



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PARMA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

*Dottorato di Ricerca in Tecnologie dell'Informazione
XXIV Ciclo*

Andrea Rossi

REALIZZAZIONE DIGITALE DI
ALGORITMI DI CONTROLLO DIRETTO
DI COPPIA PER MOTORI ASINCRONI

DISSERTAZIONE PRESENTATA PER IL CONSEGUIMENTO
DEL TITOLO DI DOTTORE DI RICERCA

Gennaio 2012

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PARMA

Dottorato di Ricerca in Tecnologie dell'Informazione

XXIV Ciclo

REALIZZAZIONE DIGITALE DI
ALGORITMI DI CONTROLLO DIRETTO
DI COPPIA PER MOTORI ASINCRONI

Coordinatore:

Chiar.mo prof Marco Locatelli

Tutor:

Dott. Ing. Carlo Concari

Dottorando: *Andrea Rossi*

Gennaio 2012

*Ai ragazzi
del laboratorio*

Indice.

Indice.	7
Prefazione.	9
Capitolo 1.	
Il motore asincrono	11
1.1. Storia e principio di funzionamento del Motore Asincrono	11
1.2. Caratteristiche costruttive del Motore Asincrono	13
1.2.1. Lo statore	13
1.2.2. Il rotore	18
1.3. Schema elettrico equivalente del Motore Asincrono	19
1.4. Caratterizzazione del Motore Asincrono	22
1.4.1. La prova a vuoto	23
1.4.2. La prova in corto circuito	24
1.4.3. La misura della resistenza degli avvolgimenti di statore	26
1.4.4. La prova di diseccitazione	26
1.5. Espressione della Coppia e della Potenza nel Motore Asincrono	27
Capitolo 2.	
Le tecniche più diffuse di controllo del Motore Asincrono	31
2.1. I controlli scalari	32
2.1.1. Il controllo V/f	33
2.2. I controlli vettoriali	38
2.2.1. Il controllo ad orientamento di campo indiretto	39
2.2.2. Il controllo ad orientamento di campo diretto	41

2.2.3. Il controllo diretto di coppia DTC	46
2.2.4. Il controllo del tipo DB-DTC	48

Capitolo 3.

Controllo diretto di coppia semplificato per microcontrollori digitali

3.1. Le necessità di sviluppare un nuovo controllo	52
3.2. Concetti di base del DTC	56
3.3. Innovazione del controllo: DTC semplificato per microcontrollori digitali	58
3.4. Il parallelismo con il controllo di un brushless DC	61

Capitolo 4.

Hardware impiegato per la realizzazione del controllo

4.1. L'alimentazione e l'inverter	64
4.2. Misura delle grandezze d'interesse	66
4.3. Ingressi ed uscite della scheda	67
4.4. L'unità di controllo	68
4.5. Cenni sulla struttura del software	69

Capitolo 5.

Risultati sperimentali

5.1. Regolazione di flusso e tensione al motore	71
5.2. Prove sperimentali	76
5.3. Valutazioni conclusive	82

Bibliografia.

Testi e pubblicazioni scientifiche	85
Documentazione tecnica	87
Internet	88

Prefazione.

Nel passato il motore in corrente continua, per la sua semplicità di regolazione, era il tipo di motore maggiormente utilizzato nei campi dove era richiesta velocità variabile o il controllo separato di flusso e coppia. Tuttavia essi presentano numerosi svantaggi rispetto ai motori in corrente alternata, fra cui la necessità di manutenzione periodica di collettore e spazzole, la velocità di rotazione limitata, una bassa sovraccaricabilità, un elevato momento d'inerzia, elevate dimensioni in rapporto alla potenza.

I motori in corrente alternata risolvono buona parte di questi problemi a fronte, tuttavia, di una maggiore difficoltà di controllo. La possibilità di impiegare motori asincroni, inizialmente usati sempre a velocità costante, come attuatori negli azionamenti a velocità variabile, è nota da molti anni. Già nella prima metà del ventesimo secolo, infatti, furono compiuti i primi studi per analizzare la possibilità di impiegare, per queste applicazioni, motori in corrente alternata al posto del motore in corrente continua.

Lo sviluppo di azionamenti efficienti con motori asincroni ha, però, dovuto attendere la metà degli anni '80, a seguito di un rapido sviluppo della tecnologia elettronica. In questi anni, infatti, si è assistito ad una profonda trasformazione dell'elettronica di potenza, dovuta allo sviluppo di nuovi transistor BJT, MOS, IGBT.

Fra le macchine in corrente alternata, il motore asincrono è quello che nel passato è stato utilizzato in modo prevalente per moltissime applicazioni industriali che non avevano necessità di controllo di velocità o di coppia.

Esso può essere alimentato direttamente dalla corrente alternata di rete monofase o trifase senza alcuna apparecchiatura elettronica di controllo, e

nella diffusissima versione con rotore a “gabbia di scoiattolo”, non richiede la minima manutenzione.

Il motore asincrono ha sempre rappresentato il migliore compromesso tra caratteristiche di funzionamento, efficienza e costi per un azionamento in catena aperta per diverse applicazioni come: pompe, ventilatori, compressori, macchinari per l’edilizia, lavorazione del legno, impianti di sollevamento.

Recentemente il motore asincrono sta vivendo una “seconda giovinezza” grazie alla possibilità di funzionare a velocità variabile con controlli che permettono di ottenere elevate prestazioni dinamiche ed affidabilità, tanto da eguagliare i più moderni azionamenti con motori brushless.

Tra le tecniche di controllo ad elevate prestazioni, la principale è quella denominata Controllo ad Orientamento di Campo (acronimo inglese FOC, *Field Oriented Control*) la quale ha lo scopo di regolare il flusso e la coppia della macchina controllandone le correnti. Una valida alternativa, anche se meno diffusa, è il controllo diretto di coppia (acronimo inglese DTC, *Direct Torque Control*) il quale calcola i vettori di tensione da applicare ai capi del motore direttamente in funzione delle stime di errori di coppia e di flusso.

Questo lavoro descrive lo sviluppo di un nuovo algoritmo di controllo per motori asincroni, derivato e basato sul DTC, ed i risultati ottenuti con tale tecnica. L’algoritmo presentato garantisce le elevate prestazioni e il funzionamento silenzioso del FOC, pur mantenendo la semplicità realizzativa del più elementare DTC.

Capitolo 1.

Il motore asincrono

Il motore propriamente detto ad induzione, ma più noto come motore asincrono, costituisce la categoria più diffusa di motori elettrici. Esso rappresenta la più importante utilizzazione dei campi rotanti generati mediante un sistema trifase di correnti. Questo capitolo descrive brevemente la storia, il principio di funzionamento, la costruzione e la caratterizzazione del motore asincrono.

1.1. Storia e principio di funzionamento del Motore Asincrono

Il motore asincrono fu realizzato la prima volta da Galileo Ferraris (1847-1897, ingegnere italiano vissuto a Torino) nel 1885, quale immediata conseguenza della sua scoperta del campo magnetico rotante [1].

L'apparecchio costruito da Galileo Ferraris era costituito da due bobine uguali disposte con assi normali fra loro come indicato in Figura 1.1.1, all'interno era imperniato un leggero cilindro di rame vuoto.

Alimentando le bobine con due correnti alternate tra loro sfasate di un quarto di periodo, si genera un campo rotante d'intensità costante. Il funzionamento di questo dispositivo come motore deriva dal fatto che il campo rotante induce correnti nel cilindro. Queste a loro volta, immerse in

un campo magnetico, creano un complesso di forze magnetoelettriche (*Legge di Lorentz* $\vec{F} = i \vec{l} \times \vec{B}$ o *Regola della mano sinistra* [2]) costituenti nel loro insieme una coppia che trascina in rotazione il cilindro.

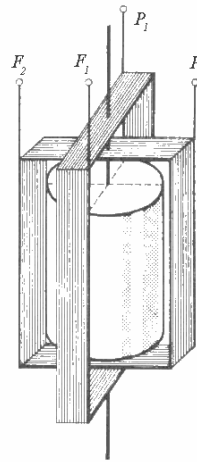


Figura 1.1.1 – Motore asincrono secondo lo schema di Galileo Ferraris [1].

Nella sua rotazione il sistema indotto non può mai raggiungere la velocità del campo rotante, perché in tal caso cesserebbe il moto relativo tra il campo induttore ed il sistema indotto. Questo scorrimento per la legge di Lenz (1.1):

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \quad (1.1)$$

genera le correnti indotte nel rotore, e qualora mancasse si avrebbe corrispondentemente la loro estinzione e perciò anche l'annullamento dell'azione motrice.

1.2. Caratteristiche costruttive del Motore Asincrono

La macchina asincrona è costituita principalmente da uno statore cavo e da un rotore cilindrico coassiale al precedente [3]. L'albero è sostenuto da due calotte che chiudono le estremità dello statore. Può eventualmente essere presente anche una ventola per il raffreddamento, direttamente calettata su una delle estremità dell'albero motore come si vede in Figura 1.2.1

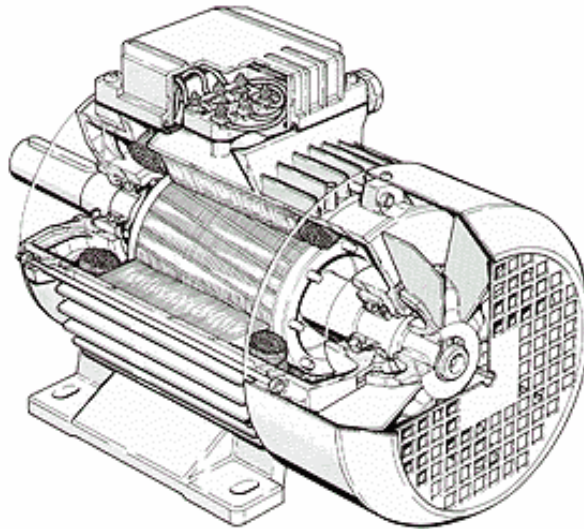


Figura 1.2.1 - Lo statore cavo è chiuso alle estremità dalle calotte nelle quali sono inseriti, per forzamento, i cuscinetti volventi che sostengono l'albero. Ad una delle estremità dell'albero, ricoperta da una cuffia di protezione, è di sovente calettata una ventola per il raffreddamento ad aria forzata.

1.2.1. Lo statore

Modernamente le carcasse dei motori sono realizzate in alluminio come in Figura 1.2.2, ed al loro interno è alloggiato il pacco di lamierini isolati con verniciatura, sede del circuito magnetico. Lo spessore delle lamiere è

generalmente di 0.5 mm, la sua riduzione fino a 0.2 o 0.3 mm porta a ridurre le perdite nel ferro (schematizzate in Figura 1.2.3), il riscaldamento del nucleo è minore, ma tuttavia aumentano i costi dei materiali e delle lavorazioni di punzonatura.

Le lamiere sono costituite da Ferro al Carbonio con una considerevole componente di Silicio, generalmente 1-2%, fino al 3% qualora si desideri ridurre ulteriormente la resistenza elettrica e le correnti di Foucault, con la conseguenza di rendere molto fragile il materiale.

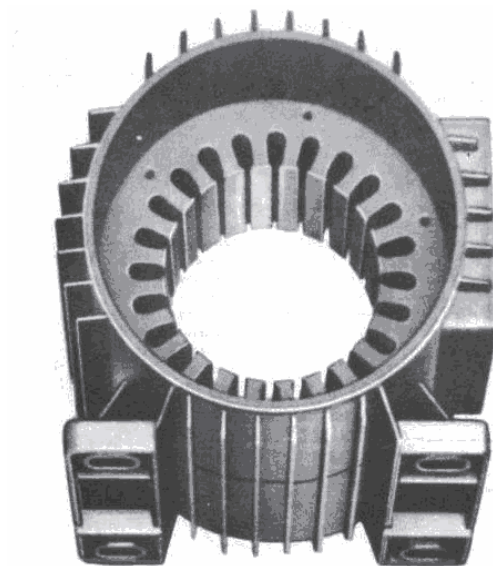


Figura 1.2.2 - Carcasa alettata in alluminio presso fusa sul pacco, per motore tipo MEC, standardizzazione europea del 1963 su dimensioni, ingombro e potenza dei motori [4].

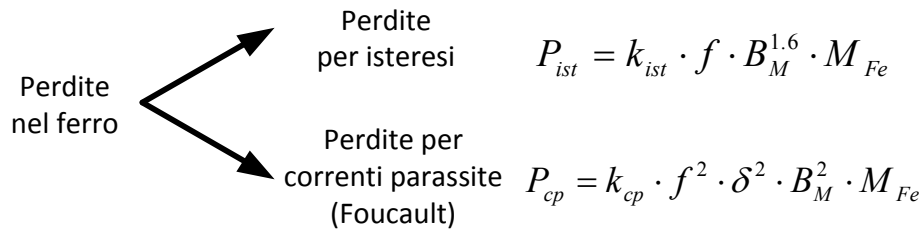


Figura 1.2.3 - Schema riassuntivo delle perdite nel ferro del motore asincrono secondo [5]. Le perdite nel ferro dipendono sempre dalla frequenza di alimentazione f , dall'induzione massima B_M e dalla massa di ferro interessata da variazione di induzione M_{Fe} . Come descritto sopra le perdite per correnti parassite aumentano anche all'aumentare dello spessore della lamiera δ .

All'interno delle cave realizzate nel pacco statorico sono alloggiati i conduttori del circuito induttore. Gli avvolgimenti statorici di queste macchine si dicono *distribuiti* perché costituiti da conduttori attivi entro le cave e collegati in modo appropriato.

Due conduttori attivi collegati da una connessione frontale costituiscono una *spira*. L'insieme delle spire in serie tra loro e riunite costituiscono la *matassa*, i suoi 2 lati vengono situati in 2 cave a distanza opportuna [3]. I lati di matassa esterni alle cave sono chiamati teste. La disposizione delle teste definisce il tipo d'avvolgimento concentrico (matasse concentriche di diverse dimensioni) o embricato (matasse identiche parzialmente sovrapposte, come gli embrici di un tetto). È opportuno notare che il comportamento elettromagnetico di un avvolgimento dipende dalla distribuzione dei lati attivi delle matasse nelle cave, mentre l'aspetto esteriore dipende dalla forma e dalla disposizione esteriore delle teste. La forma e la disposizione delle teste non influenzano il comportamento magnetico, tuttavia può caratterizzare un'agevole operazione d'infilaggio delle matasse.

Tre avvolgimenti identici sfasati tra loro di 120° elettrici, formati da uno stesso numero di matasse, costituiscono un avvolgimento trifase simmetrico.

Un elemento importante per la costruzione materiale delle matasse è il cosiddetto *passo*, esso è definito come il numero di cave di cui distano tra loro i lati attivi della stessa matassa, si veda la Figura 1.2.4.

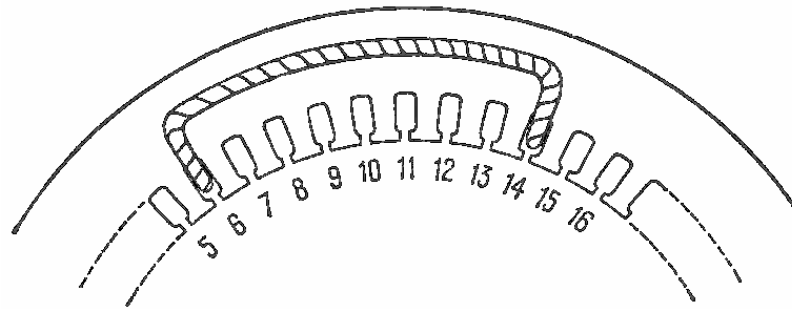


Figura 1.2.4 - Rappresentazione di una matassa alloggiata nelle cave statoriche. Passo 8, detto anche $1 \div 9$.

Un altro elemento indispensabile nella definizione dello schema di avvolgimento è dato dal *numero di cave per polo e per fase* q (1.2):

$$q = \frac{c}{3 \cdot 2 \cdot p} \quad (1.2)$$

c = numero di cave dello statore

p = paia poli.

Un avvolgimento con un numero di cave per polo e per fase alto (da 4 a 8) è un avvolgimento con una migliore “forma” del campo magnetico e quindi silenzioso e regolare nel funzionamento. L'approssimazione sta nella forma della sinusoide che descrive l'andamento del flusso in funzione dello sviluppo angolare del traferro.

Nella Figura 1.2.5 e Figura 1.2.6 sono mostrati due esempi di schemi di collegamento di una fase di avvolgimento simmetrico trifase a passo intero.

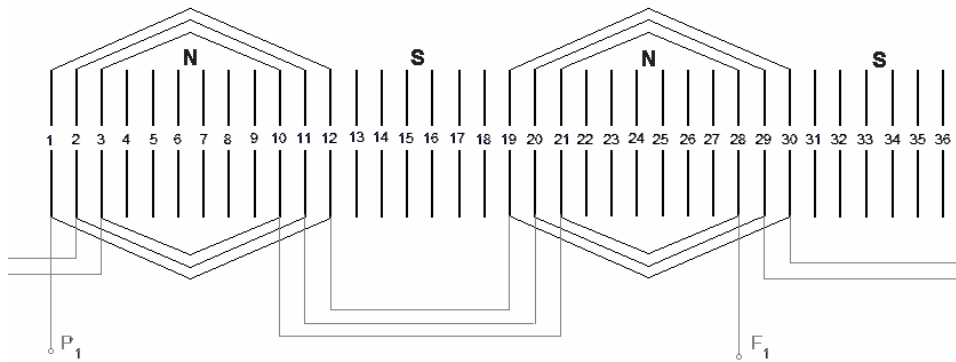


Figura 1.2.5 – Avvolgimento di una macchina a 36 cave, 4 poli (2 paia), avvolgimento tipo concentrico $q = 3$; passo 7-9-11, le matasse sono di 3 dimensioni diverse in ogni gruppo; collegamento ondulado delle matasse.

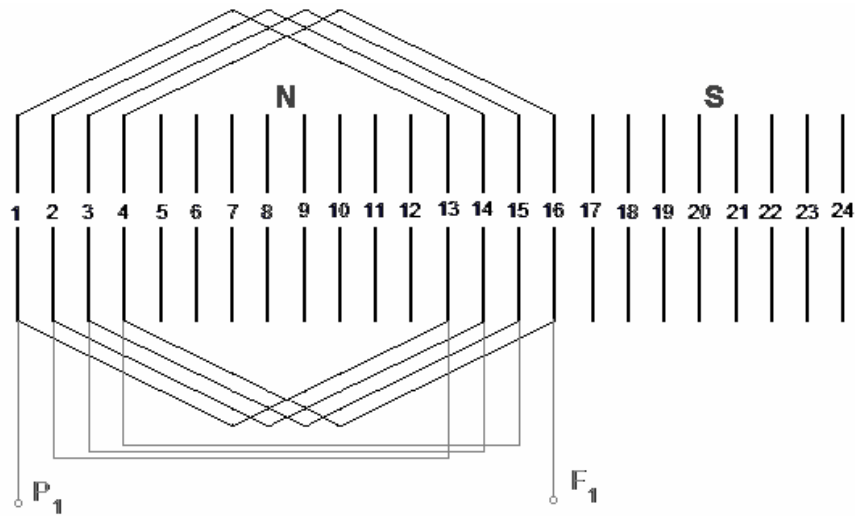


Figura 1.2.6 – Avvolgimento di una macchina a 24 cave, 2 poli, avvolgimento embriato $q = 4$; passo 12, la matasse sono tutte identiche; collegamento a spirale delle matasse.

1.2.2. Il rotore

Il rotore di un motore asincrono, rappresentato in Figura 1.2.7, come lo statore, è costituito da un nucleo magnetico, e da un circuito elettrico. Da una similitudine con il trasformatore, si può dire che il motore elettrico possiede il circuito secondario sempre in corto circuito. Questo serve per ottenere correnti di rotore maggiori e quindi più coppia.

