valori a regime).

Gli schemi di controllo funzionano se si conosce posizione e modulo del flusso di statore (necessari al calcolo di ψ_s^*) e la coppia. Tali valori vengono generalmente stimati adottando tecniche simili a quelle descritte nel paragrafo 5.4.

Il DSC può operare anche per velocità negative (senso orario). Basta che il regolatore di flusso fornisca il più opportuno cambiamento della tensione da applicare (senso antiorario: $+60^\circ$; senso orario: -60°).

5.3 Il Regolatore a Controllo Diretto di Coppia (DTC)

Il regolatore a controllo diretto di coppia o D.T.C. può essere considerato l'evoluzione del D.S.C. in quanto ne mantiene, per certi aspetti, i principi base.

Le maggiori variazioni rispetto al regolatore precedente riguardano essenzialmente le modalità di controllo della traiettoria del flusso di statore e la modalità attraverso la quale vengono impartiti i comandi di accensione e spegnimento degli interruttori statici dell'inverter.

5.3.1 Il Controllo di Flusso

Si è già ampiamente parlato nel paragrafo precedente del legame tra il flusso di statore e la tensione fornita dall'inverter; in particolare si è messo in evidenza il fatto che il flusso di statore è direttamente manipolabile dalla tensione statorica ed ha una velocità di risposta molto rapida per variazioni a scalino di quest'ultima; si è visto quindi che è possibile far seguire al vettore flusso di statore una traiettoria esagonale in relazione ai sei stati non nulli che il vettore tensione può assumere.

In realtà la traiettoria esagonale non è la più congeniale da seguire: infatti è possibile avvicinarsi con maggiore approssimazione alla traiettoria ottima (la circonferenza) confinando l'estremo del vettore flusso di statore in una corona circolare; il modulo di tale vettore è cioè mantenuto, così come per la coppia, in una banda. La logica di controllo è quella di confrontare il flusso, fornito dall'osservatore di stato (paragrafo 5.4), con due soglie simmetriche rispetto ad un determinato flusso di riferimento; viene così selezionato l'opportuno vettore tensione a seconda che la soglia superiore o inferiore venga superata e a seconda della posizione del vettore flusso rispetto agli assi di riferimento.

E' quindi necessario avere a disposizione un buon osservatore di stato in grado di fornire una buona stima del vettore flusso di statore a partire dalle variabili misurate: le tensioni e le correnti di statore (paragrafo 5.4).

Un comparatore di livello confronta il modulo del vettore flusso con il flusso di riferimento fornendo un'uscita discreta pari a 0 o 1 a seconda che il flusso tocchi rispettivamente la soglia superiore o inferiore.

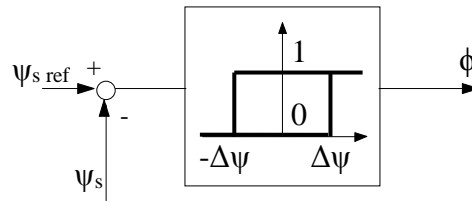


Figura 5-11: Comparatore di flusso

Il piano di Park (dei fasori spaziali) viene suddiviso in sei settori equispaziati contenenti ciascuno un vettore tensione e numerati come in Figura 5-12.

