

# UNIVERSITA DEGLI STUDI DI NAPOLI FEDERICO II



FACOLTA DI INGEGNERIA

DOTTORATO DI RICERCA IN INGEGNERIA ELETTRICA  
(XXIV CICLO)

elaborato di laurea

*TECNICHE DI CONTROLLO OTTIMIZZATE, MONITORAGGIO*

*PARAMETRICO E DIAGNOSTICA PER AZIONAMENTI PM*

*BRUSHLESS MONO E PLURI MOTORE*

TUTOR

ch.mo prof. ing.  
Andrea del Pizzo

COORDINATORE

ch.mo prof. ing.  
Guido Carpinelli

CANDIDATO  
Ivan Spina

ANNO ACCADEMICO 2010/2011

*... a Giulia.*

# INDICE

INTRODUZIONE	pag. I
<b>CAPITOLO I</b>	
<b>IL MOTORE SINCRONO A MAGNETI PERMANENTI</b>	pag. 1
I.1 - ASPETTI COSTRUTTIVI	pag. 1
I.2 – MODELLO MATEMATICO	pag. 5
I.3 – STRATEGIE DI CONTROLLO CONVENZIONALI	pag. 9
I.4 – LIMITI OPERATIVI E VELOCITÀ CARATTERISTICHE	pag. 10
I.5 – DOMINIO DI FUNZIONAMENTO	pag. 15
I.5.1 – Macchina isotropa	pag. 15
I.5.2 – Macchina anisotropa	pag. 20
I.6 – CALCOLO DEI RIFERIMENTI DI CORRENTE	pag. 21
I.6.1 – Macchina isotropa	pag. 21
I.6.2 – Macchina anisotropa	pag. 23
I.7 – SCHEMI DI CONTROLLO CONVENZIONALI	pag. 25
I.8 – MODULAZIONE VETTORIALE PWM	pag. 27
<b>CAPITOLO II</b>	
<b>INFLUENZA DELL'ACCURATEZZA MODELLISTICA</b>	pag. 30
II.1 – PROVE DI CARATTERIZZAZIONE PARAMETRICA	pag. 30
II.1.1 – Slip Test	pag. 31
II.1.2 – Prova a rotore bloccato	pag. 34
II.1.3 – Impedenziometro	pag. 35
II.2 – ALGORITMI PREDITTIVI DI REGOLAZIONE DELLE CORRENTI	pag. 36
II.3 – INTRODUZIONE DEI PARAMETRI RESISTIVI NEL CALCOLO DEI LIMITI OPERATIVI	pag. 40
II.3.1 – Influenza sulle velocità caratteristiche	pag. 44
II.3.2 – Influenza sui valori di corrente limite	pag. 46
II.3.3 – Influenza sui riferimenti di corrente	pag. 48
II.3.4 – Influenza sul dominio di funzionamento	pag. 49
II.3.5 – Scelta della strategia più adatta	pag. 50
<b>CAPITOLO III</b>	
<b>TECNICHE DI CONTROLLO OTTIMIZZATE PER AZIONAMENTI MULTIMOTORE</b>	pag. 52
III.1 – INTRODUZIONE	pag. 52
III.2 – ESTENSIONE DEL CONTROLLO TRADIZIONALE AI SISTEMI DUAL MOTOR	pag. 55
III.2.1 – Il controllo mono motore	pag. 55
III.2.2 – Problemi di stabilità	pag. 56
III.3 – IL CONTROLLO A SELETORE	pag. 62
III.2.1 – Schema di controllo	pag. 62
III.2.2 – Analisi numerica	pag. 63
III.4 – SOLUZIONI BASATE SUL VALORE MEDIO	pag. 67
III.4.1 – Controllo a tensione media	pag. 67
III.4.2 – Controllo a motore medio	pag. 70