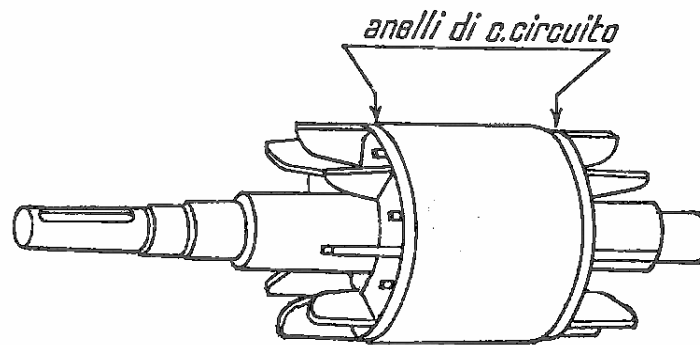


Figura 1.2.7 - Rotore a gabbia di scoiattolo per motore asincrono [3], gli anelli di cortocircuito uniscono i conduttori costituiti da delle sbarrette di rame o alluminio.

Data la bassa frequenza che interessa le correnti di rotore, spesso i lamierini del suo nucleo magnetico non sono isolati.

Esistono fondamentalmente 2 tipi di rotori:

- il rotore avvolto
- il rotore a gabbia di scoiattolo

La prima soluzione è quella più complessa e costosa e presenta un avvolgimento del tutto simile a quello dello statore, ma con le fasi in corto. Il rotore avvolto permette controllare le correnti di rotore. In passato trovava applicazione nella riduzione della corrente di avvolgimento che segue ad un aumento della resistenza rotorica. Attualmente, invece, trova applicazione nel campo della generazione di energia da fonte eolica negli aerogeneratori di grandi dimensioni a velocità di rotazione variabile (Doubly Fed Induction Generators [6]).

La soluzione a gabbia di scoiattolo (rappresentata in Figura 1.2.8) è quella notevolmente più adottata e che permette i migliori rendimenti sotto carico, bassi scorrimenti per la ridotta resistenza del secondario, tuttavia le correnti d'avviamento sono elevate. Nelle cave sono infilate delle sbarrette di rame o di alluminio unite alle estremità del rotore con degli anelli di corto circuito. Per ridurre problemi d'impuntamento e per migliorare la regolarità dell'erogazione di coppia le cave sono leggermente inclinate (Figura 1.2.8), per lo stesso motivo i numeri di cave statoriche e rotoriche per polo devono essere primi tra loro.

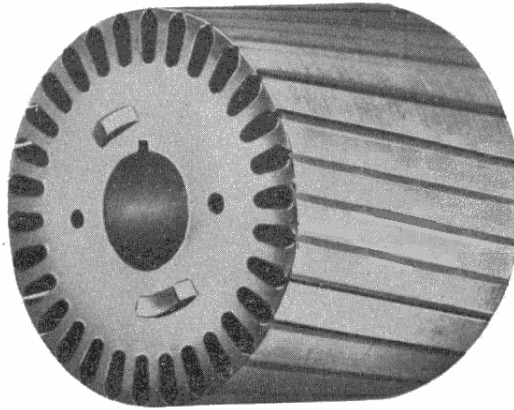


Figura 1.2.8 - Pacco lamiere di un rotore per motore asincrono con cave inclinate ("skeewing") per l'alloggiamento dei conduttori.

1.3. Schema elettrico equivalente del Motore Asincrono

L'avvolgimento statorico descritto sopra, percorso da corrente alternata trifase di frequenza f , genera un campo magnetico rotante alla velocità angolare:

$$\omega_0 = \frac{2\pi f}{p}$$

La velocità ω_0 è detta velocità di sincronismo. Immaginiamo che il rotore ruoti ad una velocità pari ad ω , il rotore vedrà il campo magnetico statorico ruotare ad una velocità angolare pari a:

$$S = \omega_0 - \omega$$

La quantità S è detta velocità di scorrimento o scorrimento assoluto. Lo scorrimento relativo o semplicemente scorrimento è invece definito come:

$$s = \frac{S}{\omega_0} = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}.$$

Ai capi d'ogni spira rotorica s'indurrà una forza elettromotrice di frequenza $\frac{S}{2\pi}$ e di valore efficace:

$$e_r = \frac{d\phi}{dt} = K_1 S \phi$$

dove K_1 è una costante dipendente da fattori costruttivi della macchina [2], e vuole solo sottolineare la proporzionalità della f.e.m. indotta a flusso e scorrimento. Questa tensione fa circolare nel rotore una corrente efficace:

$$I_r = \frac{K_1 S \phi}{\sqrt{R_r^2 + S^2 L_r^2}}$$

R_r e L_r sono rispettivamente la resistenza e l'induttanza del rotore. Dato che questi conduttori sono immersi in un campo magnetico, su di essi si generano delle forze proporzionali al flusso ed alla corrente che li attraversa; la coppia vale:

$$C = K_2 I_r \phi$$

Essendo K_2 una costante opportuna.

La corrente di rotore creerà a sua volta un campo rotante alla pulsazione S , ed anche sullo statore s'indurranno delle forze contro elettromotrici e_s .

Con K si indicherà il *rapporto spire equivalente*:

$$K = \frac{e_1}{e_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad I_r = K \cdot I_s$$

Facendo riferimento alla Figura 1.3.1, indicando la tensione d'alimentazione di fase con V_f , e la corrente di statore con I_s , si può scrivere la legge sulla circuitazione delle tensioni di Kirchhoff (KVL) per lo statore:

$$V_f = e_s + I_s \sqrt{R_s^2 + p^2 \omega_0^2 L_s^2}$$

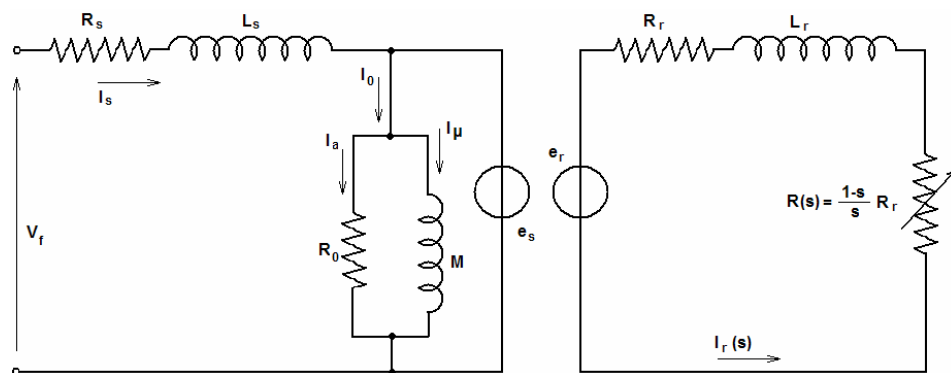


Figura 1.3.1 - Schema di principio di una fase dei circuiti elettrici di rotore e statore.

- R_s = resistenza di una fase di statore
- L_s = induttanza di una fase di statore
- R_0 = resistenza associata alle perdite nel ferro
- L_M = induttanza di magnetizzazione
- $R(s)$ = resistenza equivalente, si dimostra che rappresenta il carico meccanico dovuto alla coppia resistente, non esiste in pratica, ma è solo un artificio per tenere conto in maniera semplice della potenza meccanica
- e_s = forza contro elettromotrice
- e_r = forza elettromotrice
- R_r = resistenza di una fase di rotore
- L_r = induttanza di una fase di rotore

Di fatto per controllare il motore con i metodi descritti nei capitoli successivi non è necessario conoscere i valori dei parametri al secondario (è

sufficiente infatti conoscere i parametri di rotore riportati a statore), e nemmeno del rapporto spire equivalente, e ci si accontenta dello schema elettrico equivalente rappresentato in Figura 1.3.2. Le prove di caratterizzazione del motore asincrono permettono di determinare tutti i coefficienti che compaiono in questo circuito equivalente.

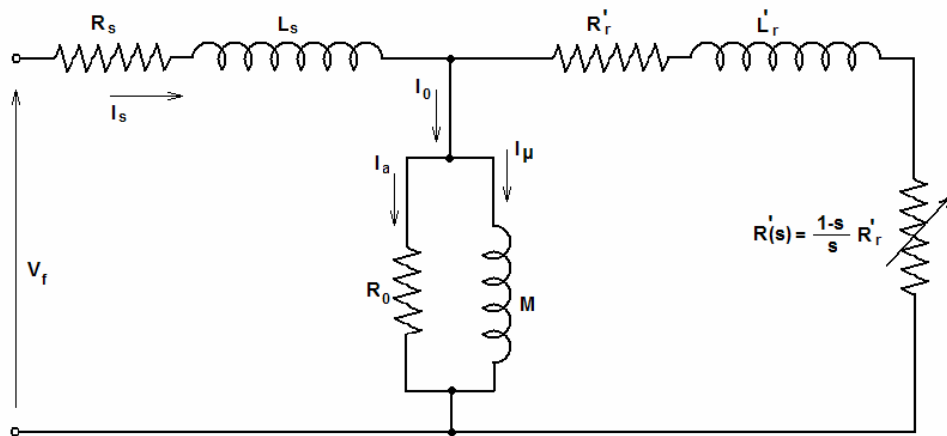


Figura 1.3.2 - Circuito equivalente di una fase del motore, le grandezze al circuito secondario (rotore) sono riportate al primario (statore).

1.4. Caratterizzazione del Motore Asincrono

Caratterizzare il Motore Asincrono consiste nella determinazione delle sue caratteristiche, ovvero dei parametri presenti nel circuito equivalente appena visto. È necessario ricavare questi dati per realizzare controlli di vario tipo, come quelli descritti nei capitoli successivi. Per caratterizzare il motore asincrono occorrono 4 prove sperimentali [7]:

- La prova a vuoto
- La prova in corto circuito
- La misura delle resistenza degli avvolgimenti statorici
- La prova di diseccitazione

1.4.1. La prova a vuoto

La prova a vuoto è eseguita inserendo a monte del motore due wattmetri secondo lo *schema di collegamento Aron*, ognuno formato da un voltmetro ed un amperometro. Si avvia quindi il motore alimentandolo alla tensione e frequenza nominali lasciandolo girare a vuoto. L'amperometro fornisce la lettura della corrente di fase e la somma (di fatto si farà la differenza delle due letture perché l'angolo di sfasamento tra corrente e tensione φ sarà sicuramente inferiore a 30° [1]) delle letture dei due wattmetri fornisce la potenza attiva assorbita a vuoto.

Il fattore di potenza (fasi collegate a stella, $V_f =$ tensione stellata) risulta:

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{3 \cdot V_f \cdot I_0}$$

Non essendoci carico si trascura la resistenza fittizia che lo rappresenta (scorrimento $s \approx 0$) considerando un circuito aperto. Il seno di φ è immediatamente determinato, e si può calcolare la potenza apparente:

$$Q_0 = 3 \cdot V_f \cdot I_0 \cdot \sin \varphi = 3 \cdot X \cdot I_0^2$$

L'induttanza di magnetizzazione è determinata ipotizzando $L_M \gg L_s$:

$$L_M = \frac{Q_0}{3 \cdot p \cdot \omega_0 \cdot I_0^2}$$

Per semplificare la prova a vuoto (in questo caso non sono necessari i wattmetri) è possibile trascurare con buon'approssimazione anche resistenza e reattanza di statore essendo molto bassa la corrente che attraversa lo statore; si considera in questo caso un corto circuito come rappresentato in Figura 1.4.1. La resistenza R_a s'ipotizza molto alta, $I_\mu \gg I_a$, quindi tutta la corrente percorre l'induttanza di magnetizzazione.

$$Z = \frac{V_f}{I_0} \cong p \cdot \omega_0 \cdot L_M$$

Quindi l'induttanza di magnetizzazione ha valore:

$$L_M = \frac{V_f}{p \cdot \omega_0 \cdot I_0}$$

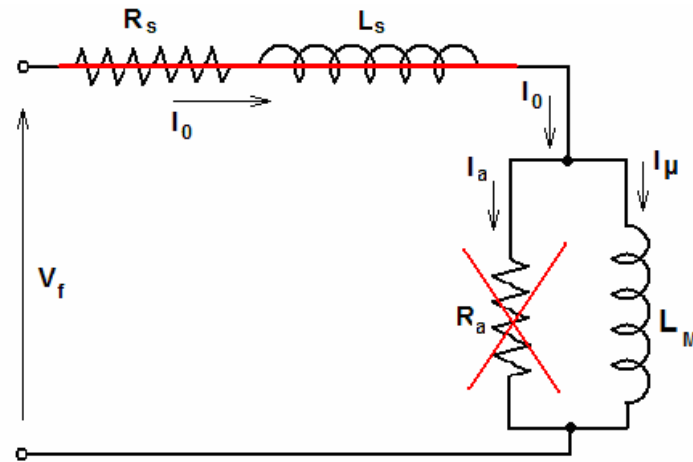


Figura 1.4.1 - Circuito equivalente semplificato di una fase del motore durante il funzionamento a vuoto.

1.4.2. La prova in corto circuito

La prova in corto circuito è eseguita con la strumentazione sopra elencata, ma le misure devono essere svolte con il rotore bloccato per impedirgli di girare. Siccome la corrente di corto circuito I_{cc} , che si ottiene applicando la tensione nominale, risulta eccessiva e non può essere sopportata a lungo dal motore, la prova è eseguita a tensione ridotta. La frequenza della prova deve essere quella nominale. All'atto pratico si applica precisamente quella tensione $V_{I_{cc}}$ che occorre per fare assorbire al motore col rotore bloccato la corrente nominale di pieno carico I_n [1]. La tensione da applicare è tipicamente dell'ordine del $15 \pm 30\%$ di quella nominale.

Quando il rotore è bloccato, $s=1$, la resistenza di carico $R'(s) = R'_r \frac{1-s}{s}$ è nulla, e l'impedenza $Z = R'_r + p\omega_0 L'_r$ risulta abbastanza bassa da considerare trascurabile la corrente di magnetizzazione. I rami di R_a ed M sono sostituiti perciò con dei circuiti aperti.

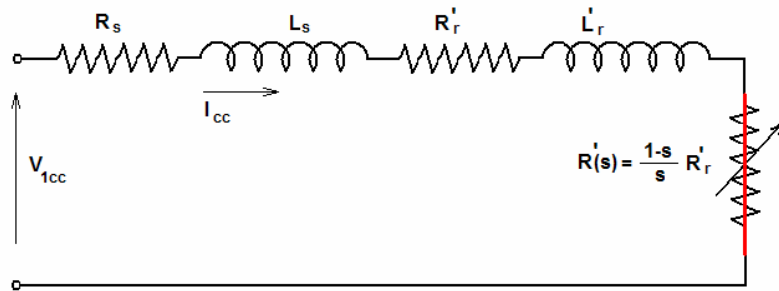


Figura 1.4.2 - Circuito equivalente approssimato del motore asincrono durante la prova in corto-circuito (a rotore bloccato).

In Figura 1.4.2 è riportato il circuito equivalente per la prova in corto.

La potenza risultante, dalla somma delle letture dei wattmetri, P_{cc} corrisponde essenzialmente alle perdite nel rame per effetto Joule nello statore e nel rotore.

$$P_{cc} = (R_s + R'_r) I_{cc}^2$$

Da cui si ricava:

$$R_{cc} = (R_s + R'_r) = \frac{P_{cc}}{I_{cc}^2}$$

Ora trovando l'impedenza, si calcola la reattanza

$$Z_{cc} = \frac{V_{1cc}}{I_{cc}} \quad \text{e} \quad X_{cc} = \sqrt{Z_{cc}^2 - R_{cc}^2}$$

Per ottenere infine l'induttanza

$$L_{cc} = L_s + L'_r = \frac{X_{cc}}{p \cdot \omega_0}$$

Tipicamente per trovare i valori L_s da L'_r , ottenuta L_{cc} , s'impone quanto segue:

$$L_s = L'_r = \frac{L_{cc}}{2}.$$

1.4.3. *La misura della resistenza degli avvolgimenti di statore*

Per separare i contributi di R_s e R'_r , si fa la misura della resistenza degli avvolgimenti di statore con il metodo voltamperometrico. Questa prova si compie in corrente continua, per considerare solamente le resistenze in luogo delle impedenze. Occorre fare percorrere gli avvolgimenti dalla corrente nominale I_{nDC} , e quindi si misura la tensione ai capi dei morsetti V_{DC} . La resistenza dell'avvolgimento di statore varrà:

$$R_s = \frac{V_{DC}}{I_{nDC}}.$$

L'approssimazione di questo metodo è data dal fatto che in realtà la corrente alternata, per effetto pelle, tende a scorrere soltanto nella periferia della sezione trasversale del conduttore. La resistenza stimata con il metodo voltamperometrico, ed usando corrente continua, sarà quindi sottostimata di qualche punto percentuale.

1.4.4. *La prova di diseccitazione*

Con la prova di diseccitazione si determina la costante di tempo rotorica $\tau_r = \frac{L'_r}{R'_r}$. Il motore è alimentato a tensione nominale senza carico, ed è soggetto al flusso magnetico nominale. Togliendo istantaneamente l'alimentazione, le *f.e.m.* sugli avvolgimenti non si annulleranno immediatamente, ma seguiranno l'andamento decrescente del flusso magnetico. Questo diminuirà con una dinamica legata alla costante di tempo rotorica τ_r . Registrando con un oscilloscopio l'andamento della scarica delle *f.e.m.* è possibile trovare τ_r . Nel caso in cui la dinamica elettrica fosse simile alla dinamica meccanica, la misura sarebbe disturbata, è possibile quindi applicare all'albero motore un volano che diminuisce la decelerazione angolare. La dinamica elettrica e quella meccanica divengono differenti di alcuni ordini di grandezza, e perciò non sono più interferenti.

1.5. Espressione della Coppia e della Potenza nel Motore Asincrono

Per chiarezza si descrive il bilancio di potenza riportato in Figura 1.5.1.

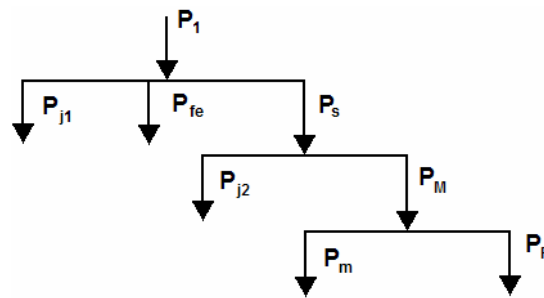


Figura 1.5.1- Schema rappresentativo delle perdite di potenza nel motore ad induzione.

- $P_1 = \sqrt{3} \cdot V_f \cdot I_s \cdot \cos \varphi_1$ potenza assorbita alla rete dal primario
- $P_{j1} = 3 \cdot R_s \cdot I_s^2$ potenze perse per effetto Joule nel rame sullo statore
- $P_{Fe} = \sqrt{3} \cdot V_f \cdot I_0 \cdot \cos \varphi_0 = P_0$ le perdite a vuoto coincidono con le perdite nel ferro
- $P_s = \omega_0 \cdot C = \frac{3 \cdot R_r I_r^2}{s}$ potenza sincrona, trasmessa attraverso il campo magnetico dallo statore al rotore
- $P_{j2} = s \cdot P_s = 3 \cdot R_r \cdot I_r^2$ perdite per effetto Joule nel rame sul rotore
- $P_M = \omega \cdot C = (1 - s) \cdot P_s$ potenza meccanica totale
- P_m potenza meccanica persa per attrito sui cuscinetti e per ventilazione
- $P_R = \omega \cdot C_R$ potenza resa, utile all'albero

L'espressione della corrente in una fase del rotore è la seguente:

$$I_r = \frac{e_r}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + p^2 \omega_0^2 L_r^2}} = \frac{e_r}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + X_r^2}} = \frac{s \cdot e_r}{\sqrt{R_r^2 + s^2 X_r^2}}$$

In Figura 1.5.2 è riportato un andamento qualitativo della corrente di rotore al variare della sua velocità angolare.

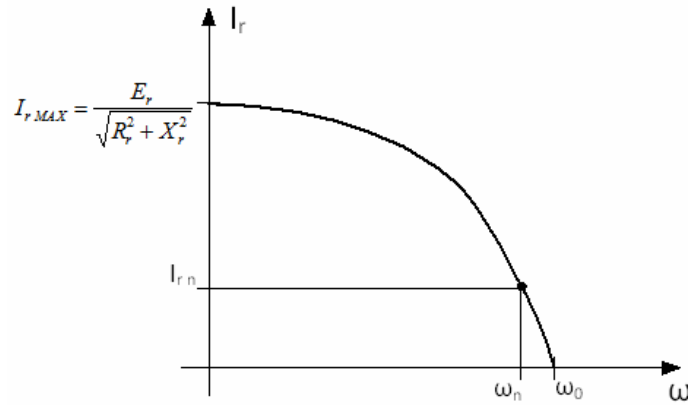


Figura 1.5.2 - Andamento della corrente rotorica in funzione della velocità angolare.