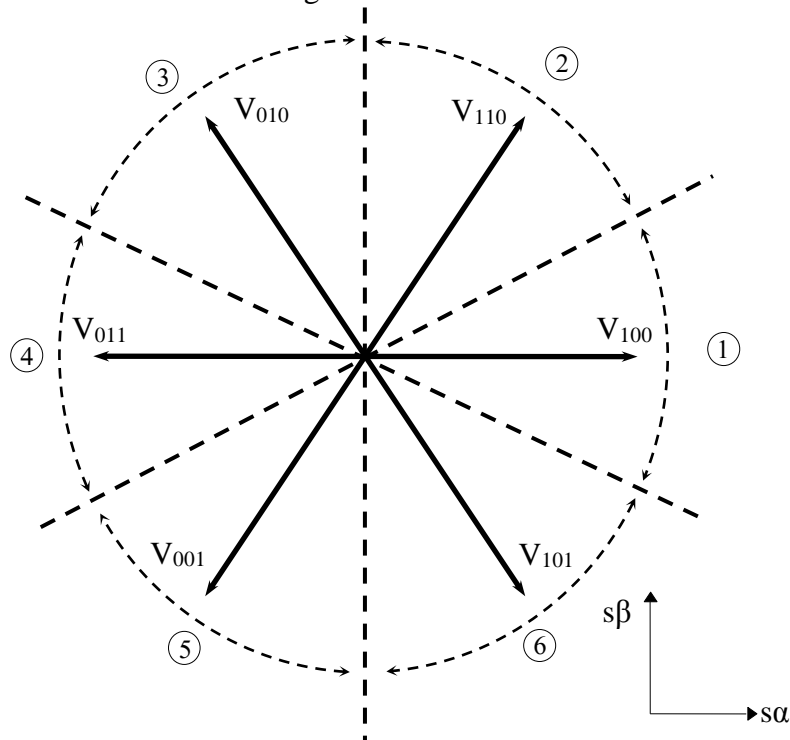


Figura 5-12: Divisione del piano di Park in settori

L'angolo che il vettore flusso forma con gli assi di riferimento viene utilizzato per determinare in quale dei sei settori esso si trova e dunque quali vettori tensione dovranno essere selezionati.

La logica di selezione delle tensioni in funzione della posizione e ampiezza del vettore flusso di statore stabilisce che in ogni settore vengano selezionati sempre i vettori tensione appartenenti ai due settori successivi a quello in cui si trova il flusso: quello adiacente è usato per incrementare il modulo del flusso di statore mentre il secondo in avanti viene utilizzato per decrementarne il modulo. Entrambi, comunque, lo mantengono in rotazione. Questo garantisce al convertitore di effettuare il minor numero di commutazioni principali. Infatti si ha che, in conseguenza di questa scelta, vengono messe in gioco sempre due sole commutazioni per volta, limitando dunque le perdite per commutazione e gli eccessivi oneri termici, a vantaggio del dimensionamento del dissipatore, e aumentando la vita media degli interruttori statici.

Si supponga che il flusso di statore si trovi nel primo settore: i vettori tensione che si devono selezionare sono dunque V_{110} (in modo da incrementare il modulo del flusso e farlo ruotare) e V_{010} (per diminuirlo, continuando a farlo ruotare).

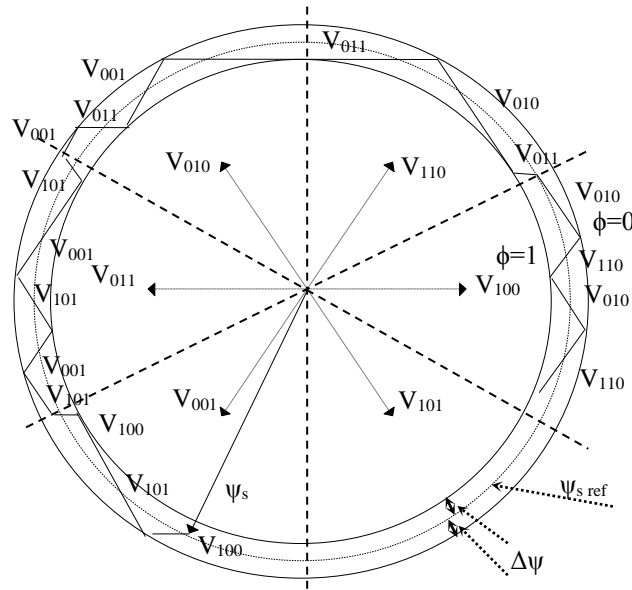


Figure 5-13: Traiettoria teorica del flusso di statore

Il confinamento del vettore flusso di statore all'interno di una corona circolare garantisce un contenuto armonico decisamente migliore rispetto a quello fornito dal regolatore D.S.C.

Col miglioramento della forma d'onda del flusso migliora la forma d'onda delle correnti di statore e con essa diminuiscono le perdite per effetto Joule e per correnti parassite; per contro aumentano le perdite per commutazione dovute all'utilizzo di interruttori statici aventi necessariamente frequenze di commutazione più elevate (molto più elevate rispetto al controllo DSC).

Sopra la velocità base, la macchina deve essere deflussata, diminuendo il riferimento di flusso secondo il campo di operatività.