III.5 – UN APPROCCIO ANALITICO AI SISTEMI DUAL MOTOR	pag. 71
III.5.1 – Introduzione	pag. 71
III.5.2 – Modello matematico del sistema dual motor	pag. 72
III.5.3 – Strategia di ottimo	pag. 76
III.5.4 – Schema di controllo e analisi numerica	pag. 82
III.6 – CONTROLLO A DINAMICA VELOCE	pag. 85
III.6.1 – Schema di controllo	pag. 85
III.6.2 – Analisi numerica	pag. 86
<b>CAPITOLO IV</b>	
<b>MONITORAGGIO PARAMETRICO E DIAGNOSTICA</b>	
IV.1 – VARIABILITÀ DEI PARAMETRI DI UN PMSM	pag. 88
IV.1.1 – Introduzione	pag. 88
IV.1.2 – Parametri dipendenti dalle condizioni operative	pag. 93
IV.2 – SISTEMI DI MONITORAGGIO PARAMETRICO	pag. 96
IV.2.1 – Introduzione	pag. 96
IV.2.2 – Algoritmi di stima parametrica	pag. 97
IV.2.3 – Sistema integrato di controllo e monitoraggio RLS	pag. 99
IV.3 – ANALISI NUMERICA E SPERIMENTALE	pag. 101
IV.3.1 – Riferimenti	pag. 101
IV.3.2 – Controllo in coppia	pag. 104
IV.3.3 – Metodo di limitazione delle sovraelongazioni	pag. 107
IV.3.4 – Controllo in velocità	pag. 108
IV.3.5 – Risultati sperimentali	pag. 110
IV.4 – SISTEMI DI DIAGNOSTICA	pag. 115
IV.4.1 – Introduzione	pag. 115
IV.4.2 – Funzionamento in corto circuito di un PMSM	pag. 116
IV.4.3 – Rilevazione del guasto a mezzo dell'estimatore parametrico	pag. 119
IV.4.4 – Analisi numerica	pag. 121
BIBLIOGRAFIA	pag. 128
RINGRAZIAMENTI	pag. 132

## **INTRODUZIONE**

Se è vero che il progresso, inarrestabile processo di evoluzione, è caratterizzato da una certa continuità nel corso della storia, gli si può tuttavia riconoscere un brusco cambio di velocità nel corso di questi ultimi 100 anni. L'avvento dell'elettronica, dell'informatica e delle telecomunicazioni hanno introdotto una nuova era del progresso tecnologico e scientifico, aprendo scenari di ricerca capaci di produrre miglioramenti ad un passo decisamente più spedito di quanto si sia fatto nella storia precedente. Se da un lato ciò ha esteso i campi di studio di problematiche tecniche, con soluzioni che richiedono un maggior grado di specificità, dall'altro ha fatto in modo che molti contenuti diventino trasversali a diverse branche dell'ingegneri; la programmazione informatica, il controllo di componenti elettronici di potenza e la conoscenza delle macchine elettriche, ad esempio, diventano pervasivi in ogni applicazione che utilizzi azionamenti a velocità variabile.

In assenza di strutture di conversione statica dell'energia elettrica, il motore in corrente continua ha costituito per anni l'unica macchina in grado di soddisfare il bisogno di adattare la velocità. A fronte della sua complicazione costruttiva e funzionale dovuta alla presenza del collettore e ai fenomeni connessi con la commutazione, tale motore ha sempre goduto della peculiarità di possedere leggi di controllo notevolmente semplici, stabilendo una relazione di quasi proporzionalità fra il valore della tensione di alimentazione e la velocità angolare di rotazione. La regolazione della tensione era però effettuata a mezzo di reostati, sede di perdite e caratterizzati da pesi e ingombri notevoli. Con l'introduzione dei primi raddrizzatori controllati fu poi possibile eliminare i reostati e garantire una più fine regolazione, ma conservando i problemi che caratterizzano i motori a collettore. Nel frattempo, i motori in alternata continuavano ad essere impiegati in applicazioni a velocità fissa, perché connessi rigidamente alla rete di alimentazione. Ciononostante, la successiva comparsa delle strutture di conversione statica, che permettono la separazione fra il sistema di distribuzione di energia elettrica ed il modello motorico che la utilizza, fecero tornare alla ribalta i motori trifase in corrente alternata. In particolare l'asincrono che è notevolmente più robusto, economico e prestante del motore in c.c., ed che eredita le prerogative di una macchina idonea a lavorare con velocità regolabile quando inserito in un azionamento ad inverter.