Unendo le definizioni delle potenze e l'espressione della corrente di rotore è possibile calcolare l'espressione della coppia motrice [8]:

$$C = \frac{P_M}{\omega} = \frac{3}{\omega} \cdot \frac{1-s}{s} \cdot R_r I_r^2 = \frac{3}{\omega_0(1-s)} \cdot \frac{1-s}{s} \cdot R_r I_r^2 = \frac{3R_r}{s \cdot \omega_0} \cdot \frac{s^2 e_r^2}{R_r^2 + s^2 p^2 \omega_0^2 L_r^2}$$

La seguente è un'espressione rigorosa:

$$C = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{3R_r s \cdot e_r^2}{R_r^2 + s^2 p^2 \omega_0^2 L_r^2}$$

Considerando la resistenza rotorica riportata al primario $R'_r \rightarrow R_r$, trascurando le perdite nel ferro e quelle nel rame dello statore (perché i parametri di resistenza e reattanza di rotore divengono prevalenti, quando trasportati allo statore), si ottiene la seguente espressione semplificata:

$$C = \frac{3}{\omega_0} \cdot \frac{s \cdot R'_r \cdot V_f^2}{R_r'^2 + s^2 \omega_0^2 p^2 L_r'^2}$$

L'espressione della potenza meccanica si ricava ora facilmente come:

$$P_M = \frac{3 \cdot (1-s) \cdot s \cdot R'_r \cdot V_f^2}{R_r'^2 + s^2 p^2 \omega_0^2 \cdot L_r'^2}$$

In figura Figura 1.5.3 sono rappresentati gli andamenti qualitativi della coppia e della potenza in funzione della velocità angolare.

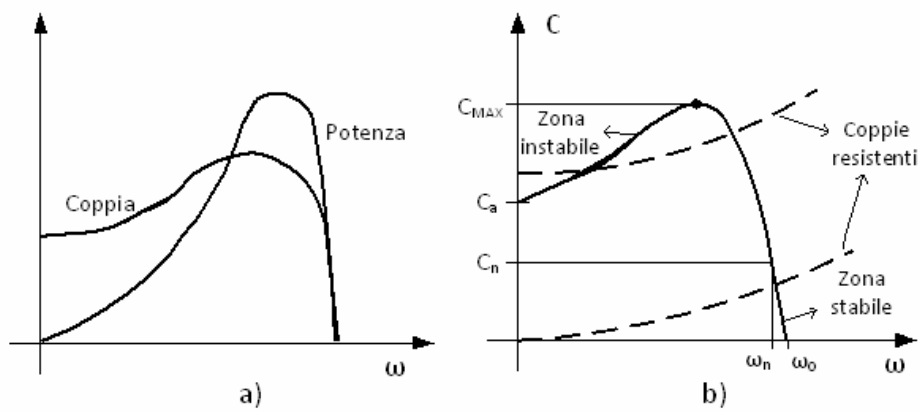


Figura 1.5.3 - a) andamenti della coppia e della potenza meccanica a confronto per un generico motore asincrono. b) Curva di coppia, confrontata con tipiche coppie resistenti relative al pompaggio di fluidi. La zona del grafico di coppia con pendenza negativa è quella stabile, ed in questa zona di lavoro è indispensabile porsi negli azionamenti in catena aperta.

Capitolo 2.

Le tecniche più diffuse di controllo del Motore Asincrono

Esistono varie modalità per effettuare il controllo della velocità di un motore asincrono. Alcune permettono di fare funzionare il motore con buon rendimento solo in un piccolo campo di variazione della velocità, altre, invece, consentono escursioni di velocità più ampie.

Nei paragrafi successivi sono descritte le seguenti tecniche tradizionali di regolazione del motore asincrono:

1. Variazione della resistenza degli avvolgimenti rotorici
2. Variazione del numero di poli
3. Variazione dell'ampiezza della tensione di alimentazione
4. Variazione della frequenza della tensione di alimentazione
5. Controllo di scorrimento a corrente impressa
6. Controllo ad orientamento di campo
7. Controllo predittivo

Le prime quattro modalità sono individuate con la dizione di *controllo scalare*, in quanto il dispositivo di controllo si limita a variare semplicemente l'ampiezza della grandezze elettriche [9]. Le altre tre modalità sono invece indicate con la nozione di *controllo vettoriale* in quanto il dispositivo di controllo determina il valore del modulo e della direzione del vettore di

tensione o di corrente da applicare alla macchina o, equivalentemente, le sue componenti secondo un sistema di riferimento opportuno.

2.1. I controlli scalari

La (2.1) evidenzia i parametri da cui dipende la velocità di rotazione del motore asincrono. I vari metodi di controllo scalari agiscono diversamente su tali parametri.

$$\omega_r = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} (1 - s) \quad (2.1)$$

Alcuni dei controlli scalari elencati in precedenza sono rapidamente caduti in disuso durante gli anni '80. Si tratta dei controlli a variazione della resistenza rotorica ed a variazione della tensione di alimentazione, che regolano la velocità basandosi sullo scorrimento s . I loro principali inconvenienti sono legati alla scarsa efficienza elettrica al di fuori dalle condizioni nominali di funzionamento del motore. L'unico controllo che permette di variare la velocità senza perdita di efficienza è la variazione del numero di poli p secondo lo schema Dahlander, di cui si vede un esempio nella Figura 2.1.1. Questa tecnica di regolazione di velocità consente comunque di lavorare soltanto a due velocità di rotazione fisse, e questo inconveniente ha reso obsoleta anche questa soluzione.

L'evoluzione della tecnologia e la diffusione della conoscenza hanno permesso la diffusione dei cosiddetti "inverter" commerciali per controllo motori (dispositivi costituiti da valvole elettroniche controllate, tipicamente di tipo MOS o IGBT). Questi sono basati principalmente su controlli scalari, ma a volte anche vettoriali, e nell'ultimo ventennio hanno completamente soppiantato gli altri controlli scalari permettendo di lavorare con buona efficienza per un ampio range di velocità di rotazione.

La possibilità di alimentare un carico trifase con una forma d'onda a frequenza variabile ha aperto la strada all'impiego del motore asincrono, come attuatore a velocità variabile, in diversi campi applicativi, migliorandone l'efficienza e la versatilità.

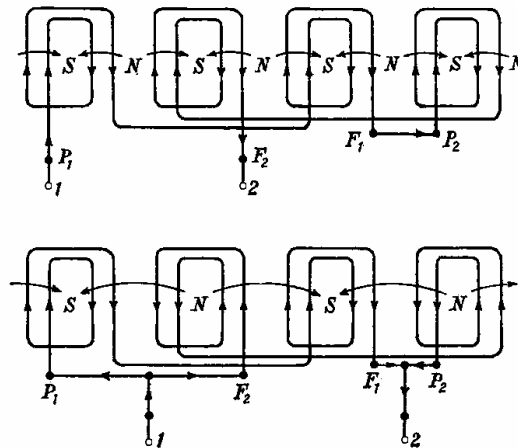


Figura 2.1.1 - Rappresentazione di una fase di avvolgimento di statore con connessione Dahlander che consente la commutazione da 4 ad 8 poli semplicemente cambiando le connessioni all'esterno del motore. P₁/F₁ sono principio e fine di una parte di fase [1].

2.1.1. Il controllo V/f

La relazione (2.1) evidenzia la possibilità di variare la velocità agendo anche sulla frequenza f della tensione di alimentazione del motore mediante un inverter.

Per regolazioni di questo tipo non si necessita di rotorì avvolti, e si impiegano rotorì a gabbia aventi basso valore di scorrimento nominale ed elevato rendimento.

Per poter realizzare un buon azionamento occorre tenere conto delle seguenti considerazioni:

- 1) Il flusso al traferro Φ deve essere mantenuto, per quanto possibile al suo valore nominale, in modo da consentire un ottimo sfruttamento magnetico della macchina;
- 2) La corrente assorbita dal motore non deve superare il valore nominale fissato dal costruttore, per non incorrere in surriscaldamenti o sovradimensionamenti dell'inverter.

Rifacendosi allo schema elettrico equivalente con le grandezze riportate allo statore di Figura 1.3.2, è possibile notare che:

- per $V \approx V_{nom}$ la caduta di tensione sull'impedenza di statore è trascurabile, l'induttanza di magnetizzazione L_M è sottoposta alla tensione in ingresso ed il flusso può considerarsi $\phi = K' \cdot I_0 = K' \cdot \frac{V}{Z} = K'' \cdot \frac{V}{f \cdot M}$ da cui si vede che per mantenere costante il flusso deve mantenersi il rapporto tra tensione e frequenza $V = K \cdot f$.
- Per $V \approx 0$ si fanno sentire le cadute di tensione sulla resistenza di statore, perciò non si può continuare a ridurre la tensione assieme alla frequenza, e si applica una funzione simile a quella di Figura 2.1.2.

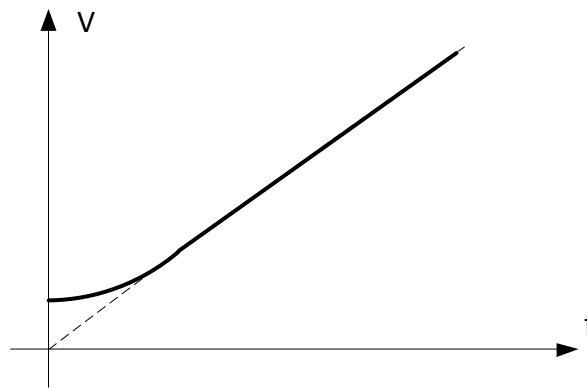


Figura 2.1.2 – Ampiezza della tensione di alimentazione al fine di mantenere il flusso costante. Alle basse tensioni occorre incrementare il rapporto V/f per compensare le cadute di tensione statoriche legate alla corrente magnetizzante del motore.

In Figura 2.1.3 sono mostrate tre diverse zone di funzionamento al variare della frequenza di alimentazione:

- 1) *Funzionamento a coppia costante*: la corrente di magnetizzazione si mantiene costante, e così pure la coppia, la potenza cresce linearmente.
- 2) *Funzionamento a potenza costante*: la tensione non è più aumentata per non danneggiare inverter o motore, o semplicemente perché non è disponibile tensione maggiore, la frequenza continua ad aumentare e la corrente di magnetizzazione ed il flusso diminuiscono. La coppia diminuisce secondo un'iperbole $\frac{1}{f}$, e la potenza si mantiene costante.
- 3) *Funzionamento a potenza decrescente*: (detto anche a corrente limitata): se la tensione si mantiene costante e la frequenza continua a crescere le reattanze del circuito elettrico del motore si elevano talmente da impedire il passaggio della corrente nominale anche negli avvolgimenti rotorici. La potenza diminuisce secondo $\frac{1}{f}$, la coppia diminuisce secondo $\frac{1}{f^2}$; si veda Figura 2.1.3.

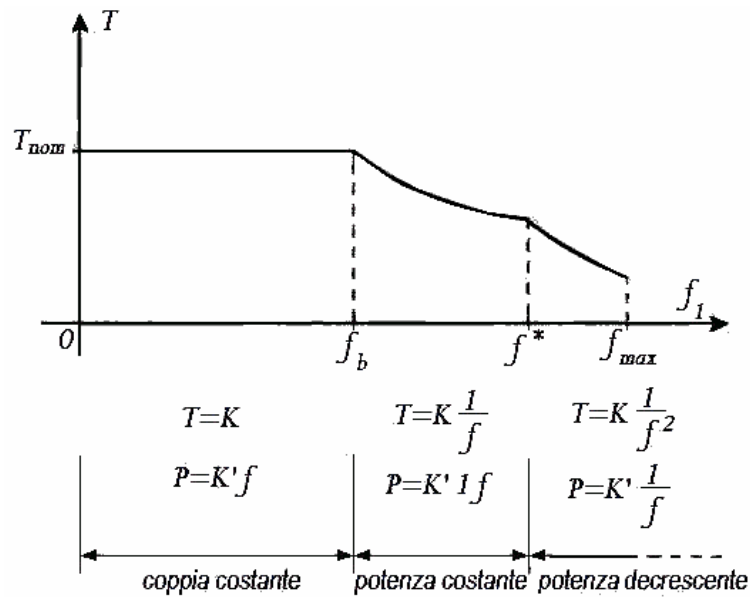


Figura 2.1.3 - Andamento della coppia disponibile del motore asincrono alimentato con inverter con controllo V/f [10]. Nella prima zona a coppia costante si mantengono flusso e coppia nominale, nella zona a potenza costante viene ridotto il flusso, alle alte velocità angolari l'elevata frequenza di alimentazione provoca la riduzione delle correnti, con conseguente più veloce decrescita della coppia disponibile.

Il controllo V/f offre sempre la massima coppia disponibile al variare della velocità (Figura 2.1.3). Infatti a fronte di un aumento del carico presente, il motore risponde aumentando lo scorrimento, ovvero riducendo la velocità, la corrente aumenta ed il carico è sostenuto.

Il controllo V/f grazie a:

- la semplicità del suo algoritmo in quanto basta mantenere il rapporto tensione frequenza, non ci sono retroazioni da gestire, né implementazione di modelli matematici
- la sua affidabilità in quanto funziona sempre, a tutte le velocità, nei limiti della coppia disponibile alle varie frequenze di alimentazione

- l'indipendenza dalle variazioni dei parametri di motore, in quanto non presenta algoritmi di calcolo basati sui parametri elettrici della macchina

rappresenta ad oggi la tecnica di controllo più utilizzata per l'azionamento di motori asincroni, nonostante l'ampia ricerca degli ultimi decenni su temi relativi ai controlli vettoriali.

L'affidabilità e la ripetibilità delle prestazioni di un azionamento rivestono una caratteristica irrinunciabile e di fondamentale importanza sia in ambito industriale che, in particolare, in applicazioni comuni di *mass-market* come il caso degli elettrodomestici (settore del bianco).

Questo controllo, d'altro canto mostra limiti che fanno sì che per alcune particolari applicazioni, il V/f non sia la scelta migliore.

1. L'assenza di controllo sullo scorrimento limita la precisione di velocità, in quanto l'errore può arrivare in condizioni normali fino ad un 6 o 7%.
2. Se lo scorrimento cresce oltre quello di coppia massima il motore si ferma a causa del passaggio nella zona a funzionamento instabile rappresentata in Figura 1.5.3 b). Per la sua semplicità infatti questo algoritmo non presenta variabili di controllo che permettono di applicare regolatori ed anelli in retroazione.
3. Alle bassissime velocità (generalmente sotto il 10% di quella nominale), non conoscendo i dati di resistenza statorica, non è garantito il flusso nominale e quindi la massima coppia disponibile.
4. L'assenza di un sistema in retroazione limita anche la dinamica del sistema, ovvero la capacità di inseguire un *set point* con rapide variazioni di velocità. Infatti per mantenere valori bassi di scorrimento chi programma l'inverter imposterà uno stringente *rate limiter* sulla velocità, al fine di permettere sempre l'inseguimento del *set point* a basso scorrimento, ma di conseguenza le accelerazioni saranno sempre lente.

Per soddisfare questo seppur piccolo sottoinsieme di casi in cui il controllo V/f dell'asincrono non riesce a far fronte alle richieste, sono stati studiati i controlli vettoriali, di cui il Controllo ad Orientamento di Campo è il

capostipite, seguito dai controlli predittivi. Il nuovo controllo realizzato in occasione di questo lavoro, vuole unire le caratteristiche migliori di queste due tipologie di controlli, ovvero la semplicità realizzativa e l'affidabilità del V/f insieme alle *performance* dei sistemi in retroazione.

2.2. I controlli vettoriali

Queste tecniche di regolazione permettono di controllare il motore asincrono in coppia, ottenendo prestazioni poco inferiori a quelle dei moderni motori *brushless*. Per potere essere realizzate richiedono un opportuno convertitore elettronico di potenza, ed un modulo di controllo con un microcontrollore, che tipicamente contiene anche un'unità DSP. Si sottolinea che il controllo V/f richiede un hardware simile a quello appena menzionato anche se la potenza di calcolo necessaria è inferiore.

Il controllo di scorrimento con alimentazione a corrente impressa rappresenta il più semplice approccio al controllo vettoriale; infatti il dispositivo di controllo dell'azionamento determina i valori desiderati del modulo e della direzione del vettore di corrente [9]. Attualmente è stato praticamente soppiantato dalla tecnica nota come Controllo ad Orientamento di Campo (*Field Oriented Control*, FOC), che in alcune realizzazioni risulta di poco più complessa del controllo di scorrimento, ed attualmente è la tecnica di controllo vettoriale più utilizzata. Lo studio della quinta tecnica di controllo è stato perciò omesso data anche la somiglianza con il FOC, e si rimanda a testi specializzati come quelli riportati in bibliografia [9].

Il controllo ad orientamento di campo può essere di tipo:

- Indiretto
- Diretto con:
 - Stimatore di flusso con equazioni di statore
 - Stimatore di flusso con equazioni di rotore
 - Stimatore di flusso dinamico

Il controlli di tipo predittivo [11] al contrario del FOC, si propongono di calcolare le tensioni da applicare in funzione direttamente della coppia e del flusso richiesti, senza passare attraverso le correnti. Questo permette di raggiungere il punto di lavoro desiderato in tempi molto brevi. Come si intuisce dal nome, sono caratterizzati dal controllo diretto della coppia senza passare per il controllo della corrente. I calcoli al fine di ottenere i vettori di tensione da applicare al motore sono basati sul cosiddetto modello inverso del motore.

I controlli predittivi principali sono:

- Il controllo diretto di coppia DTC
- Il Dead-Beat DTC

2.2.1. Il controllo ad orientamento di campo indiretto

Il controllo ad orientamento di campo indiretto è un metodo semplificato, ed è utilizzato nel caso si voglia utilizzare una potenzialità di calcolo inferiore al controllo ad orientamento di campo diretto.

Si considerino le equazioni seguenti del flusso su assi d - q (asse d detto anche asse della corrente di flusso i_{sd} flusso, asse q detto anche asse della corrente di coppia i_{sq}) originate dallo studio del modello dinamico del motore asincrono:

$$\begin{cases} \text{asse } d & 0 = \left| \vec{\phi}_r \right| - L_M \cdot i_{sd} + \tau_r \cdot \frac{d \left| \vec{\phi}_r \right|}{dt} \\ \text{asse } q & 0 = (\omega_0 - \omega_r) \cdot \left| \vec{\phi}_r \right| \cdot \tau_r - L_M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (2.2)$$

essendo:

- $\vec{\phi}_r$ Vettore del flusso di rotore
- τ_r Costante di tempo rotorica
- ω_0 Velocità di rotazione di sincronismo
- ω_r Velocità di rotazione effettiva
- i_{sd} Corrente di statore lungo l'asse d

- i_{sq} Corrente di statore lungo l'asse q
- L_M Induttanza di magnetizzazione

dalla prima delle (2.2) si ottiene:

$$\left| \vec{\phi}_r \right| = \frac{L_M}{1 + s \cdot \tau_r} \cdot i_{sd} \quad (2.3);$$

dalla seconda, sfruttando la definizione di velocità di scorrimento ω_s , si ha:

$$0 = \omega_s \cdot \left| \vec{\phi}_r \right| \cdot \tau_r - L_M \cdot i_{sq}$$

da cui:

$$\omega_s = \frac{L_M \cdot i_{sq}}{\left| \vec{\phi}_r \right| \cdot \tau_r} \quad (2.4).$$

Conoscendo i_{sq}^* (si utilizza il valore imposto) e $\left| \vec{\phi}_r \right|$, si può ottenere ω_s . Un semplice sensore di velocità, per esempio una dinamo tachimetrica, può fornire il valore di ω_r , ed ω_0 è facilmente determinata:

$$\omega_0 = \omega_s + \omega_r$$

L'angolo θ_0 col quale ruota il sistema di riferimento degli assi (d, q) può essere calcolato per integrazione della ω_0 .