5.3.2 Il Controllo della Coppia

Il controllo della coppia avviene secondo le medesime modalità viste per il controllo DSC, arrestando o facendo avanzare il vettore flusso di statore in modo da confinare la coppia in una determinata banda. Il comparatore di livello è simile a quello visto per il flusso, e prevede anche la possibilità di fornire coppie negative nel caso si desideri invertire la velocità o frenare il motore.

Si supponga che il flusso stia ruotando in senso antiorario.

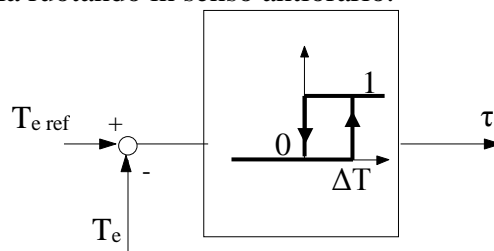


Figura 5-14 : Comparatore di coppia con flusso di statore che ruota in senso antiorario

Il regolatore fornisce in uscita il valore 0 quando la coppia supera la soglia superiore (T_{ref}), il valore 1 quando la coppia raggiunge la soglia inferiore ($T_{ref}-\Delta T$)

Nel caso in cui il flusso ruoti in senso orario, il regolatore fornisce in uscita il valore 0 quando la coppia raggiunge la soglia inferiore (T_{ref}), il valore -1 quando la coppia raggiunge la soglia superiore ($T_{ref}+\Delta T$).

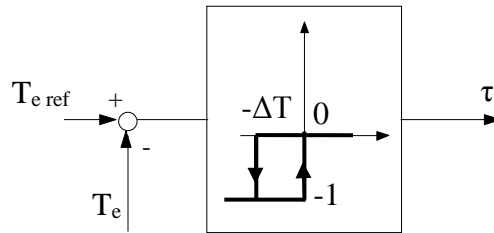


Figura 5-15 : Comparatore di coppia con flusso di statore che ruota in senso orario

Globalmente, il regolatore di coppia risulta:

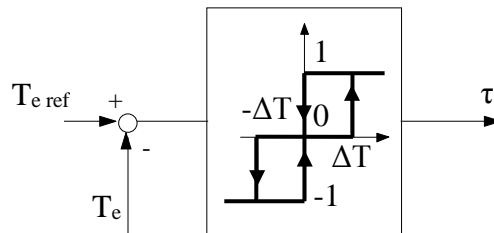


Figura 5-16 : Comparatore di coppia

Anche in questo caso le commutazioni degli interruttori statici vengono studiate in modo tale da minimizzarne il numero: l'arresto del flusso, equivalente all'imposizione della tensione nulla ($\tau = 0$ in uscita dal comparatore di livello), avviene per l'accensione contemporanea di tutti gli interruttori superiori o inferiori dell'inverter, cioè V_{000} o V_{111} a seconda del minimo numero di commutazioni da eseguire.

All'aumentare della velocità, i periodi in cui il flusso di statore viene fermato si riducono. Quando si giunge a valori minimi, significa che si è giunti alla massima tensione applicabile e quindi alla velocità base. Sopra la velocità base occorre deflussare la macchina diminuendo il valore del flusso di riferimento (ne consegue una diminuzione delle dimensioni della traiettoria circolare) in funzione del campo di operatività della macchina. La logica di controllo, però, rimane la stessa del controllo a bassa velocità.

Questo tipo di controllo consente dunque una spontanea sviluppabilità in forma numerica: l'utilizzo di logiche a soglia infatti riduce le uscite a valori discretizzati comodamente gestibili dagli algoritmi digitali.

Ma la peculiarità del controllore D.T.C. consiste senza dubbio nella *switching-table*. La *switching-table* è una tabella di valori che il vettore tensione deve assumere in funzione del modulo del flusso di statore, della sua posizione nel piano dei fasori spaziali e del valore della coppia.

Essa riceve i valori discreti ϕ e τ delle uscite dai comparatori di flusso e coppia, unitamente al valore $\theta(N)$ rappresentativo del settore in cui il flusso statorico si trova, e restituisce il valore del vettore tensione che si deve selezionare sotto forma di comandi di accensione e spegnimenti degli interruttori statici opportuni.