Nel corso degli ultimi anni poi, grazie allo sviluppo di nuovi materiali ferromagnetici caratterizzati da migliori prestazioni, si sta assistendo all'introduzione del *motore brushless a magneti permanenti* in sostituzione del motore a induzione. L'azionamento con motore PM

brushless trova largo impiego in applicazioni con bassi livelli di potenza (fino a qualche decina di kW), nell'office automation, nella robotica e nell'industria. In tali ambiti è preferito all'azionamento in continua e all'asincrono per le più elevate prestazioni dinamiche, maggiore rapporto potenza/volume, migliore efficienza e per l'assenza del sistema spazzole-collettore che consente più alte velocità di rotazione e riduce gli interventi di manutenzione; le applicazioni industriali, infatti, richiedono rapide variazioni di velocità (es. macchine utensili), e/o un asservimento di posizione veloce e preciso (es. robot, manipolatori, dispositivi di puntamento). Benché le applicazioni nel settore della trazione non richiedano invece una dinamica spinta, anche in quest'ambito il motore PM brushless è potenzialmente in grado di introdurre notevoli vantaggi rispetto al motore a induzione. Oltre a garantire una maggiore efficienza, infatti, il PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Motor*) è più facilmente realizzabile con elevato numero di coppie polari; ciò consente l'accoppiamento diretto con le ruote motrici (*Direct Drive*), eliminando i pesi, gli ingombri e le perdite meccaniche dovute agli organi di trasmissione.

Come è ovvio che sia, però, la sostituzione del motore a induzione con una macchina PMSM incontra delle difficoltà tecniche iniziali date dalla scarsa esperienza e, se da un lato introduce delle potenziali migliorie, dall'altro solleva delle criticità specifiche che richiedono uno studio accurato al fine di introdurre soluzioni innovative. È bene notare, ad esempio, che i motori brushless a magneti permanenti non sono in grado di funzionare tramite alimentazione diretta da rete, ma necessitano sempre di un convertitore controllato e di sensori di posizione, anche quando si voglia regolare solo la velocità, vanno cioè sempre inseriti in un azionamento. Se, inoltre, si vuole lavorare in deflussaggio, non potendo intervenire sul rotore, occorrerà agire sullo statore, adducendo un sistema di correnti capace di creare un campo smagnetizzante; per realizzare ciò occorre conoscere con precisione la posizione del rotore ed adottare una tecnica di controllo tipica degli azionamenti A.C. brushless. Bisogna considerare, inoltre, che a differenza del motore sincrono tradizionale, del motore a induzione, e del motore in corrente continua, un motore a magneti permanenti determina la presenza di una sezione sempre attiva, costituendo i magneti una sorgente di campo anche a motore non alimentato. Non si può cioè, per un tale tipo di macchina, annullare il campo magnetico di eccitazione tramite l'interruzione di tutte le alimentazioni esterne. Tale aspetto può risultare sconsigliato nei casi in cui la macchina si trovi a lavorare in condizioni di funzionamento anomalo, a causa del danneggiamento di una delle sue parti o per malfunzionamento del sistema di alimentazione.

Nel presente elaborato si affronta il problema del controllo di azionamenti utilizzando motori brushless a magneti permanenti, sia in configurazione classica che pluri-motore, e con particolare riguardo ai sistemi di monitoraggio parametrico e di diagnostica.

A seguito di una prima parte descrittiva si andrà a caratterizzare il modello matematico della macchina PM brushless, presentando le strategie di controllo tradizionali ad orientamento di campo, gli schemi di alimentazione e di modulazione delle tensioni.

Si descriveranno in seguito le procedure atte a definire per via sperimentale il set di parametri caratteristico della macchina, consentendo di proporre una soluzione di controllo innovativa basata sul concetto della predizione dello stato del sistema, in sostituzione della metodologia tradizionale con regolatori standard sulla retroazione di corrente. Mettendo poi in discussione la validità delle approssimazioni che si è soliti fare nell'imbastire il sistema di controllo, si procederà alla definizione di nuovi algoritmi che prescindono dalla trascurabilità dei parametri resistivi.