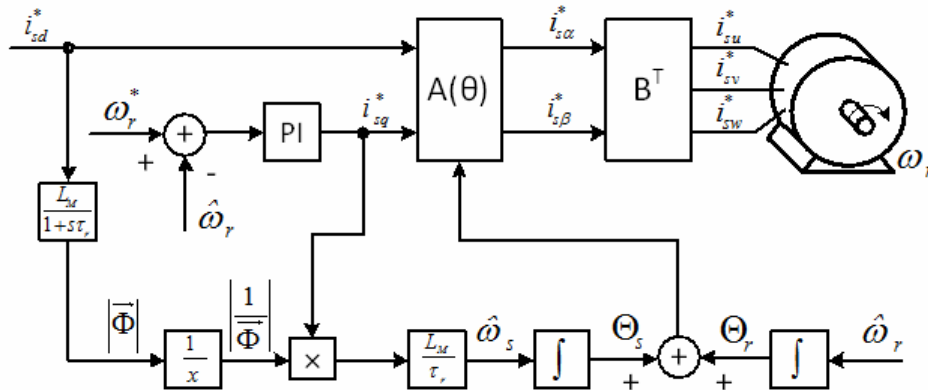


Figura 2.2.1 - Schema a blocchi del controllo ad orientamento di campo indiretto. I blocchi $A(\theta)$ e B contengono delle matrici, la prima è una matrice di rotazione da assi fissi ad assi rotanti, la seconda è una matrice di trasformazione da sistema di riferimento trifase a bifase.

Questo metodo ha come inconveniente la sensibilità alle variazioni dei parametri L_M e τ_r a seguito dei cambiamenti delle condizioni di lavoro (principalmente della temperatura) o da diverse caratteristiche dei motori fabbricati. Inoltre l'utilizzo della i_{sq}^* (valore imposto) invece del valore i_{sq} reale può portare ad errori nella stima di ω_s . Da un confronto fra questo controllo (Figura 2.2.1) e quello descritto nel prossimo paragrafo si riscontra comunque una riduzione di oneri computazionali per l'assenza dell'osservatore di flusso.

2.2.2. Il controllo ad orientamento di campo diretto

La prima importante differenza che si vede mettendo a confronto lo schema a blocchi del controllo ad orientamento di campo indiretto di Figura 2.2.1 con quello del controllo ad orientamento di campo diretto di Figura 2.2.2 è l'aggiunta di due moltiplicazioni matriciali. La differenza nella stima del flusso dipende invece dal tipo di stimatore adottato con conseguente diversa accuratezza. Tuttavia come conseguenza dello sviluppo dei processori digitali ci si è concentrati maggiormente sul controllo ad

orientamento di campo diretto con il quale si riescono ad ottenere prestazioni migliori.

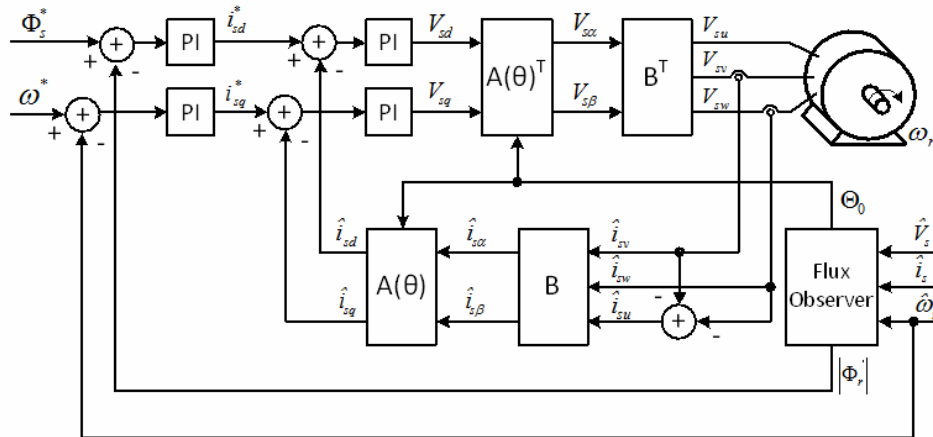


Figura 2.2.2 - Schema a blocchi del controllo ad orientamento di campo diretto. Sono presenti due anelli di corrente, uno per ogni componente. Il blocco Flux Observer, rappresenta una parte considerevole degli oneri computazionali complessivi.

Questo controllo è caratterizzato dalla chiusura di quattro anelli (due per le correnti, uno per il flusso e uno per la velocità) ognuno con il suo regolatore, dando così molta stabilità al controllo. Il flusso viene stimato dalle correnti lette ed è quindi più affidabile rispetto al controllo indiretto. Questo è un fatto fondamentale in quanto le prestazioni del controllo dipendono fortemente dalla stima del flusso.

Le due componenti della corrente di statore, in quadratura tra loro, sono controllate indipendentemente l'una dall'altra tramite due controllori PI (Proporzionale Integrabile) separati, come si vede in Figura 2.2.2. Le uscite di questi controllori sono riportate in un sistema di riferimento stazionario mediante la matrice di rotazione trasposta, i due segnali così ottenuti non sono altro che le componenti (α, β) del vettore di tensione da trasformare in componenti (u, v, w) e da applicare allo statore.

I blocchi A e A^T rappresentano rispettivamente la matrice di rotazione diretta (*trasformata di Park*) e inversa, mentre i blocchi B e B^T indicano

rispettivamente le trasformazioni trifase-bifase (*trasformata di Clarke*) e bifase-trifase.

Il blocco *Flux Observer* è fondamentale nel controllo a orientamento di campo, infatti, la trasformazione da sistema di riferimento stazionario a rotante, e viceversa, necessita di un'informazione fondamentale: l'angolo $\theta_0(t)$ del sistema di riferimento scelto. Ricordando che il vettore flusso giace sull'asse d del sistema di riferimento rotante l'angolo $\theta_0(t)$ sarà la fase del vettore flusso. Sfruttando le equazioni del modello dinamico del motore a induzione si può ricavare una stima del vettore di flusso in modulo e fase, procedendo alla misura di alcune grandezze, come tensioni e correnti di statore e velocità di rotazione.

Come accennato all'inizio del presente capitolo lo stimatore di flusso può essere basato su:

- equazioni di statore
- equazioni di rotore
- modello misto (stimatore di flusso dinamico)

Il vettore del flusso è una grandezza che per motivi di costo e di praticità non può essere misurata. Per questo motivo occorre realizzare uno stimatore. Si descrivono nel seguito alcune tipologie di stimatori in ordine di complessità crescente.

Lo stimatore di flusso che sfrutta le equazioni di statore è basato sulla seguente relazione:

$$\vec{\phi}_r = \int \frac{\vec{V}_s - R_s \cdot \vec{i}_s - \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d\vec{i}_s}{dt}}{K_r} dt \quad (2.5)$$

dove:

- $\vec{\phi}_r$ è il vettore del flusso di rotore
- \vec{V}_s è il vettore delle tensioni di statore (su assi α - β)
- \vec{i}_s è il vettore delle correnti di statore (su assi α - β)
- R_s è la resistenza di statore

- L_s è l'induttanza di statore
- $K_r = \frac{L_M}{L_r}$ è il rapporto tra l'induttanza di magnetizzazione e l'induttanza di rotore
- $\sigma = 1 - K_s \cdot K_r$ è il coefficiente di dispersione totale, ovvero il complemento a 1 del prodotto dei rapporti tra l'induttanza di magnetizzazione e le induttanze di statore e rotore

Lo schema a blocchi di Figura 2.2.3 riassume il funzionamento dello stimatore di flusso rotorico basato su equazioni di statore.

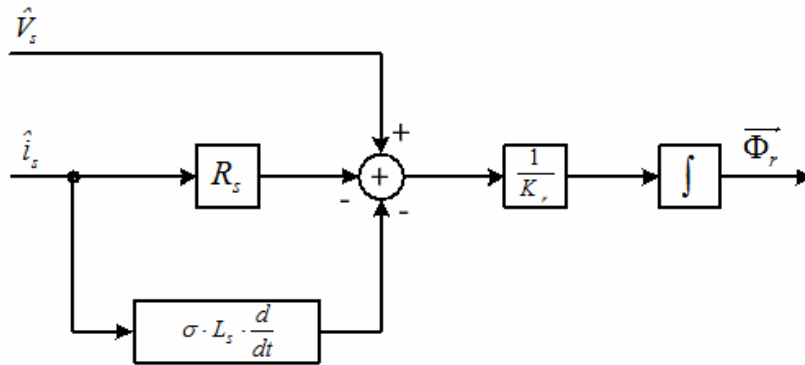


Figura 2.2.3 - Schema a blocchi riassuntivo dell'osservatore di flusso con equazioni di statore.

Lo stimatore di flusso che sfrutta equazioni di rotore è basato sulla seguente relazione:

$$\frac{d\vec{\phi}_r}{dt} = \frac{1}{\tau_r} \cdot \left\{ L_M \cdot \vec{i}_s + (-1 + \tau_r \cdot \omega_r \cdot [J]) \cdot \vec{\phi}_r \right\} \quad (2.5)$$

dove:

- $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ rappresenta la costante di tempo rotorica, come da paragrafo 1.4.4
- $[J]$ è una matrice avente la seguente proprietà $[J]^2 = [J] \cdot [J] = -[I]$

- le altre grandezze corrispondono a quelle elencate nella pagina precedente.

Lo schema a blocchi di Figura 2.2.4 riassume il funzionamento dello stimatore di flusso rotorico basato su equazioni di rotore.

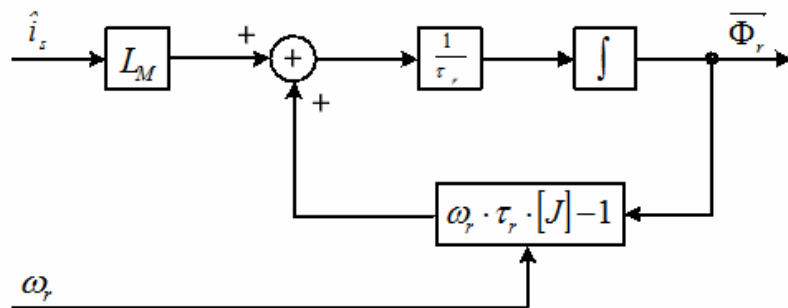


Figura 2.2.4 - Schema a blocchi riassuntivo dell'osservatore di flusso con equazioni di rotore.

Lo stimatore di flusso basato su equazioni di statore fornirà una buona stima per alti regimi di rotazione. In questi casi le f.e.m sono elevate, quasi fino ad approssimare il vettore delle tensioni \vec{V}_s . Il sistema risulterà meno sensibile agli errori di misura sulle correnti, al rumore di fondo, ed all'imprecisione sulla conoscenza dei parametri del motore.

L'equazione di statore fornisce una stima imprecisa di $\vec{\Phi}_r$ alle basse velocità perché in questi casi il risultato dipende fortemente dalla conoscenza dei parametri interni della macchina.

La stima del flusso basata sull'equazione di rotore (2.5) è anch'essa sensibile alle variazioni parametriche perché $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ può cambiare al variare

di carico e velocità. Nemmeno questo stimatore viene usato singolarmente.

Viste le limitazioni legate ai due metodi di stima del flusso, la scelta migliore risiede nell'utilizzo di un osservatore dinamico che sfrutta entrambe le equazioni. Ad esempio dall'equazione di rotore si può ottenere una stima di $\vec{\Phi}_r$ che sostituita all'interno dell'equazione di statore determina

un'ulteriore stima di una grandezza che sia facilmente misurabile (ad es. \vec{V}_s); così facendo si può calcolare l'errore fra la grandezza misurata e quella stimata ed utilizzare quest'ultimo per fare convergere la stima di $\vec{\Phi}_r$ al valore vero nell'equazione di rotore (come schematizzato in Figura 2.2.5).

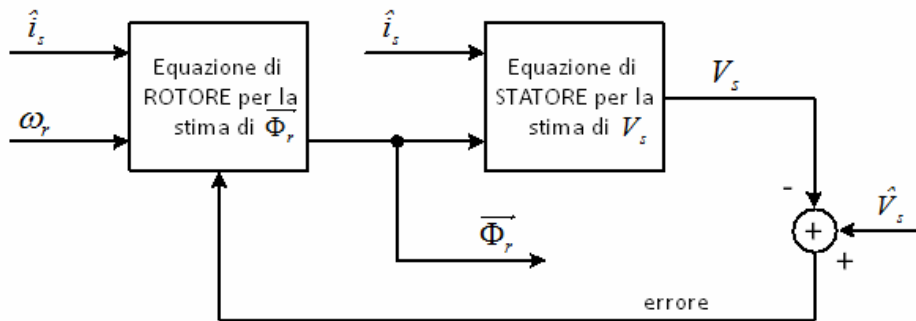


Figura 2.2.5 - Schema a blocchi riassuntivo dello stimatore dinamico di flusso rotorico.

2.2.3. Il controllo diretto di coppia DTC

Il controllo diretto di coppia DTC [12] è stato concepito a metà degli anni '80 dai giapponesi Isao Takahashi e Toshihiko Noguchi (1986) [13] e dal tedesco Depenbrock (1985) [14], [15].

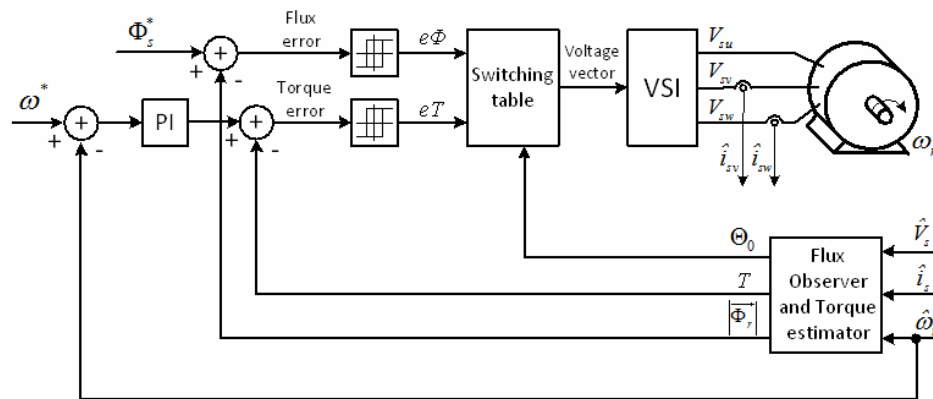


Figura 2.2.6 - Schema a blocchi che descrive il controllo diretto di coppia DTC. I blocchi che agiscono sugli errori di flusso e di coppia sono saturatori ad isteresi che hanno come uscita dei valori discreti. La switching table dà il valore dello stato di conduzione in funzione degli errori e della posizione del flusso.

Il DTC appartiene all'insieme dei controlli predittivi per motori asincroni ed è il più semplice di essi (Figura 2.2.6). I controlli predittivi determinano il vettore di tensione da applicare al motore sulla base dei *set point* di flusso e coppia senza svolgere il controllo di corrente come visto per il FOC. Infatti, il DTC non necessita di trasformazioni trigonometriche, in quanto non prevede l'impiego di una schematizzazione ad assi rotanti, ed il suo unico regolatore è indispensabile solo in caso di chiusura dell'anello di velocità. La *switching table* determina direttamente la configurazione dei sei interruttori dell'inverter trifase (si consideri un inverter a tensione impressa, VSI *Voltage Source Inverter* come quello di Figura 3.1.1) sulla base di tre ingressi, che corrispondono ad errori discretizzati di coppia e flusso e direzione del flusso.

Ulteriore semplificazione è data dal fatto che il DTC non richiede propriamente l'angolo del vettore del flusso, ma semplicemente a quale dei 6 settori angolari di 60° (angolo giro elettrico 360°) appartiene il flusso. Tale operazione si può determinare dal semplice confronto delle componenti di flusso trifase stimate, evitando di svolgere calcoli trigonometrici.

I principali svantaggi che tuttavia mantiene questa tecnica sono:

- La necessità di avere stimatori di flusso e di coppia che introducono errori nelle funzioni di controllo
- L'imprecisione allo spunto ed alle basse velocità a causa della difficoltà (che sussiste come nel controllo vettoriale) ad avere una stima precisa della posizione angolare del flusso
- L'elevato ripple di coppia che causa rumore acustico [16] e la necessità di aumentare la frequenza di *switching* per migliorare la situazione.

Nel presente capitolo i vari blocchi che compongono uno schema di controllo DTC sono stati brevemente introdotti; essi saranno trattati nel dettaglio nel capitolo 3 che descrive un nuovo algoritmo di controllo basato su DTC.

2.2.4. Il controllo del tipo DB-DTC

Il controllo *deadbeat* è un algoritmo predittivo a modello inverso utilizzato anche per il controllo ad elevata dinamica del motore asincrono [17], [18]. Al contrario del FOC, calcola direttamente le tensioni in funzione della coppia e del flusso richiesti senza passare attraverso il controllo delle correnti. Questo algoritmo permette di raggiungere il punto di lavoro desiderato in tempi molto brevi.

Dalla Figura 2.2.7 si vede che le tensioni V_d e V_q sono calcolate con il modello inverso del motore mostrato in Figura 2.2.8.

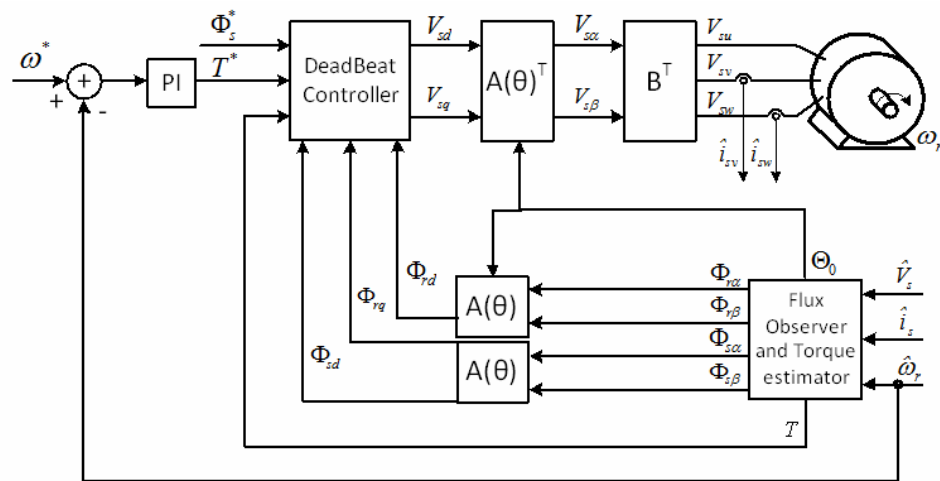


Figura 2.2.7 - Schema a blocchi del controllo Deadbeat per motore asincrono.

Come per il DTC, si adotta un solo regolatore PI che in base all'errore di velocità determina il *set point* di coppia.

È da notare il fatto che in questa tipologia di controllo è necessario conoscere sia il flusso di rotore che quello di statore. Per questo motivo non è sufficiente utilizzare l'osservatore dinamico visto per il FOC in Figura 2.2.5, ma è necessario aggiungere una parte che, partendo dal flusso di rotore, calcola il flusso di statore. In pratica è sufficiente aggiungere la seguente equazione:

$$\vec{\Phi}_s = L_s \cdot \sigma \cdot \vec{i}_s + \frac{L_M}{L_r} \cdot \vec{\Phi}_r$$

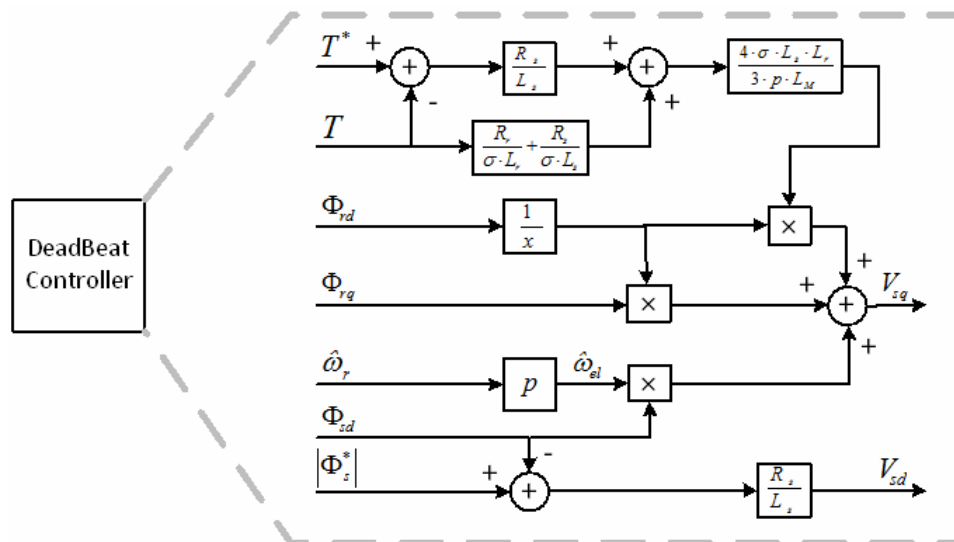


Figura 2.2.8 – Il blocco Deadbeat Controller corrisponde al modello inverso del motore.