In pratica essa è una matrice tridimensionale $2 \times 3 \times 6$ realizzabile sotto il profilo hardware semplicemente tramite una memoria programmabile.

La logica D.T.C. consente dunque una gestione delle commutazioni alquanto semplice e senza l'impiego di algoritmi di calcolo sofisticati, a vantaggio della velocità di esecuzione e della semplicità realizzativa.

L'utilizzo dei comparatori di livello consente inoltre di tenere, in qualche modo, sotto controllo la frequenza di commutazione degli interruttori statici, funzione dell'ampiezza delle bande.

In Tabella 5-1 è riportata la "switching-table"; ϕ e τ rappresentano rispettivamente i valori in uscita dal comparatore di flusso e di coppia; $\theta(N)$ il settore in cui il flusso di statore si trova.

		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\phi=0$	$\tau=1$	V_{010}	V_{011}	V_{001}	V_{101}	V_{100}	V_{110}
	$\tau=0$	V_{000}	V_{111}	V_{000}	V_{111}	V_{000}	V_{111}
	$\tau=-1$	V_{001}	V_{101}	V_{100}	V_{110}	V_{010}	V_{011}
$\phi=1$	$\tau=1$	V_{110}	V_{010}	V_{011}	V_{001}	V_{101}	V_{100}
	$\tau=0$	V_{111}	V_{000}	V_{111}	V_{000}	V_{111}	V_{000}
	$\tau=-1$	V_{101}	V_{100}	V_{110}	V_{010}	V_{011}	V_{001}

Tabella 5-1 La switching table

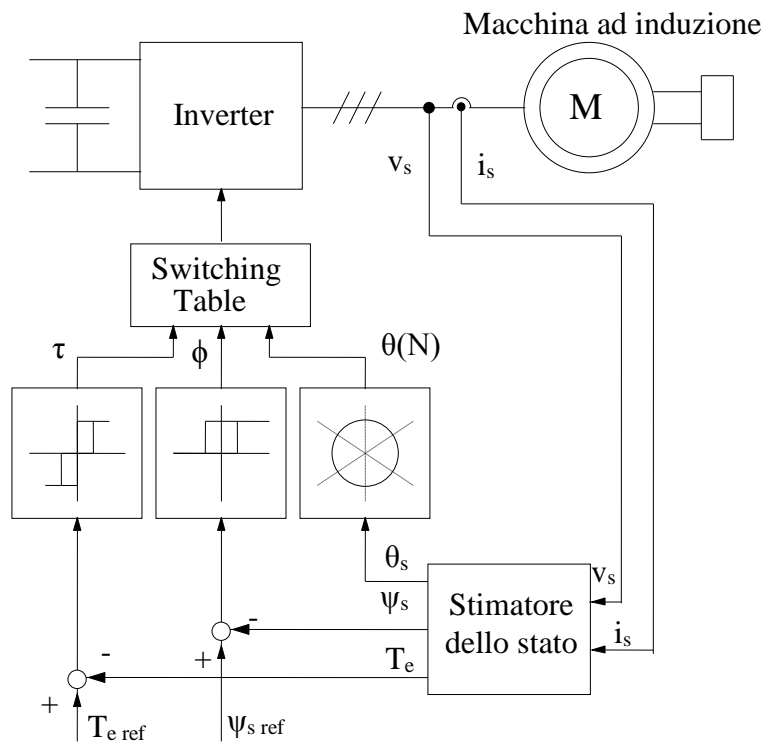


Figura 5-17 Schema di un azionamento con regolatore D.T.C

5.4 Stimatore dello stato

Sia per il controllo DSC che per il DTC occorre conoscere modulo e posizione del flusso di statore e valore della coppia. Tali grandezze non sono normalmente misurate ma stimate.

Lo stimatore dello stato è basato sul classico schema V-I, limitato al flusso di statore.

Le equazioni sono riferite ad un sistema di riferimento stazionario (solidale con lo statore). Gli ingressi sono le correnti e le tensioni di statore. Non vi è necessità di conoscere (misurare) la velocità meccanica. Il flusso di statore è ottenuto dall'integrazione della tensione a valle della resistenza di statore. La coppia è ottenuta utilizzando uno dei tanti metodi per calcolarla.