In ambito di azionamenti in configurazione multi-motore, si affronterà il problema della stabilità e si proporranno diverse tecniche di controllo con confronti incrociati dei risultati ottenuti a mezzo di analisi numerica. Si introdurrà poi un nuovo approccio analitico, definendo il modello matematico dei sistemi dual motor, e introducendo una tecnica di controllo con ottimizzazione dal punto di vista prestazionale a regime e/o dinamico; i risultati ottenuti con queste ultime due tecniche saranno messi a confronto con quelli precedenti.

Si analizzerà in dettaglio il fenomeno della variabilità parametrica in relazione alla condizione di funzionamento, rimuovendo alcune ipotesi semplificative che attengono all'idealità dei materiali e alla linearità. L'introduzione del fenomeno di saturazione e della non idealità dei materiali costituenti la macchina consentirà la definizione di un nuovo modello matematico del motore PM brushless. Sulla base di tale modello si affronterà il problema del monitoraggio parametrico a mezzo di algoritmi di stima ricorsivi in grado di operare on-line, durante il normale funzionamento della macchina, e proponendo un metodo di eliminazione delle sovraelongazioni. Con riferimento ad un motore PMSM di 52 kW progettato e realizzato dal Dipartimento di Azionamenti Elettrici, Istituto per le Tecnologie Energetiche e di Automazione dell'Università Tecnica di Berlino, l'analisi numerica in ambiente Matlab-Simulink verrà messa a confronto con i risultati ottenuti per via sperimentale su banco prova. Si proporrà in fine un metodo diagnostico atto ad individuare l'insorgenza di condizioni di funzionamento anomalo e/o di guasto, utilizzando i profili dei parametri ottenuti dallo stesso estimatore parametrico.

# CAPITOLO I

## IL MOTORE SINCRONO A MAGNETI PERMANENTI

Nel presente capitolo si intende dare una panoramica degli aspetti costruttivi e di funzionamento del motore oggetto di studio, presentandone, al contempo, il modello matematico e le strategie di controllo convenzionali. Tutto ciò rappresenterà la base di partenza per le disquisizioni tecniche e gli aspetti specifici presi in esame ai prossimi capitoli.

Il motore sincrono a magneti permanenti (PMSM Permanent Magnet Synchronous Motor), come si evince dal nome stesso, presenta caratteristiche costruttive e di funzionamento del tutto simili ai classici motori sincroni con avvolgimento di eccitazione. La sostituzione di tale avvolgimento con i magneti permanenti, però, conferisce alla macchina in esame alcune importanti caratteristiche che ne fanno un motore sempre più impiegato, soprattutto per quelle applicazioni in cui le specifiche di progetto divengono particolarmente stringenti.

### I.1 - ASPETTI COSTRUTTIVI

Come già detto, la macchina è molto simile ad un normale sincrono e, soprattutto per quel che riguarda lo statore, esso può anche essere paragonato ad un motore ad induzione; in fig.I.1.1 si mette a confronto un motore asincrono con una macchina a magneti permanenti.

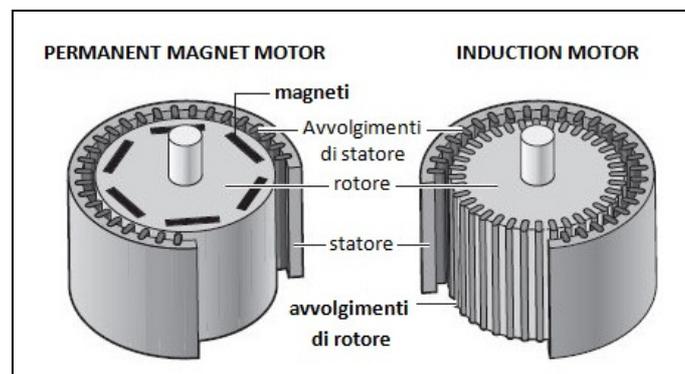


Fig.I.1.1 – Confronto fra PMSM e motore a induzione

L'avvolgimento di armatura (disposto sullo statore) è in genere trifase ed in esso sono localizzate tutte le perdite Joule della macchina; manca infatti l'avvolgimento del flusso di eccitazione che è prodotto ad opera dei magneti. L'assenza di un avvolgimento di rotore non solo influisce positivamente sull'efficienza energetica, ma soprattutto rende più semplice il monitoraggio della temperatura, con sonde poste solo sulla parte fissa, e facilita lo smaltimento del calore che viene prodotto in prossimità della superficie esterna; ciò rende possibile realizzare motori molto compatti, ad elevate prestazioni specifiche, anche a scapito dell'efficienza. La costruzione dello statore non

presenta particolari difficoltà, considerata la comprovata esperienza nelle tecniche realizzative delle tradizionali macchine sincrone.