In sostanza il Deadbeat-DTC ed il FOC hanno tutto sommato caratteristiche simili sia in termini di prestazioni ottenibili, sia di oneri computazionali, sia di sensibilità nei confronti delle variazioni parametriche (come al solito queste ultime vanno ad influenzare la stima del flusso alle basse velocità) [19]. Diverso è invece il discorso per il DTC che rispetto alle altre due tecniche appena citate, mostra alcune importanti differenze migliorative in termini di semplificazione dell'algoritmo ma peggiorative in termini di ripple di coppia. Nel capitolo successivo verrà proposta una nuova soluzione per la riduzione del ripple di coppia e quindi della rumorosità di funzionamento di un motore asincrono controllato con DTC.

Capitolo 3.

Controllo diretto di coppia semplificato per microcontrollori digitali

Il controllo diretto di coppia per motori asincroni è una tecnica nota dagli anni '80 ad applicata ad inverter commerciali per il controllo motori a partire dagli anni '90 (serie ACS600 uscita nel '95 dalla finlandese ABB).

Fin dai primi anni sono state presentate in letteratura varie implementazioni dell'algoritmo. Le prime pubblicazioni scientifiche riguardano la teoria del controllo DTC nella sua versione più semplice [13], altri successivi riguardano il deadbeat-DTC [11], [20], ed il DTC con logica "fuzzy" [21]. Esistono anche molte pubblicazioni di studi relativi all'adozione di vari supporti per la realizzazione del controllo DTC con elevata frequenza di commutazione. In questi casi si utilizzano DSP a virgola mobile [22], e FPGA (Field Programmable Gate Arrays) [23], [24]. Infatti aumentando la frequenza di commutazione si riducono notevolmente il ripple di corrente e di coppia e quindi la rumorosità.

Nella trattazione del presente capitolo sarà invece descritta una tecnica che permette di ridurre la rumorosità di funzionamento, mantenendo una frequenza di commutazione tipica (10 kHz) ed avvalendosi di un comune ed economico DSP a virgola fissa per controllo motori.

3.1. Le necessità di sviluppare un nuovo controllo

I controlli di velocità per motori asincroni nelle applicazioni industriali e di consumo, rappresentano attualmente un ampio tema di ricerca. I più semplici e più spesso impiegati sono quelli di tipo V/f (descritti anche nei loro limiti nel capitolo 2); esistono inoltre altri tipi di algoritmi più performanti e con caratteristiche simili che si possono separare in due gruppi basati sul controllo ad orientamento di campo FOC e sui controlli predittivi. Il controllo diretto di coppia [13] (Figura 2.2.6) permette di ottenere elevate prestazioni dinamiche (buon inseguimento di un *set point* di velocità variabile rapidamente) con una relativa semplicità dell'algoritmo di controllo rispetto al FOC (Figura 2.2.2) ed al DB-DTC (Figura 2.2.7). Lo schema del controllo ad orientamento di campo richiede un maggiore numero di regolatori PI. Inoltre le matrici di rotazione $A(\theta)$ ed $A^T(\theta)$ per passare da sistemi di riferimento fissi a rotanti e viceversa

$$[A(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

richiedono l'esecuzione di calcoli trigonometrici ed un osservatore di flusso accurato che fornisca il valore dell'angolo di tale vettore in ogni istante. Il DTC invece possiede un solo regolatore PI per la regolazione di velocità, e per il resto si basa su dei comparatori ad isteresi ed ha una risposta dinamica anche migliore del FOC [25]. Per quanto riguarda il flusso, è sempre indispensabile un osservatore, ma è sufficiente che sia determinato in modulo ed in settore elettrico d'appartenenza.

La realizzazione del controllo con DTC o DB-DTC può richiedere procedimenti complessi, con numerosi calcoli a molte variabili, in maniera particolare quando uniti a stimatori di flusso accurati [12]. Per fare ciò si necessita di dispositivi di controllo più potenti e costosi come DSP *floating point* o FPGA. Questi permettono di eseguire routine di calcolo lunghe e complesse, ma in tempi brevi e con grande precisione numerica. In questo modo è possibile ridurre il ripple di corrente ed ottenere un azionamento dal funzionamento silenzioso. Tuttavia tali dispositivi sono notevolmente più costosi di un semplice DSP *fixed point* a 16 bit. Inoltre l'aumento della frequenza di campionamento e di commutazione, dai normali 5-15 kHz a 20-

40 kHz richiede l'impiego di transistor di potenza ad alta frequenza, disponibili solamente di piccole dimensioni, e con incremento delle perdite di potenza in commutazione [23]. L'impiego di questo tipo di approcci non consente la diffusione dell'algoritmo DTC nelle applicazioni di largo consumo, come per il settore del bianco (principalmente lavatrici e lavastoviglie) e per il pompaggio idrico.

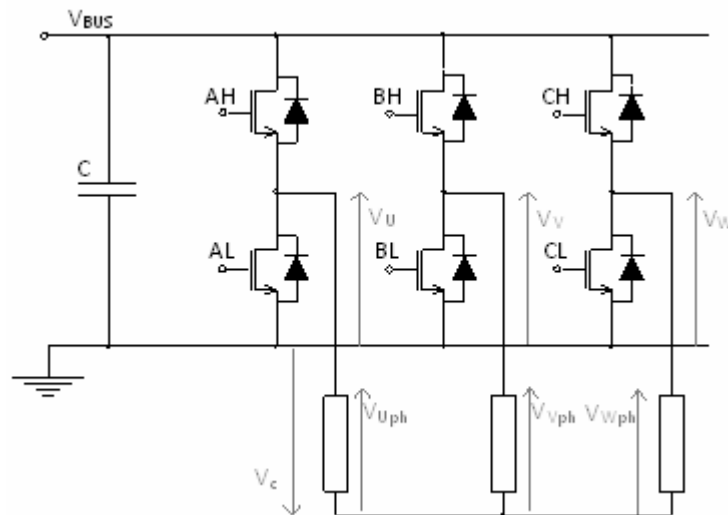


Figura 3.1.1 – Rappresentazione dell'inverter a tensione impressa. Permette di applicare 6 vettori di tensione attivi e 2 nulli al carico, considerando tutte le varie combinazioni di interruttori accesi e spenti, e trascurando quelle che danno corto circuito.

Il controllo DTC (Figura 2.2.6) più semplice da realizzare, per come fu concepito [13], si prestava particolarmente all'implementazione con dispositivi elettronici analogici. In questo modo si possono realizzare facilmente comparatori ad isteresi ed ottenere frequenze di commutazione elevate e variabili. Infatti il vettore di tensione applicato dal VSI (Figura 3.1.1) deve cambiare sempre e soltanto quando avviene una variazione dei parametri di ingresso (sette angolare di appartenenza del flusso, errore di flusso, errore di coppia). Utilizzando invece dispositivi digitali si è vincolati alla frequenza di PWM, e non si possono applicare sequenze di vettori arbitrarie per tempi arbitrari.

Una frequenza di commutazione fissa e di valore standard mostra inconvenienti legati al ripple di corrente e di coppia. Il motore ad induzione pilotato con DTC a frequenza fissa risulta infatti piuttosto rumoroso nel funzionamento a causa delle oscillazioni di corrente e conseguentemente di coppia. I ritardi presenti sui valori letti di tensione di BUS e correnti di statore, dovuti alla frequenza di commutazione fissata, si riflettono in ritardi nell'applicazione dei vettori di tensione contribuendo alle oscillazioni di corrente. Per cercare di quantificare tali oscillazioni, si consideri l'applicazione di vettori di tensione (ovviamente al 100% della loro ampiezza, perché non esistono modulazioni) su di un motore asincrono trifase per lavatrici a bassa induttanza di statore dell'ordine del mH, da 750 W, 230 V con corrente nominale di statore pari a circa 2,5 A, una coppia di poli. In queste condizioni s'è riscontrato sperimentalmente che applicando un vettore di tensione per due istanti di campionamento (200 μ s a 10 kHz di frequenza di commutazione) si ottengono *spike* di corrente di statore del valore di 12 o 15 A. Nel caso tali vettori di tensione siano applicati per più tempo, in fase di avviamento o variazione di velocità, ma anche per errori del controllo o cattiva stima del flusso, insorgono rapidamente correnti catastrofiche incontrollate, che portano alla necessità di sovradimensionare i dispositivi di commutazione. Tale controllo è stato applicato con maggiore successo su motori trifasi standard per applicazioni industriali, con induttanza di statore dell'ordine delle decine di mH, potenza 1,5 kW, tensione 380 V. In Figura 3.1.2 è mostrata la risposta ad un *set point* ad onda quadra di velocità e l'andamento della coppia erogata. Un'oscillazione di coppia di ampiezza pari a 2 Nm corrisponde ad un'oscillazione di corrente di fase pari a circa 0,8 A per questo tipo di motore. È un valore decisamente accettabile ai fini della conservazione del sistema di alimentazione, ma non lo è per la rumorosità del motore, in quanto durante il funzionamento viene emesso un sibilo molto fastidioso all'udito.

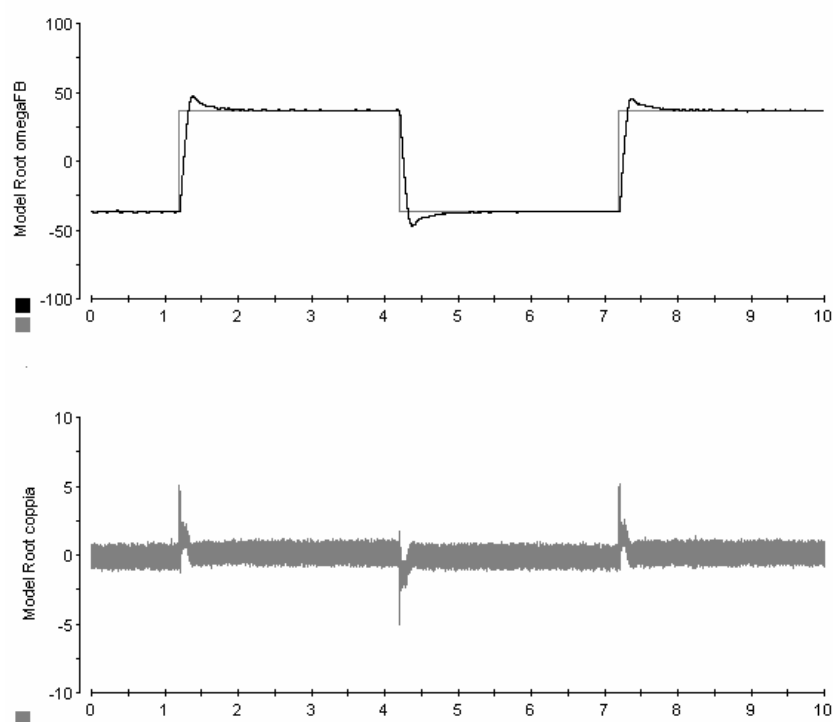


Figura 3.1.2 - Rappresentazione di un esperimento realizzato su ControlDesk e dSpace [30], [32] per uno schema di controllo DTC a soglie. Si vede la risposta ad un set-point ad onda quadra di velocità $\pm 350\text{rpm}$ (circa $\pm 37\text{rad/s}$ nel grafico). Il grafico superiore riporta velocità imposta (grigio) e reale (nero), sotto l'andamento della coppia erogata. Per questo motore ad un'oscillazione di coppia pari a 2 Nm picco-picco, corrisponde un'oscillazione pari a 0,8 A sulla corrente di fase.

Nei paragrafi successivi sarà descritta una soluzione per unire le caratteristiche di buone prestazioni, silenziosità di funzionamento e semplicità dell'algoritmo. In questo modo si può realizzare il controllo utilizzando un microcontrollore DSP comune e lavorando alla tipica frequenza di commutazione di 10 kHz.

3.2. Concetti di base del DTC

Nel controllo diretto di coppia di un motore ad induzione ci si basa sulla selezione di uno dei vettori di tensione disponibili di un inverter trifase VSI (Figura 3.1.1). In particolare i vettori di tensione disponibili (Figura 3.2.1) sono 6 attivi e 2 nulli ottenuti mantenendo tutti gli IGBT alti accesi e quelli bassi spenti o viceversa.

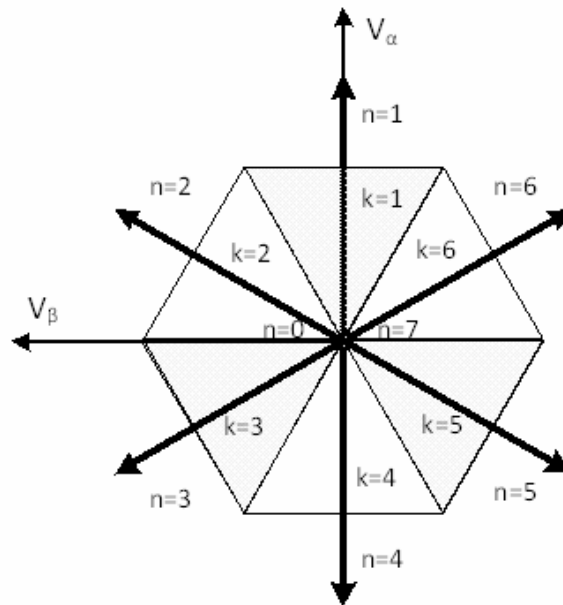


Figura 3.2.1 – Vettori di tensione disponibili con un inverter trifase a tensione impressa VSI. Escludendo le combinazioni che originano corto circuito, sono presenti 6 vettori attivi e 2 nulli. L'indice k indica il settore angolare al quale appartiene il flusso a seconda della sua ipotetica posizione nel diagramma indicato.

Il vettore di tensione da applicare al motore è scelto sulla base di 3 dati:

- Valore discretizzato dell'errore di coppia
- Valore discretizzato del modulo del flusso
- Settore angolare di appartenenza del flusso

	k	1	2	3	4	5	6
$e\Phi=0$	$eT=-1$	$v_5(0,0,1)$	$v_6(1,0,1)$	$v_1(1,0,0)$	$v_2(1,1,0)$	$v_3(0,1,0)$	$v_4(0,1,1)$
	$eT=0$	$v_0(0,0,0)$	$v_0(0,0,0)$	$v_0(0,0,0)$	$v_0(0,0,0)$	$v_0(0,0,0)$	$v_0(0,0,0)$
	$eT=1$	$v_3(0,1,0)$	$v_4(0,1,1)$	$v_5(0,0,1)$	$v_6(1,0,1)$	$v_1(1,0,0)$	$v_2(1,1,0)$
$e\Phi=1$	$eT=-1$	$v_6(1,0,1)$	$v_1(1,0,0)$	$v_2(1,1,0)$	$v_3(0,1,0)$	$v_4(0,1,1)$	$v_5(0,0,1)$
	$eT=0$	$v_0(0,0,0)$	$v_0(0,0,0)$	$v_0(0,0,0)$	$v_0(0,0,0)$	$v_0(0,0,0)$	$v_0(0,0,0)$
	$eT=1$	$v_2(1,1,0)$	$v_3(0,1,0)$	$v_4(0,1,1)$	$v_5(0,0,1)$	$v_6(1,0,1)$	$v_1(1,0,0)$

Tabella 3.2.1 – *Switching table a 36 caselle [13].* Facendo riferimento al diagramma dei vettori del VSI di Figura 3.1.1, la tabella indica il vettore n -esimo, e fra parentesi sono indicati i valori dei segnali AH , BH , CH del VSI rappresentato in Figura 3.1.1. Il vettore di tensione è determinato sulla base dell'errore di flusso $e\Phi$, errore di coppia eT e settore di appartenenza del flusso k .

I tre dati di ingresso alla tabella (Tabella 3.2.1) sono determinati come segue:

1. Errore di coppia. Può assumere fino a 3 valori discretizzati; -1 nel caso in cui la differenza tra il *set point* di coppia e la coppia stimata (si faccia riferimento alla Figura 2.2.6) sia al di sotto di una certa soglia negativa, $+1$ oltre una certa soglia positiva, 0 se l'errore si mantiene all'interno delle soglie suddette.
2. Errore di flusso. Può assumere fino a 2 valori discretizzati; 0 nel caso in cui la differenza tra il *set point* del modulo del flusso ed il modulo stimato sia al di sotto di una certa soglia negativa, $+1$ oltre una certa soglia positiva, mentre si mantiene l'errore discretizzato precedente se l'errore di flusso calcolato si mantiene all'interno delle soglie suddette.
3. Settore di appartenenza del flusso. Può assumere fino a 6 valori discretizzati. Il settore k si ottiene dalla Tabella 3.2.1 valutando il segno delle 3 componenti di flusso. In Figura 3.2.1 sono indicati i settori angolari k a seconda della posizione del flusso sul diagramma.

Settore k	1	2	3	4	5	6
$\phi_{su} > 0$	+	+	-	-	-	+
$\phi_{sv} > 0$	-	+	+	+	-	-
$\phi_{sw} > 0$	-	-	-	+	+	+

Tabella 3.2.2 - Informazioni date dalle 3 componenti di flusso lungo assi (u, v, w) sul settore di appartenenza, Segno “+” indica componente > 0 ; segno “-” indica componente < 0 .

Lo scopo di questo controllo è quello di mantenere il flusso e la coppia entro un *range* di errore desiderato. Se l'ampiezza tra le soglie d'isteresi è ridotta il motore risulterà più regolare e silenzioso nel funzionamento (bassi *ripple* di flusso e di corrente). Tuttavia lavorando ad una fissata frequenza di commutazione non sarà possibile rispettare ampiezze di isteresi troppo strette.

Seguono alcuni esempi su come agisce l'applicazione di un vettore di tensione in determinate situazioni. Se k è il settore del flusso, la sua ampiezza può essere aumentata applicando i vettori v_k, v_{k-1}, v_{k+1} , e diminuita applicando $v_{k-2}, v_{k+2}, v_{k+3}$; i vettori v_{k+1}, v_{k+2} aumentano la coppia e v_{k-1}, v_{k-2} la diminuiscono. Ovviamente nel caso si eccedesse il campo $n > 6$ o $n < 1$, occorre sottrarre 6 nel primo caso ed aggiungere 6 nel secondo.

A fronte della semplicità di realizzazione di questo controllo, si ottengono oscillazioni di corrente e coppia come mostrato nel paragrafo precedente.

3.3. Innovazione del controllo: DTC semplificato per microcontrollori digitali

Nel seguito verrà presentato il controllo DTC semplificato studiato e realizzato durante il presente lavoro. Nel controllo presentato in questa tesi, il valore dell'errore di coppia (discretizzato) con il quale si entra nella *switching table*, non viene più utilizzato per la sua regolazione, ma solamente per stabilire il verso di rotazione del motore. In sostanza si pone

semplicemente sempre $eT=1$ per *set point* di velocità di rotazione positivo, $eT=-1$ per *set point* di velocità di rotazione negativo. A seguito della semplificazione considerata sulla *look-up table*, la condizione $eT=0$, non si verifica più. La nuova *switching table* semplificata è mostrata in Tabella 3.3.1.

	k	1	2	3	4	5	6
$e\Phi=0$	$eT=-1$	$v_5(0,0,1)$	$v_6(1,0,1)$	$v_1(1,0,0)$	$v_2(1,1,0)$	$v_3(0,1,0)$	$v_4(0,1,1)$
	$eT=1$	$v_3(0,1,0)$	$v_4(0,1,1)$	$v_5(0,0,1)$	$v_6(1,0,1)$	$v_1(1,0,0)$	$v_2(1,1,0)$
$e\Phi=1$	$eT=-1$	$v_6(1,0,1)$	$v_1(1,0,0)$	$v_2(1,1,0)$	$v_3(0,1,0)$	$v_4(0,1,1)$	$v_5(0,0,1)$
	$eT=1$	$v_2(1,1,0)$	$v_3(0,1,0)$	$v_4(0,1,1)$	$v_5(0,0,1)$	$v_6(1,0,1)$	$v_1(1,0,0)$

Tabella 3.3.1 – *Switching table semplificata eliminando la condizione $eT=0$. Tale modifica distingue il controllo proposto dal DTC secondo [13].*

A differenza della semplificazione fatta per la regolazione della coppia, il flusso è regolato in maniera canonica. Il modulo del flusso è stimato integrando l'equazione di statore:

$$\Phi = \sqrt{\Phi_\alpha^2 + \Phi_\beta^2} = \sqrt{\left(\int_0^t (V_\alpha - i_{\alpha s} R_s) d\tau\right)^2 + \left(\int_0^t (V_\beta - i_{\beta s} R_s) d\tau\right)^2} \quad (3.2)$$

ed esso viene regolato con la scelta del vettore di tensione adeguato. Il settore del flusso viene stimato valutando i segni delle componenti del flusso su assi trifase come visto nel paragrafo precedente.