Partendo dalle equazioni dinamiche di statore ad assi fissi:

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

le equazioni diventano:

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

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

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

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

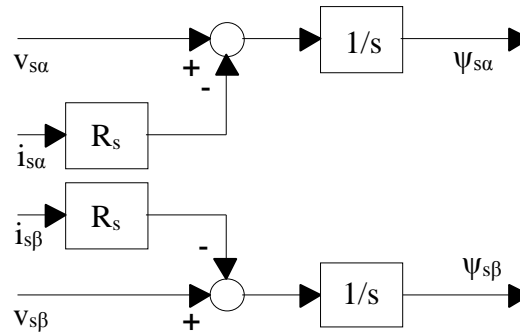


Figura 5-18 Stimatore del flusso

Tale stimatore presenta gli stessi problemi dello stimatore V-I, già visto nel controllo ad orientamento di campo della macchina asincrona.

5.5 Considerazioni generali riguardanti i regolatori DSC e DTC

I metodi di controllo diretto dei motori ad induzione basati sulla regolazione del flusso e della coppia attraverso due soglie ad isteresi presentano quattro vantaggi fondamentali:

- semplicità
- eccellenti prestazioni dinamiche
- robustezza
- possibilità di impostare direttamente la pulsazione desiderata di coppia e flusso
- insensibilità alla variazione dei parametri.

Il metodo DSC è stato applicato nel campo della trazione, quindi per macchine di medio-alta potenza, in quanto richiede frequenze di commutazione relativamente basse.

Il problema principale è che esso genera un flusso di statore a traiettoria esagonale e quindi delle correnti affette da armoniche di frequenza cinque volte quella fondamentale: queste correnti sono, come è noto, dannose soprattutto alle basse frequenze in quanto potrebbero sollecitare risonanze meccaniche.

Alle basse velocità si preferisce dunque abbandonare il controllo DSC a vantaggio di altri tipi di regolazione (generalmente PWM classici) che garantiscano un soddisfacente contenuto armonico delle correnti.

Naturalmente questo tipo di problema non è sentito dal controllore DTC in quanto il flusso di statore è mantenuto all'interno di una corona circolare; presenta, quindi, un contenuto armonico che si rispecchia identicamente su quello delle correnti, decisamente più vantaggioso rispetto al DSC.

Un altro problema, comune ai due tipi di regolatori, riguarda ancora una volta il campo delle basse frequenze: a causa dell'influenza del termine $R_s i_s$, che in questo range non è trascurabile rispetto al valore della tensione di alimentazione, si ha un deterioramento della traiettoria del flusso di statore tutte le volte che viene imposto il vettore nullo di tensione (cioè tutte le volte che la coppia raggiunge la soglia superiore). Quando l'inverter fornisce tensione nulla infatti il flusso di statore segue la direzione del vettore corrente con legge:

$$\overline{\psi}_s = \int -R_s \cdot \overline{i}_s \cdot dt$$

uscendo dunque dalla traiettoria teorica.

Gli effetti hanno due conseguenze negative:

- il valore del flusso diventa più piccolo di quello imposto come riferimento
- la distorsione delle correnti aumenta con conseguente peggioramento del contenuto armonico.

Infine un altro problema comune ai due tipi di regolatori è l'avviamento: i metodi DSC e DTC falliscono quando si opera a velocità prossime allo zero e con coppia di riferimento nulla. In queste condizioni infatti non si riesce a controllare il flusso in modo diretto.

E' necessario quindi avviare il motore in altri modi, ad esempio con metodi classici di PWM vettoriale o con metodi di controllo indiretto del flusso (Volt su Hertz), fino a circa 0.25 Hz.

Ma lo svantaggio principale di tali metodi consiste nel dover campionare le correnti ad alta frequenza (decisamente maggiore di quello che avviene in un controllo vettoriale, in cui la frequenza di campionamento corrisponde alla frequenza del PWM), di dover stimare flusso e coppia alla stessa frequenza, per poter riconoscere con buona precisione il raggiungimento degli estremi della banda del comparatore di flusso e di coppia. Tali frequenze non sono compatibili con un hardware basato su microcontrollore, ma hanno bisogno, generalmente, di hardware dedicato.