Il rotore, sede dei magneti permanenti, è invece di più complessa realizzazione. La forma d'onda di induzione al traferro è strettamente legata alla forma dei magneti, la cui disposizione e tipologia incide peraltro su potenza e coppia sviluppabile e sulle caratteristiche di funzionamento, influenzando fortemente il costo complessivo del motore. Come magneti permanenti si possono utilizzare le economiche ferriti, le leghe AlNiCo o i materiali con elementi alle terre rare (SmCo o NdFeB). I magneti permanenti in genere (ad esclusione delle leghe AlNiCo) presentano poi il problema della fragilità e della scarsa lavorabilità, che limita i costruttori nella realizzazione di sagomature complesse e costringe a giocare sulla disposizione dei magneti piuttosto che sulla loro forma.

Nelle configurazioni a flusso radiale la disposizione più semplice è quella con magneti esterni alla superficie rotorica (fig.I.1.2-a); il fissaggio dei magneti al giogo di rotore è effettuato di solito mediante incollaggi con speciali resine e, per migliorare la robustezza, spesso l'ammarraggio viene completato con un anello esterno in fibra di carbonio. Il fissaggio risulta più semplice nel caso in cui i magneti siano interni superficiali (fig.I.1.2-b), o anche affogati nel ferro (fig.I.1.2-c,d); in quest'ultimo caso non si presenta il problema del fissaggio. Quando i magneti sono disposti internamente si ha, di contro, un maggiore flusso disperso e quindi induzione al traferro minore.

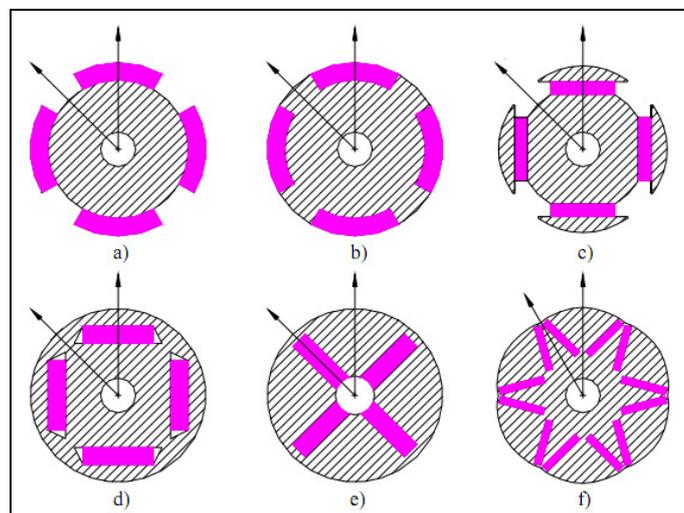


Fig.I.1.2 – Disposizione magneti in configurazione a flusso radiale

Per arginare questo problema si può ricorrere all'interposizione di separatori amagnetici (fig.I.1.2-c) i quali però complicano la realizzazione del rotore; i lamierini, infatti, non sono più un pezzo unico con le scanalature per i magneti ma risultano costituiti da più pezzi che vanno assemblati. In alternativa si può ricorrere ad una magnetizzazione tangenziale dei magneti (fig.I.1.2-e,f), dove,

affacciando polarità omonime, si conserva la radialità del flusso di macchina riuscendo al contempo a rinforzare l'induzione al traferro.

Per i motori a flusso assiale la configurazione più semplice prevede un solo statore ed un solo rotore (fig.I.1.3).