Dal momento che la coppia non viene più regolata attraverso l'applicazione di un determinato vettore dalla tabella, si usa una parzializzazione della tensione di BUS, ovvero si va a modulare l'ampiezza del vettore di tensione applicato.

Ponendo eT costante ($eT=1$ o $eT=-1$) il controllo accelera il motore, e la velocità si stabilizza non appena siano approssimativamente eguagliate la f.e.m. del motore e la tensione di alimentazione.

La coppia viene così regolata agendo sulla tensione di alimentazione, modulando la tensione disponibile V_{BUS} con una nuova variabile chiamata V_{star} . Questa grandezza è adimensionale e assume valori tra 0 ed 1.

La tensione applicata vale quindi:

$$\vec{V} = V_{star} \cdot V_{BUS} \cdot \hat{v}_x \quad (3.3)$$

Dove:

- \vec{V} è il vettore di tensione applicato al motore
- \hat{v}_x rappresenta il versore di ampiezza unitaria relativo ad un generico vettore di tensione risultato dalla *look-up table*. Esso corrisponde ad uno dei 6 vettori attivi ($v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6$) che può applicare l'inverter (Figura 3.2.1).
- V_{BUS} è la tensione disponibile sul BUS dell'inverter a tensione impressa
- V_{star} è la variabile adimensionale che modula la tensione disponibile

In questo modo si sfrutta la possibilità data dalla periferica PWM di un comune DSP per controllo motori a virgola fissa di modulare i vettori di tensione applicati. In sostanza al motore è sempre richiesta la massima coppia positiva o negativa, e la velocità è regolata agendo sulla tensione.

Il controllo del motore asincrono (schematizzato in Figura 3.3.1) diventa, così, pressoché simile al controllo di un motore DC a spazzole ad eccitazione separata, dove si agisce sulla tensione di armatura per regolare la velocità e si deflussa la macchina per funzionare a velocità elevate agendo sulla tensione di eccitazione.

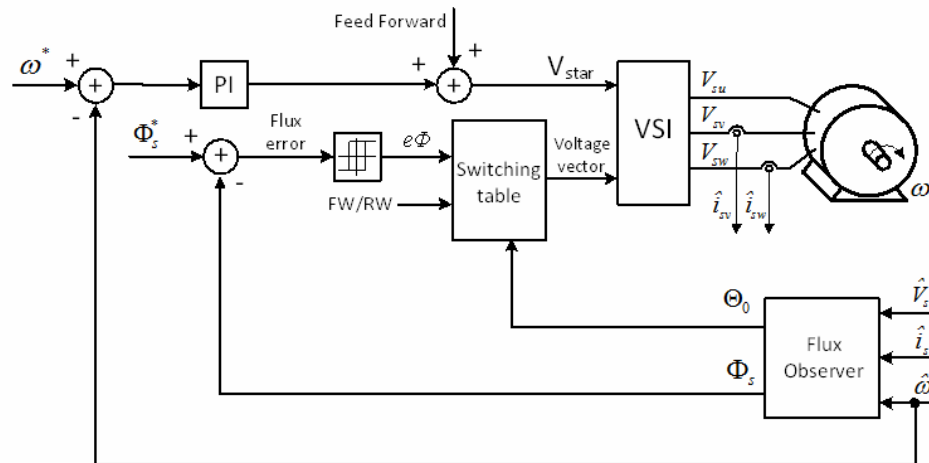


Figura 3.3.1 – Schema a blocchi semplificato per la realizzazione del controllo proposto. La coppia non è più regolata attraverso la switching table, ma basandosi sulla tensione, modulando i vettori applicati.

Al posto dell'errore di coppia discretizzato si mette nella tabella il verso della *set point* di velocità. La variabile V_{star} va a modulare il vettore di tensione applicato e compie la regolazione di velocità. È presente un'azione in avanti (chiamata *Feed Forward* nello schema di Figura 3.3.1) legata alla velocità di rotazione, semplicemente al fine di non mantenere l'integrale del PI sempre carico e per avere un migliore controllo sulla corrente del motore come sarà meglio spiegato nel capitolo 5.

3.4. Il parallelismo con il controllo di un brushless DC

Nel paragrafo precedente è stata messa in evidenza la similitudine tra un motore in corrente continua ad eccitazione separata controllato in velocità e l'asincrono controllato con la tecnica descritta, in quanto in ingresso al sistema è possibile imporre *set point* di flusso e di velocità.

È possibile notare un'ulteriore similitudine con il controllo di un brushless trapezio (BLDC). Infatti nel funzionamento a due-fasi-on (Figura 3.4.1), a seconda che si usino sensori o meno, occorre determinare la posizione del rotore, per decidere quali fasi alimentare, al fine di ottenere coppia. Infatti nel brushless DC nota la posizione del rotore, è di conseguenza nota anche la posizione del flusso, essendo il rotore magnetizzato in modo permanente. Quindi si alimentano sempre due fasi per volta a seconda del sesto angolare in cui ci si trova scegliendo tra le sei combinazioni possibili.

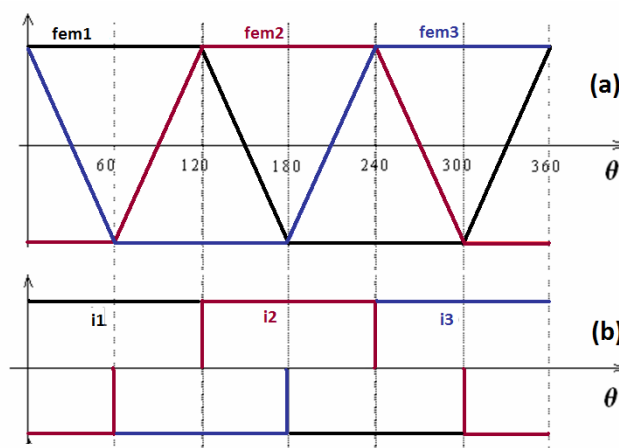


Figura 3.4.1 – (a) diagramma delle forze elettromotrici teoriche in un brushless trapezio. (b) diagramma delle correnti da imporre al fine di ottenere la coppia desiderata.

Lo stesso avviene per l'asincrono controllato come visto nel paragrafo precedente, dove lo stimatore di flusso ha lo scopo di determinarne il sesto angolare, ed in seguito si alimenta il motore con uno dei sei vettori di tensione disponibili.

La chiusura dell'anello di velocità in entrambi i casi consiste nel posizionamento di un regolatore PI sull'errore di velocità che va ad agire direttamente sulla tensione da applicare al motore oppure sulla corrente richiesta ad un eventuale anello di corrente interno.

Anche queste similitudini con controlli elementari e noti da decenni per la loro semplicità ed affidabilità, mettono in evidenza la facilità con cui si può realizzare il tipo di controllo per motore asincrono proposto.

Capitolo 4.

Hardware impiegato per la realizzazione del controllo

Per la realizzazione del controllo descritto il capitolo precedente, e per testare le prestazioni ottenibili è stata progettata appositamente la scheda elettronica descritta in questo capitolo.

I suoi componenti principali sono:

- Un dispositivo digitale (unità di controllo unita a DSP) in grado di eseguire i calcoli necessari per il controllo
- Un convertitore digitale analogico per permettere la visualizzazione su oscilloscopio di alcuni dati in fase di collaudo
- Alcuni led, pulsanti e manopole di interfaccia con l'utente
- Una parte di condizionamento e misura di correnti e tensioni sul motore
- Una parte per il condizionamento del segnale proveniente dalla dinamo tachimetrica utilizzata come sensore di velocità
- Un VSI trifase per l'alimentazione del motore
- Un alimentatore stabilizzato che fornisce energia ai vari componenti presenti sulla scheda

In Figura 4.1.1 è mostrata una fotografia della scheda realizzata.

4.1. L'alimentazione e l'inverter

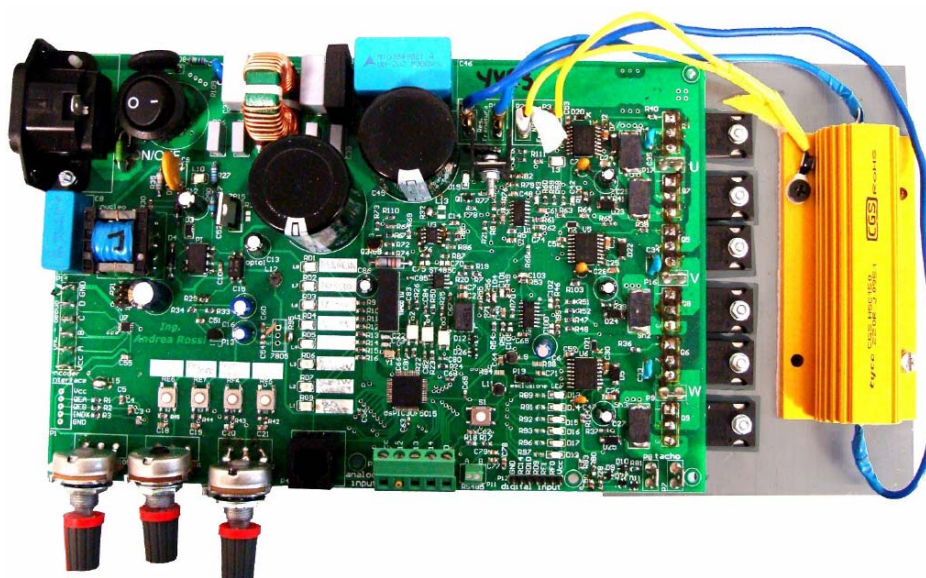


Figura 4.1.1 - La scheda utilizzata per il controllo del motore.

La scheda è alimentata attraverso la rete elettrica monofase a 230 V e può alimentare motori trifase con potenza fino a 1,5 kW. È presente un raddrizzatore a diodi seguito dai condensatori in parallelo per la stabilizzazione della tensione continua V_{BUS} (pari a circa 325 V).

La scheda non essendo isolata, per ragioni di sicurezza, necessita l'alimentazione tramite un trasformatore di isolamento monofase a rapporto di trasformazione unitario, della potenza di almeno 2 kW.

Per l'alimentazione della logica è presente un flyback che riduce la tensione continua di BUS a due tensioni di valore inferiore:

- 15 V per l'alimentazione dei gate driver
- 5 V per l'alimentazione di tutti gli altri dispositivi digitali e analogici presenti sulla scheda.

Il flyback per l'alimentazione della logica è realizzato con Power Integration TNY-267, la potenza dell'uscita è di 5W. Il flyback genera un'alimentazione isolata, ma la sua massa (DGND) è unita con un cortocircuito a quella di potenza (PGND).

L'inverter è realizzato con sei dispositivi di potenza di tipo IGBT (International Rectifier IRG4PC30UD) con diodo di ricircolo. Sono disposti come in Figura 4.1.2. I gate driver utilizzati sono del tipo IR2112. Tutti i dispositivi di potenza sono stati scelti con tensione massima pari a 600 V. I condensatori svolgono anche la funzione di assorbire le correnti generate in frenata. Quando queste correnti sono troppo elevate, la tensione di BUS cresce oltre un certo limite e viene attivata la resistenza di frenatura comandata da un transistor. La frenatura resistiva è attivata con una tensione di BUS oltre i 350 V. La resistenza di frenatura è gestita via hardware ed utilizza un BJT. La resistenza di frenatura montata è di 220 Ω . L'intervento della resistenza di frenatura è segnalato da un LED di colore rosso. La temperatura del dissipatore (sul quale sono montati sia i dispositivi di potenza che la resistenza di frenatura) è controllata tramite un sensore NTC. Un segnale di *overtemperature* tarato a 75° provoca l'accessione di un LED rosso ad alta luminosità. Il segnale di *overtemperature* è portato anche ad un GP I/O del DSP per un'eventuale gestione via software.

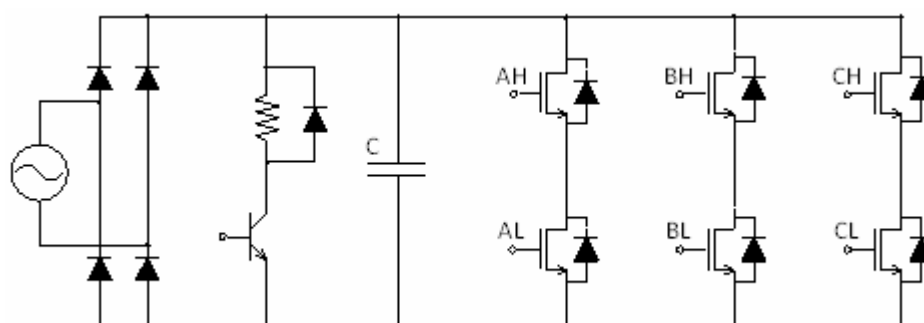


Figura 4.1.2 - Schematico del circuito di potenza dell'inverter trifase per l'alimentazione del motore.

4.2. Misura delle grandezze d'interesse

Per la misura delle correnti sulla scheda sono presenti quattro resistenze di shunt, di cui tre da $20\text{ m}\Omega$ collegate una per ogni gamba per misurare le correnti di fase ed una da $10\text{ m}\Omega$ collegata alla base dell'inverter per misurare la corrente di bus. Alle prime tre sono collegati tre amplificatori operazionali con un guadagno di 10 così da misurare correnti positive o negative fino a 12.5 A . Alla terza è collegato un sistema che genera un segnale di fault per overcurrent via hardware per disattivare le uscite del DSP.

Per la misura della tensione di BUS si usa un partitore resistivo ed un inseguitore di tensione. L'uscita di quest'ultimo viene utilizzata sia per la misura della tensione sia per far accendere la resistenza di frenatura accennata in precedenza. I segnali relativi alle correnti ed alla tensione di BUS sono riportati al DSP attraverso degli ingressi analogici.

Per la misura della velocità il motore possiede calettata sul suo albero una piccola dinamo tachimetrica. Essa fornisce un segnale sinusoidale che varia sia in ampiezza che in frequenza al variare della velocità rotorica. Per condizionare questo segnale si utilizza un circuito che genera un'onda quadra tra $0\text{--}5\text{ V}$ con frequenza proporzionale alla velocità.

4.3. Ingressi ed uscite della scheda

In Figura 4.3.1 sono messi in evidenza gli ingressi e le uscite della scheda.

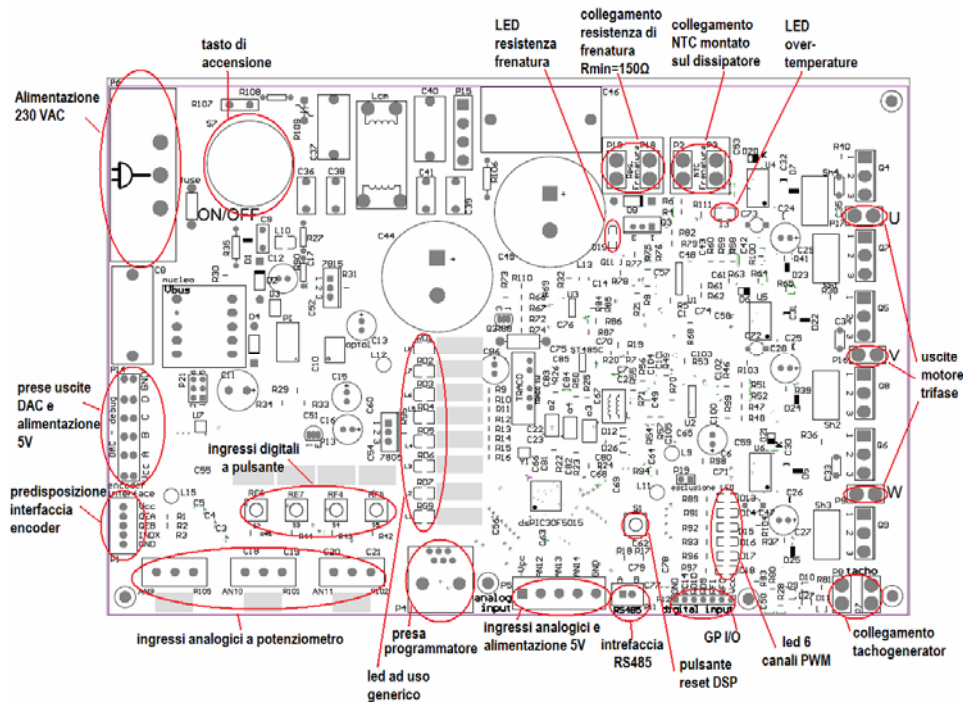


Figura 4.3.1 - Ingressi ed uscite della scheda inverter.

In seguito sono elencati e descritti i vari ingressi ed uscite:

- Alimentazione a 230 V monofase da rete.
- Tasto di accensione che unisce la tensione di rete al raddrizzatore di potenza
- Collegamenti elettrici per la resistenza di frenatura e LED di *overtemperature* del dissipatore
- Collegamento NTC per il controllo della temperatura del dissipatore
- Faston di collegamento alimentazione motore trifase

- Collegamento dinamo tachimetrica
- LED posti sulle uscite PWM del DSP
- Pin strip per il collegamento di I/O digitali dall'esterno
- Pulsante di reset del DSP
- Interfaccia RS 485 di tipo half-duplex isolato (alimentatore integrato Traco Power 5W)
- Ingressi analogici 0-5 V da dall'esterno
- Collegamento RJ11 per programmatore
- Ingressi analogici a potenziometro con manopola
- Ingresso interfaccia encoder
- Uscita convertitore digitale/analogico per la visualizzazione su oscilloscopio dei dati in fase di collaudo. Il DAC montato è un AD5324 a 12 bit di risoluzione. È impiegata la periferica SPI del DSP, e le 4 uscite analogiche 0-5V del DAC.

4.4. L'unità di controllo

Il dispositivo di controllo presente nell'azionamento è un dsPIC-30F5015 della Microchip [26], [27], [29], [31]. Si tratta di un microcontrollore unito a DSP a 16-bit *fixed point* con una struttura Harvard modificata con doppio bus per l'accesso alla RAM. È in grado di funzionare con un clock interno di 120 MHz e raggiungere così una velocità di calcolo di 30 MIPS. Ha una *program memory* di 66 kB e una RAM di 2 kB.

Le sue principali caratteristiche utilizzate sono:

- Convertitore AD a 10-bit
- Un modulo PWM a sei uscite
- Un modulo timer
- Un modulo Input Capture
- Una periferica SPI
- 64 pin.

4.5. Cenni sulla struttura del software

Per la stesura del codice si è utilizzato il software messo a disposizione da Microchip: MPLAB IDE v8.30®. Si è scelto di scrivere il codice in linguaggio assembler in modo da avere un controllo più accurato sulle funzionalità del processore [28]. Il dsPIC essendo a virgola fissa gestisce numeri con segno rappresentati in formato 1.15: questo significa che la sua rappresentazione ha una risoluzione limitata a 16 bit e che gestisce valori numerici compresi nell'intervallo $[-1; +1)$ con i pesi mostrati nella seguente Tabella 4.5.1.

b ₁₅	b ₁₄	b ₁₃	b ₁₂	b ₁₁	b ₁₀	b ₉	b ₈	b ₇	b ₆	b ₅	b ₄	b ₃	b ₂	b ₁	b ₀
-1	2 ⁻¹	2 ⁻²	2 ⁻³	2 ⁻⁴	2 ⁻⁵	2 ⁻⁶	2 ⁻⁷	2 ⁻⁸	2 ⁻⁹	2 ⁻¹⁰	2 ⁻¹¹	2 ⁻¹²	2 ⁻¹³	2 ⁻¹⁴	2 ⁻¹⁵

Tabella 4.5.1 – peso di ciascuna cifra di un dato numerico in formato 1.15.

Pertanto quando si ha a che fare con valori che superano l'unità questi devono essere opportunamente scalati. La massima precisione che si ottiene è: $2^{-15} = 3,05 \cdot (10^{-5})$.

La stesura del codice realizzato è suddivisa in più file.

Il file principale (*main.s*) è quello dove sono inserite tutte le routine di *interrupt*, negli altri sono presenti solo alcune funzioni richiamate dalla routine principale tra cui le trasformate di Clarke e di Park e il calcolo della radice quadrata.

Gli *interrupt* utilizzati sono:

- Input Capture 4 (IC4). È impostato in maniera tale che generi un *interrupt* ogni fronte di salita del segnale proveniente dalla dinamo e condizionato come detto sopra. In questa routine di *interrupt* viene semplicemente salvato il valore del Timer 2 e azzerato quest'ultimo.
- Timer 2. È configurato in modo che conti il tempo trascorso tra due *interrupt* dell'IC4. Inoltre genererà un *interrupt* se il suo valore supera una certa soglia così che si possa azzerare la lettura della velocità sotto una certa soglia.
- PWM. Il modulo è impostato per avere una frequenza di 10 kHz e per generare un *interrupt* in *double update*. Questo fa sì che arrivi un *interrupt* di PWM ogni 50 μs. Dentro alla routine di *interrupt* PWM si esegue solamente il controllo per la pressione del tasto di avvio tutti gli altri

calcoli sono invece svolti all'interno della routine di *interrupt* dell'ADC. Questo per minimizzare il ritardo tra l'istante di campionamento dei vari dati in ingresso e quello di attuazione.

- Il modulo ADC è a quattro canali ma per il corretto funzionamento del codice si vogliono misurare più grandezze:
 - Le tre correnti di fase
 - La tensione di bus
 - La corrente di bus
 - I segnali dati dalle tre manopole

Per fare questo si è scelto di dedicare tre canali alla lettura delle correnti mentre il quarto misura alternativamente la tensione di bus oppure una delle altre grandezze. Il campionamento delle correnti avviene con un piccolo ritardo da ogni *reload* della PWM per tenere conto dei *dead time*. Essendo la PWM in *double update* si riesce a misurare sia il valore delle correnti (IGBT basso acceso) sia il loro offset di lettura (IGBT basso spento) ottenendo una misura più corretta.

Per un utilizzo migliore delle risorse del DSP si è scelto inoltre di non effettuare tutti i calcoli ad ogni *interrupt* dell'ADC ma nel caso in siano appena stati convertiti i valori delle correnti (IGBT basso acceso). In questo semiciclo di commutazione si effettuano tutti i calcoli per il controllo. Nel semiciclo di commutazione complementare invece (IGBT basso spento), in corrispondenza della lettura degli *offset* sugli ingressi di corrente, si caricano i dati sul DAC via SPI.

Capitolo 5.

Risultati sperimentali

5.1. Regolazione di flusso e tensione al motore

Il controllo DTC semplificato descritto nel capitolo 3 è stato realizzato su microcontrollore DSP per l'azionamento di un motore asincrono ad elevata velocità (19500 rpm @ 325 Hz), a frequenza di commutazione pari a 10 kHz.

Questo motore è del tipo per lavabiancheria. La velocità di rotazione massima raggiungibile è molto elevata, in quanto le lavabiancheria moderne durante l'operazione di centrifuga raggiungono velocità considerevoli ed in costante crescita con l'evolversi della tecnologia. Si pensi che negli anni '90 la velocità di rotazione tipica di una lavatrice in centrifuga variava dai 600 agli 800 rpm, mentre nel primo decennio di questo secolo vanno dai 1000 ai 1400 rpm, con punte di 1600 rpm per i modelli più costosi.

Il controllo realizzato si basa sullo schema a blocchi mostrato in Figura 3.3.1. In ingresso vengono dati i *set point* di velocità e verso di rotazione. L'azionamento, basato su un controllo di velocità *sensored*, sfrutta una piccola dinamo tachimetrica. Il flusso è impostato automaticamente via software in funzione della velocità angolare letta secondo l'andamento indicato in Figura 5.1.1.

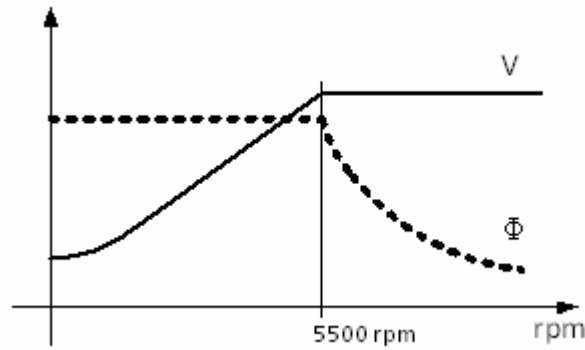


Figura 5.1.1 – Andamento del flusso e della tensione imposti al motore in funzione della velocità angolare. Fino a 5500 rpm viene mantenuto flusso costante, e la tensione di alimentazione cresce proporzionalmente alla variabile V_{star} . Oltre i 5500 rpm la tensione resta costante ed il flusso diminuisce secondo un'iperbole.

La regolazione del flusso (inseguimento del *set point* di flusso) avviene utilizzando la *switching table* semplificata (Tabella 3.3.1) relativa al controllo proposto e mostrata nel capitolo 3. Lo stimatore di flusso utilizzato per questo azionamento è lo stimatore di statore nella sua versione più semplice, basato sulle seguenti:

$$\Phi_{\alpha s} = \int_0^t (V_{\alpha} - i_{\alpha s} R_s) dt \quad (5.1)$$

$$\Phi_{\beta s} = \int_0^t (V_{\beta} - i_{\beta s} R_s) dt \quad (5.2)$$

Per svolgere il calcolo di integrazione delle equazioni (5.1) e (5.2) è stato utilizzato un filtro passa basso del primo ordine con un polo attorno ai 20 Hz. È stato necessario correggere la fase delle componenti di flusso stimato, in quanto si otteneva un flusso in anticipo alle basse frequenze ed in ritardo alle alte.

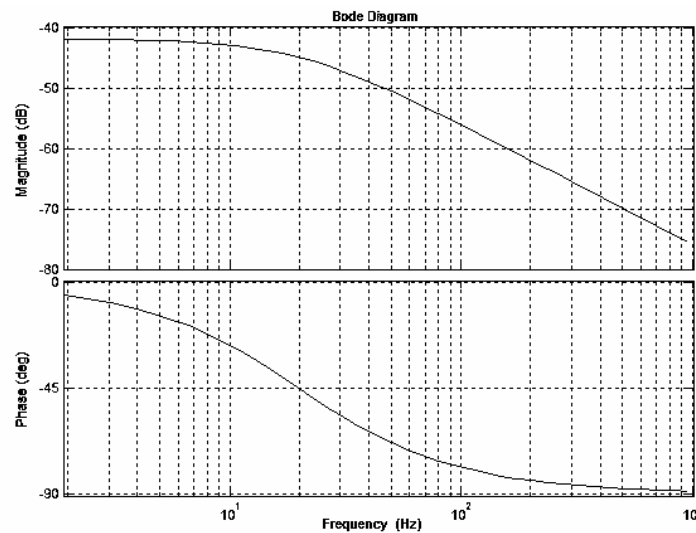


Figura 5.1.2 - Guadagno e fase del filtro passa basso utilizzato come integratore delle *f.e.m.* al fine di stimare il flusso di statore.

La compensazione della fase del flusso è stata realizzata con una trasformata di Park per creare 3 nuove componenti di flusso. L'angolo *gamma* di sfasamento tra le componenti di flusso calcolate e quelle su cui andare a lavorare per la determinazione del settore di appartenenza del flusso è stato impostato in funzione della velocità angolare, ovvero della frequenza delle *f.e.m.* secondo l'andamento della fase del diagramma di Bode di Figura 5.1.2.

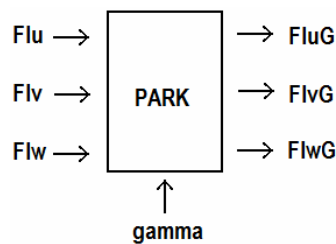


Figura 5.1.3 – Compensazione, tramite trasformata di Park, dello sfasamento introdotto dal filtro usato per l'integrazione delle forze elettromotrici.

Nelle equazioni (5.1) e (5.2) è stato possibile trascurare le cadute di tensione induttive perché il particolare motore asincrono utilizzato per lavatrici è caratterizzato da un'induttanza di statore in questo caso trascurabile e decisamente inferiore rispetto ad un motore standard per applicazioni industriali di potenza simile. Per realizzare uno stimatore per motori asincroni di altro tipo, occorre considerare anche le cadute induttive nelle equazioni (5.1) e (5.2), oppure approssciare un altro tipo di stimatore di flusso, come quelli descritti nel capitolo 2.

Il flusso del motore determina la coppia disponibile e la sua efficienza e perciò deve essere impostato correttamente. Un *set point* di flusso troppo elevato provocherebbe una sua distorsione con conseguente rumorosità del motore e perdita di efficienza. Un flusso troppo basso invece ridurrebbe la coppia disponibile al motore per la legge di Lorentz:

$$\vec{F} = i \vec{l} \times \vec{B}$$

Il *set point* di flusso è costante al di sotto della velocità nominale, che per questo motore vale 5500 rpm. Oltre questa, è impostato secondo la seguente funzione semplificata:

$$\Phi^* = \frac{k_l}{\hat{\omega}}$$

dove:

- Φ^* è il *set point* del flusso
- k_l è un fattore indipendente dalla velocità
- $\hat{\omega}$ è la velocità angolare letta grazie alla dinamo tachimetrica.

Il flusso è saturato superiormente alle basse velocità ed assume un aspetto come quello di Figura 5.1.1.

L'azione in avanti, chiamata *feed forward* nello schema a blocchi di Figura 3.3.1, è utile per evitare di lavorare con l'integratore del PI sempre carico ed evitare effetti di *wind-up*.

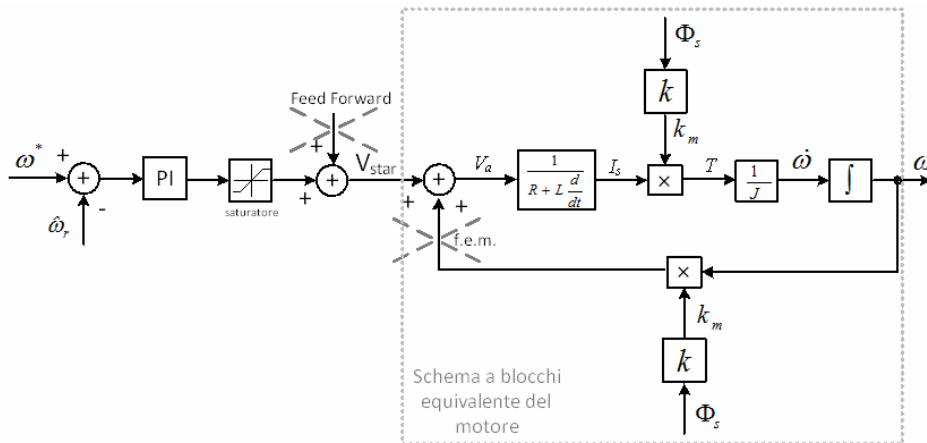


Figura 5.1.4 – Schema a blocchi del motore ad induzione controllato in velocità con l’aggiunta dell’azione in avanti. All’interno del riquadro grigio tratteggiato è rappresentato lo schema a blocchi di principio del motore, per mettere in evidenza che l’azione in avanti ha lo scopo di cancellare la forza elettromotrice del motore, in modo da avere un migliore controllo sulla corrente del motore.

L’azione in avanti simula la *f.e.m.* del motore. I termini *f.e.m.* e *Feed Forward* dallo schema a blocchi di Figura 5.1.4 si elidono e si ottiene che l’uscita del *PI* è legata alla corrente di statore mediante termini costanti. In questo modo porre un limite di saturazione all’uscita del *PI* corrisponde teoricamente ad un limite sulla corrente.

Al fine di non utilizzare parametri conosciuti con scarsa precisione, ed evitare instabilità, l’azione in avanti è determinata in dipendenza soltanto della velocità angolare letta.

$$Feed\ Forward = k_5 + k_6 \cdot speed \quad (5.3)$$

La *Feed Forward* si va a sommare all’azione del regolatore *PI* per ottenere la variabile V_{star} , ed è perciò anch’essa una grandezza adimensionale che varia tra 0 ed 1. Il termine costante k_5 nella 5.3 serve per avere a disposizione una certa tensione per l’avviamento da fermo del motore. La proporzionalità con la velocità angolare attraverso k_6 serve per simulare un aumento di *f.e.m.* generata al variare della velocità angolare, k_6 è dimensionata in modo che la *Feed Forward* sia pari a circa 1 in prossimità della velocità massima (circa 14000 rpm). In Figura 5.1.5 è mostrato

l'andamento della *Feed Forward* in funzione di un generico andamento della velocità angolare durante un'accelerazione del motore da 0 a 19500 rpm.

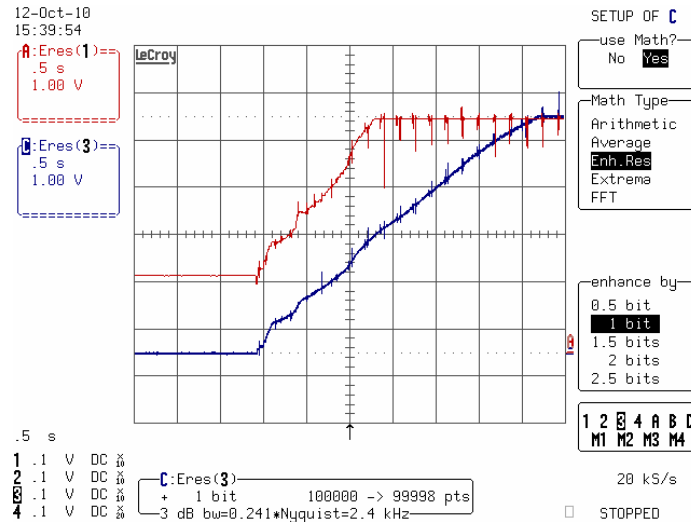


Figura 5.1.5 – Acquisizione attraverso il DAC e lettura con l'oscilloscopio degli andamenti della velocità in blu (4000 rpm/div) e della *Feed Forward* in rosso (20%/div). Si può notare l'andamento proporzionale delle due grandezze, la saturazione superiore della *Feed Forward* oltre un certo valore della velocità angolare e l'offset iniziale.

5.2. Prove sperimentali

In Figura 5.2.1 è mostrata un'accelerazione da 0 a 19500 rpm alla massima coppia disponibile per l'azionamento realizzato. La prima fase di accelerazione è a coppia costante fino a circa 6000 rpm, mentre in seguito si ha l'accelerazione a coppia decrescente. Durante i primi 300 ms la V_{star} oscilla tra 0 ed il valore di regime perché interviene una protezione software di sovracorrente, per limitare la corrente di avviamento. L'accelerazione da 0 a 6000 rpm avviene in circa 250 ms, e si arriva alla velocità massima di 19500 in circa 2 s.

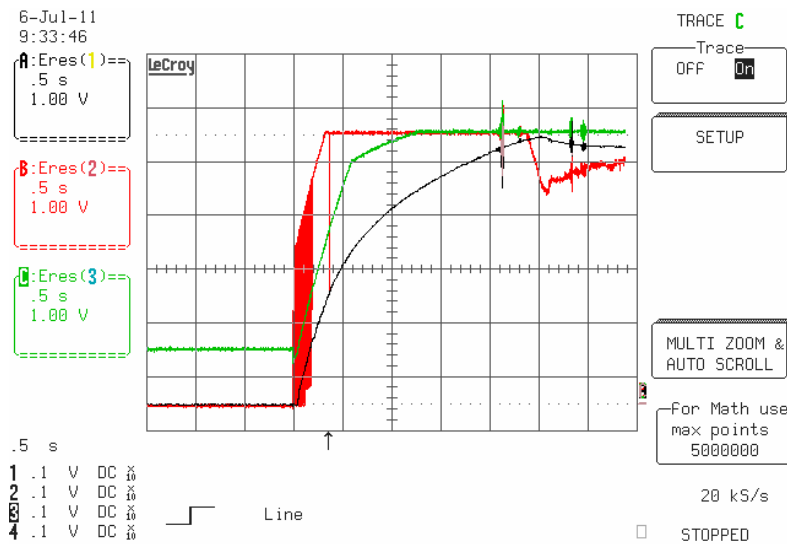


Figura 5.2.1 – Andamenti della Feed Forward in verde (20%/div), della V_{star} in rosso (20%/div) e della velocità in nero (400rpm/div) durante un’accelerazione da 0 a 19500 rpm alla massima coppia disponibile con il controllo DTC semplificato.

La Figura 5.2.2 invece mostra un’accelerazione da 0 a 19500 rpm con controllo di tipo V/f con un semplice limite sullo scorrimento massimo. Il tempo con cui si raggiunge la velocità di regime è simile a quello con controllo DTC, cioè circa 2,5 s.

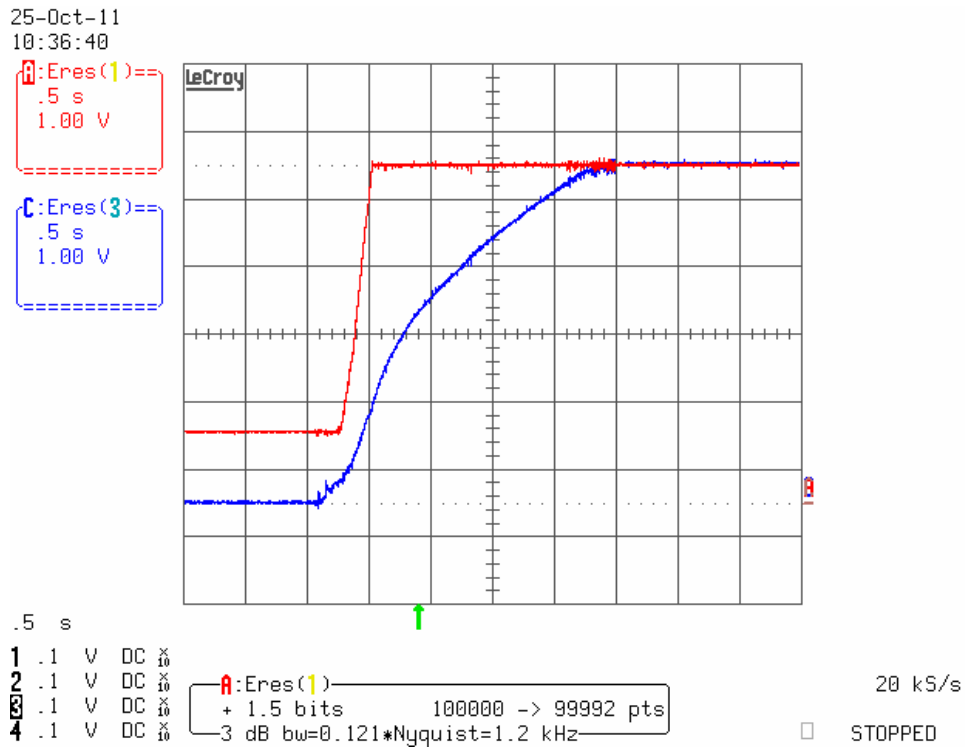


Figura 5.2.2 – Andamenti della V_{star} in rosso (20%/div) e della velocità in blu (400rpm/div) durante un'accelerazione da 0 a 19500 rpm alla massima coppia disponibile con controllo V/f con un limite sullo scorrimento massimo.

Infatti con il V/f ci si è posti durante tutta l'accelerazione in condizioni prossime allo scorrimento di coppia massima ottenibile in funzione della velocità letta. Tale scorrimento è stato imposto agendo sul *set point* di frequenza, utilizzando una tabella contenente i valori della Figura 5.2.3.