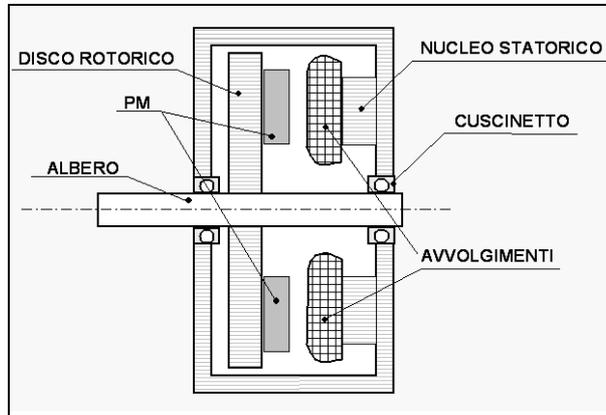


Fig.I.1.3 – Configurazione a flusso assiale

Lo statore ha una struttura toroidale in ferro, sulla quale vengono realizzate le cave per l'alloggiamento dell'avvolgimento di armatura. Il rotore è costituito da un disco in acciaio sulla cui base sono fissati i magneti permanenti, magnetizzati in direzione assiale e disposti in modo da alternare i poli nord e sud. Il problema di tale configurazione risiede nelle sollecitazioni che si hanno sui cuscinetti; le forze di natura magnetica fra statore e rotore (attrattive-repulsive), infatti, generano una forza assiale sull'albero della macchina, il quale scarica sui cuscinetti. Al fine di bilanciare le sollecitazioni assiali, si può allora prevedere un secondo rotore, identico al primo, disposto in modo da racchiudere il nucleo toroidale di statore fra i due dischi rotorici (Fig.I.1.4).

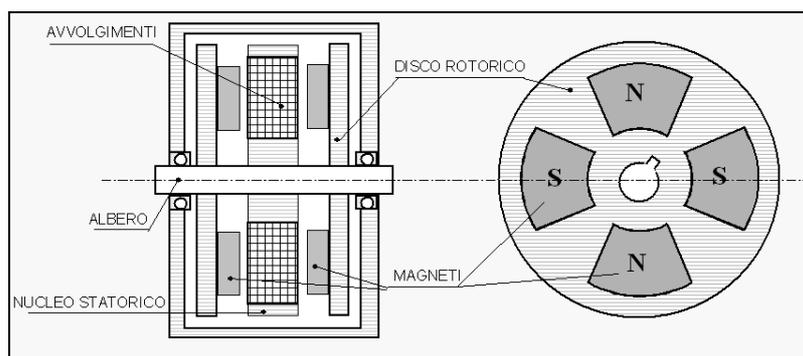


Fig.I.1.4 – Configurazione a flusso assiale a doppio rotore

Il vantaggio della configurazione a flusso assiale è costituito dalla possibilità, a parità di ingombro radiale, di aumentare la potenza realizzando una macchina a più moduli, ciascuno dei quali costituito da un nucleo statorico racchiuso fra 2 dischi rotorici, come raffigurato in fig.I.1.5.

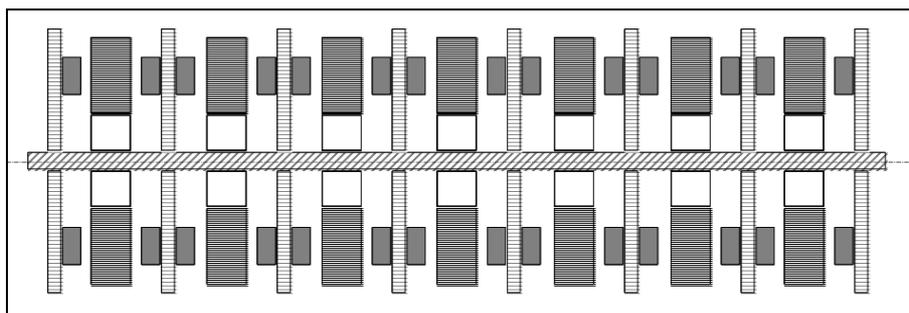


Fig.I.1.5 – Configurazione a flusso assiale a più moduli

Ciò consente di realizzare azionamenti in configurazione di tipi *Direct Drive*, dove il motore è cioè montato direttamente in asse con la ruota motrice, eliminando gli organi di trasmissione sede di perdite, oltre che di pesi e ingombri aggiuntivi.

Caratterizzata da una più elevata complessità costruttiva è poi la configurazione a flusso trasverso (fig.I.1.6).