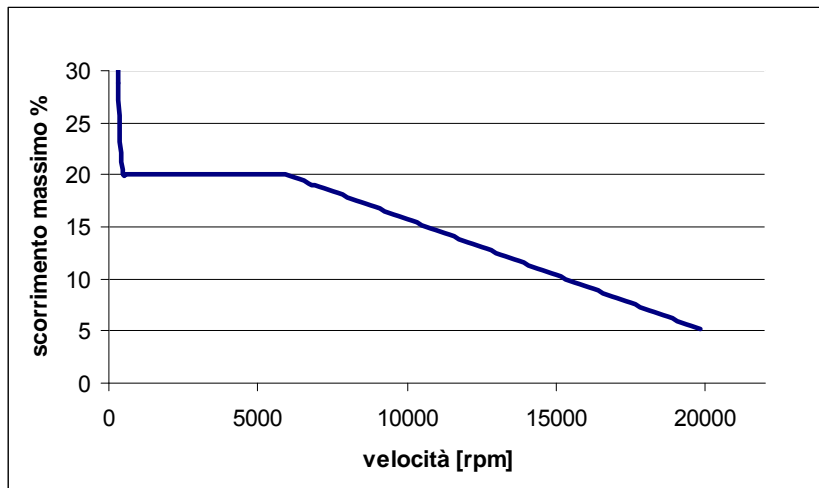


Figura 5.2.3 – Andamento dello scorrimento massimo imposto tramite tabella, in funzione della velocità, nel controllo V/f realizzato.

Per entrambi i controlli ci si è posti nelle condizioni limite di erogazione della massima coppia del motore asincrono sotto test.

La differenza sostanziale tra i due controlli messi a confronto sta nel fatto che nel DTC proposto è possibile facilmente determinare una variabile di controllo sulla quale agire attraverso una retroazione di velocità (V_{star}), a differenza che nel controllo V/f . Inoltre è possibile controllare il flusso magnetico del motore a tutti i regimi di rotazione (si veda il *set point* di flusso di Figura 3.3.1) ed ottenere maggiore efficienza. Il DTC mette a disposizione un controllo con queste caratteristiche senza dovere inserire nel controllo delle tabelle di valori che variano in funzione del motore e ad un costo computazionale estremamente basso, come mostrato quantitativamente nel paragrafo successivo. Il Controllo ad orientamento di campo ed il deadbeat-DTC permettono anch'essi di realizzare controlli in retroazione di velocità con queste caratteristiche, ma con costi computazionali superiori rispetto al controllo proposto in questa opera di tesi.

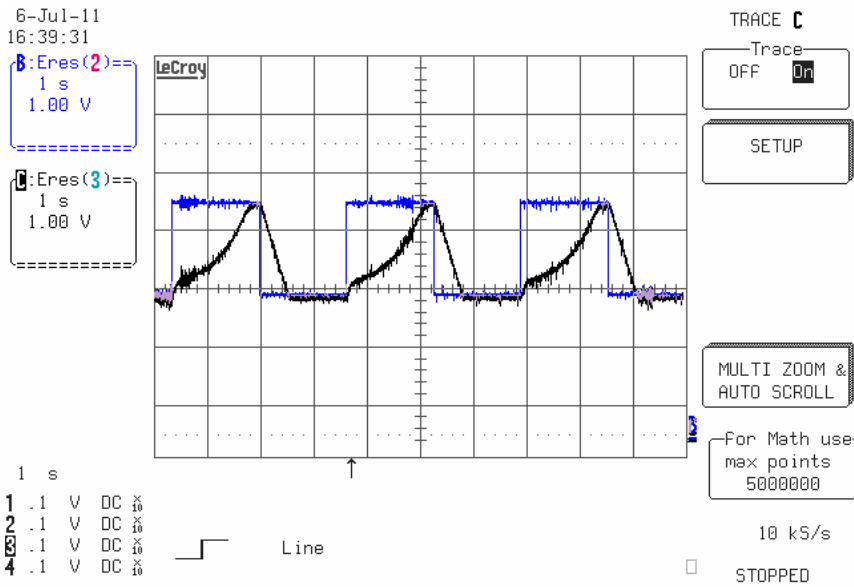


Figura 5.2.4 – Andamento del set-point di velocità in blu e della velocità in nero (4000rpm/div), durante un ciclo di accelerazione da 9000 a 16000 rpm, con controllo V/f in catena aperta.

La Figura 5.2.4, la Figura 5.2.5, la Figura 5.2.6 mostrano la risposta di velocità ad un set point ad onda quadra da 9000 a 16000 rpm con periodo 3.2 s utilizzando vari algoritmi di controllo.

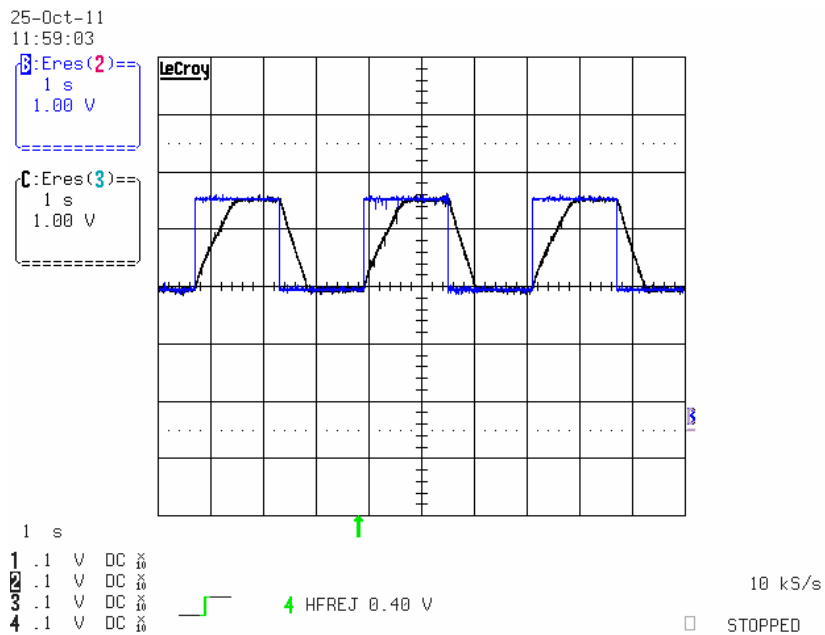


Figura 5.2.5 – Andamento del set-point di velocità in blu e della velocità in nero (4000rpm/div), durante un ciclo di accelerazione da 9000 a 16000 rpm, con controllo V/f con limite massimo di scorrimento.

Con il controllo V/f senza retroazione e senza controllo di scorrimento si raggiunge la velocità di regime in 1,6 s. Con il controllo V/f con un limite sullo scorrimento massimo, si raggiunge in 0,8 s, e lo stesso si ottiene con il controllo DTC proposto. In questo caso è stata messa in evidenza la differenza di risultati ottenuta utilizzando un controllo in catena aperta V/f con set point di frequenza e senza controllo di scorrimento, ed un controllo in retroazione di velocità. Con questi risultati è stato messo in evidenza che con il controllo vettoriale realizzato basato su DTC, si ottengono le massime prestazioni del motore asincrono, avendole confrontate con quelle che si avrebbero con un V/f con controllo di scorrimento.

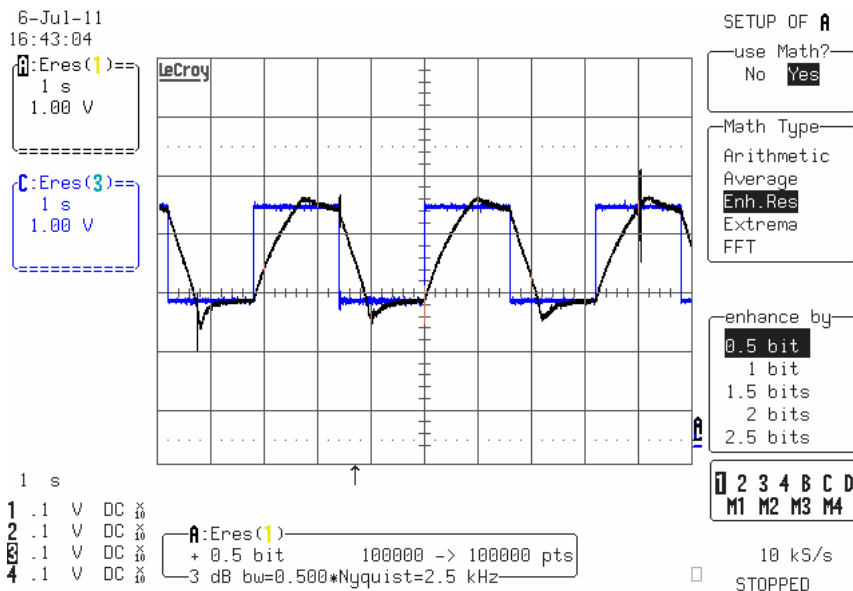


Figura 5.2.6 – Andamento del set-point di velocità in blu e della velocità in nero (4000rpm/div), durante un ciclo di accelerazione da 9000 a 16000 rpm, con il controllo DTC proposto nel capitolo 3.

5.3. Valutazioni conclusive

Nel paragrafo precedente si è messo in evidenza che il controllo DTC proposto in questo lavoro, offre la possibilità di realizzare un efficace controllo in retroazione di velocità, con le caratteristiche di un controllo vettoriale, di potere imporre o limitare a piacimento i valori di coppia o flusso. Da altri risultati sperimentali (analisi contenuta nella fonte [19]) si evince che le differenze di prestazioni ottenibili attraverso DTC e FOC sono pressoché trascurabili, e dipendono principalmente dalla bontà dello stimatore di flusso, e dalla qualità del segnale di velocità in retroazione disponibile.

La Tabella 5.3.1 quantifica i vantaggi che si ottengono dal punto di vista del costo computazionale e della memoria impiegata.

	<i>Program mem.</i>	%	<i>Data memory</i>	%	NOPR
V/f con controllo di scorrimento <i>sensored</i>	5,1 kB	7,7	210 B	10	420
DTC proposto <i>sensored</i>	4,7 kB	7,1	230 B	11	760
FOC <i>sensored</i>	3,6 kB	5,5	1560 B	75	1140
DB-DTC <i>sensored</i>	3,7 kB	5,6	1580 B	76	830

Tabella 5.3.1 – Quantitativi di memoria programma e memoria dati impiegati per ciascun algoritmo di controllo realizzato. Il controllo V/f ed il DTC proposto in questo lavoro impiegano quantitativi di memoria simili, mentre il FOC ed il DB-DTC, seppur mostrando un leggera riduzione della memoria programma, richiedono una notevole quantità di memoria dati in quanto per la complessità dell'algoritmo possiedono numerose variabili. Le percentuali di utilizzo della memoria considerate si basano sull'utilizzo di un dsPIC30F5015. L'ultima colonna indica il numero di operazioni per l'esecuzione di ciascun algoritmo.

La Figura 5.3.1 mostra l'elenco dei microcontrollori con unità DSP per applicazioni di controllo motori della famiglia dsPIC30F della Microchip. Valutando i valori di memoria dati necessaria dalla tabella precedente, si conclude che il FOC ed il DB-DTC possono essere realizzati solo con i microcontrollori più potenti della famiglia, ovvero quelli che possiedono almeno 2 kB di memoria dati (RAM). Al contrario il V/f, come anche il controllo di tipo DTC proposto in questo lavoro di tesi, possono essere realizzati impiegando qualsiasi dispositivo di questa famiglia, anche quelli più economici.

L'ultima colonna della Tabella 5.3.1, mette in evidenza il numero di operazioni necessario all'esecuzione del relativo algoritmo. Il controllo DTC proposto, offre la possibilità di ottenere maggiore rapidità di esecuzione dei calcoli rispetto agli altri algoritmi che offrono prestazioni simili. Il V/f è senz'altro quello che richiede il minor numero di operazioni, in quanto non richiede la stima del flusso, e non sono presenti anelli in retroazione (a meno della limitazione dello scorrimento che comunque non richiede regolatori). I controlli DTC hanno un numero di operazioni simili, mentre il FOC ne richiede un numero maggiore in quanto possiede 4 regolatori PI. Gli algoritmi che richiedono minore numero di operazioni per la loro esecuzione, danno la possibilità di ridurre la frequenza di clock dei dispositivi di controllo al fine di ridurre i consumi di energia.

Product	Pins	Program Memory K Bytes	SRAM Bytes
dsPIC30F2010	28	12	512
dsPIC30F3010	28	24	1024
dsPIC30F4012	28	48	2048
dsPIC30F3011	40/44	24	1024
dsPIC30F4011	40/44	48	2048
dsPIC30F5015	64	66	2048
dsPIC30F5016	80	66	2048
dsPIC30F6010	80	144	8192

Figura 5.3.1 – Elenco dei microcontrollori con unità DSP per applicazioni di controllo motori della famiglia dsPIC30F della Microchip [26]. Da un'analisi della memoria disponibile dei dispositivi si nota che il FOC può essere implementato solamente sui modelli di fascia alta.

Il controllo realizzato presenta nel complesso un algoritmo molto semplice, la *switching table* ha dimensioni inferiori del controllo DTC classico, non serve nemmeno più lo stimatore di coppia. Il problema del ripple di coppia del DTC come concepito in [13] viene ridotto modulando la tensione di alimentazione per ottenere un funzionamento sempre silenzioso.

L'azionamento ha elevata dinamica data dal massimo sfruttamento della coppia del motore e dal basso tempo di risposta. Tutto ciò si può realizzare con i più economici microcontrollori con DSP che costano 1/20 di un DSP *floating point*, ed 1/10 di una FPGA a 500.000 *gate*.

Date le caratteristiche di versatilità e di basso costo dell'hardware richiesto da questo algoritmo di controllo, esso si presta particolarmente per il controllo di motori ad induzione nel settore del bianco. L'applicazione della lavabiancheria si presta particolarmente ad impiegare questa soluzione, sia per motivi di costo sia per le prestazioni in termini di inseguimento del *set point* di velocità, sia per la facilità di gestione del flusso alle elevate velocità (deflussaggio) e della coppia in tutto il regime di rotazione.

Tale algoritmo si può utilizzare con successo anche in applicazioni *sensorless* (motore ad induzione per il pompaggio idrico), laddove per motivi di ulteriore riduzione dei costi e aumento dell'affidabilità si desidera eliminare anche il sensore di velocità.

Bibliografia.

Testi e pubblicazioni scientifiche

- [1] Luigi Olivieri, Edoardo Ravelli: “ELETTROTECNICA volume secondo, MACCHINE ELETTRICHE” diciottesima edizione, CEDAM, Padova, 1972.
- [2] Giovanni Legnani, Monica Tiboni, Riccardo Adamini, “Meccanica degli Azionamenti. Vol.1-Azionamenti Elettrici”, Progetto Leonardo, Bologna, 2003.
- [3] Giuseppe Rago: “COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE E DISEGNO volume secondo” prima edizione, Sansoni Editore Firenze, 1970.
- [4] Giorgio Crisci: “COSTRUZIONE SCHEMI E CALCOLO DEGLI AVVOLGIMENTI DELLE MACCHINE ELETTRICHE ROTANTI” quattordicesima edizione, S.T.E.M.-Mucchi, Modena, 1972.
- [5] N. Bianchi, S.Bolognani, “Metodologie di Progettazione delle Macchine Elettriche”, CLEUP, Padova, 2001.
- [6] Hilal, M.; Maaroufi, M.; Ouassaid, M.; Dept. of Electr. Eng., Univ. Mohamed V, Rabat, Morocco “Doubly fed induction generator wind turbine control for a maximum power extraction” Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 2011 International Conference on, Ouarzazat (Morocco) 7-9 April 2011

- [7] Appunti tratti dal corso “Azionamenti elettrici B” tenuto da Dott. Ing. Emilio Lorenzani, Università degli Studi di Parma, Facoltà di Ingegneria, A.A. 2006/2007.
- [8] Alberto Tibo: “Macchine elettriche” la Soprana Editrice, Ascoli Piceno, 1988.
- [9] Armando Bellini: “Elettronica Industriale 2, Azionamenti con motore in corrente alternata” ARACNE Editore, Roma, 2006.
- [10] Luigi Olivieri, Edoardo Ravelli: “ELETTROTECNICA per corsi di elettrotecnica ed automazione, Volume secondo” CEDAM, Padova, 1996.
- [11] Cortes, P.; Kazmierkowski, M.P.; Kennel, R.M.; Quevedo, D.E.; Rodriguez, J.; , "Predictive Control in Power Electronics and Drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55, no.12, pp.4312-4324, Dec. 2008
- [12] Peter Vas, University of Aberdeen: “Sensorless Vector and Direct Torque Control” Oxford University Press, 1998.
- [13] I. Takahashi, T. Noguchi, “A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 22, no. 5, Sept.–Oct. 1986, pp. 820–827.
- [14] Depenbrock, M.; , "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.3, no.4, pp.420-429, Oct 198 doi: 10.1109/63.17963.
- [15] Depenbrock Manfred, United States Patent 4678248 “Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine”, 10/18/1985, Brown, Boveri & Cie AG (Mannheim, DE).
- [16] L. Xu, Z. Q. Zhu, D. Howe, “Acoustic noise radiated from direct torque controlled induction motor drives”, *IEEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 147, no. 6, Nov. 2000, pp. 491–496.
- [17] Lorenz, R.D.; , "The emerging role of dead-beat, direct torque and flux control in the future of induction machine drives," *Optimization of Electrical and Electronic Equipment, 2008. OPTIM 2008. 11th International Conference on* , vol., no., pp.XIX-XXVII, 22-24 May 2008
- [18] Kenny, B.H.; Lorenz, R.D.; , "Stator and rotor flux based deadbeat direct torque control of induction machines," *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE* , vol.1, no., pp.133-139 vol.1, 30 Sep-4 Oct 2001

- [19] Juri Ercolini, “Realizzazione e confronto di architetture di controllo ad alta dinamica per motori ad induzione”, Tesi di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica, Università di Parma, anno accademico 2009/2010.
- [20] West, N.T.; Lorenz, R.D.; , "Digital Implementation of Stator and Rotor Flux-Linkage Observers and a Stator-Current Observer for Deadbeat Direct Torque Control of Induction Machines," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.45, no.2, pp.729-736, March-april 2009
- [21] Jia-Qiang Yang; Jin Huang; , "A new full-speed range direct torque control strategy for induction machine," *Machine Learning and Cybernetics, 2004. Proceedings of 2004 International Conference on* , vol.1, no., pp. 568- 573 vol.1, 26-29 Aug. 2004
- [22] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, L. M. Tolbert, “Direct Torque Control of Induction Machines Using SVM”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, Sep.–Oct. 1992, pp. 1045–1053.
- [23] C. L. Toh, N. R. N. Idris, A. H. M. Yatim, “Constant and High Switching Frequency Torque Controller for DTC Drives”, *IEEE Power El. Letters*, vol. 3, no. 2, June 2005, pp. 76–80.
- [24] C. T. Kowalski, J. Lis, T. Orłowska-Kowalska, “FPGA Implementation of DTC Control Method for the I. M. Drive”, in *Proc. EUROCON 2007*, Warsaw, Poland, Sept. 2007, pp. 1916–1921.
- [25] John R.G. Schofield, ABB Industrial Systems Ltd.: “Direct Torque Control System - DTC”, Printed and published by the IEE, Savoy Place, London WCPR OBL, The Institution of Electrical Engineers UK1995.

Documentazione tecnica

- [26] Microchip: “Brochure Digital Signal Controller dsPIC30F”, Arizona U.S.A., 2005.
- [27] Microchip: “dsPIC30F5015 Datasheet”, Arizona U.S.A., 2005.
- [28] Microchip “dsPIC30F Programmer’s Reference Manual”, Arizona U.S.A., 2005.

- [29] Microchip “dsPIC30F Family Reference Manual”, Arizona U.S.A., 2005.
- [30] dSPACE® DS1104 R&D Controller Board: “INSTALLATION AND CONFIGURATION per release 4.0” dSPACE® GmbH, Germany, 2003.

Internet

- [31] <http://www.microchip.com/>
- [32] <http://www.dspace.de/de/gmb/home.cfm>