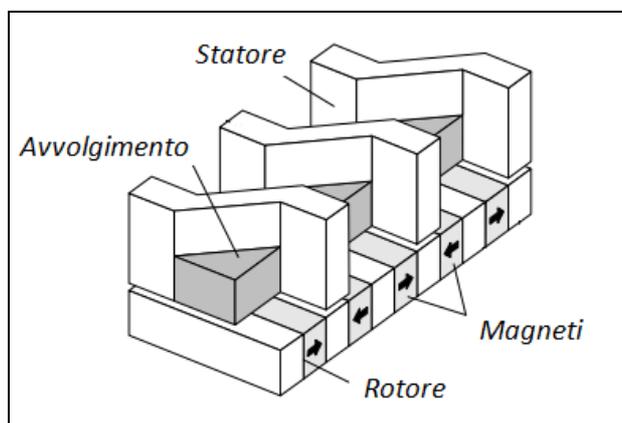


Fig.I.1.6 – Configurazione a flusso trasverso

La macchina a flusso trasverso, paragonata ai motori tradizionali, presenta caratteristiche costruttive completamente differenti. La tipica struttura tridimensionale, infatti, normalmente non consente la laminazione degli elementi ferromagnetici ed, inoltre, per il necessario piccolo passo polare è spesso richiesto un grande numero di magneti individuali. La caratteristica tipica di una macchina a flusso trasverso risiede nelle linee di campo magnetico, le quali presentano una sezione in cui il flusso è trasverso rispetto al piano di rotazione. L'avvolgimento di statore ha una forma ad anello e la direzione della corrente in esso circolante determina il verso di rotazione del rotore. La struttura del motore in questione presenta il vantaggio di avere il circuito elettrico quasi indipendente da quello magnetico, in modo da poter aumentare il numero delle coppie polari di macchina senza effetti significativi sui parametri elettrici. Ciò consente elevate coppie specifiche, dalle 3 alla 5 volte superiori rispetto a quelle dei motori tradizionali. L'altro vantaggio risiede nell'assenza di parti terminali dell'avvolgimento di statore a cui consegue una diminuzione delle perdite Joule nel rame. Di contro, vi sono anche alcuni svantaggi: elevati ripple di coppia; bassi fattori di potenza;

fluttuazioni nel valore medio della forza sviluppata dal motore; ciò ne determina lo scarso utilizzo in applicazioni industriali anche a causa della notevole complessità costruttiva, la quale richiede le più spinte precisioni possibili.

Indipendentemente dalla configurazione magnetica adottata, l'impiego dei magneti permanenti al posto del tradizionale avvolgimento di eccitazione complica le tecniche di controllo a campo indebolito ma conferisce alla macchina l'appellativo di motore 'Brushless', assente cioè di un sistema di strisciamento a spazzole per la continuità galvanica fra lo spazio fisso e quello mobile; si ereditano così i vantaggi tipici del motore ad induzione in termini di robustezza, affidabilità e manutenzione ridotta. La disponibilità di magneti permanenti alle terre rare, inoltre, se da un lato aumenta il costo di realizzazione della macchina, dall'altro garantisce elevate prestazioni specifiche in termini di coppia e potenza, riducendo i pesi e gli ingombri e facendo del motore sincrono a magneti permanenti una attraente alternativa ai motori più convenzionali quando le specifiche di progetto e di funzionamento divengano particolarmente stringenti.

## I.2 - MODELLO MATEMATICO

Uno dei modelli matematici che più si presta ad essere impiegato nella determinazione degli algoritmi di alimentazione in azionamenti controllati è scritto tramite i vettori spaziali delle grandezze di macchina (detti anche componenti simmetrici), e si fonda sulle convenzionali ipotesi semplificative che spesso si adottano nello studio delle macchine elettriche rotanti; fra queste troviamo ipotesi di simmetria trifase, trascurabilità di perdite e di cadute di f.m.m. nel ferro, trascurabilità delle armoniche superiori nella distribuzione di induzione. Nel caso più frequente di motore trifase, siano  $A_1(t)$ ,  $A_2(t)$ ,  $A_3(t)$  le tre generiche grandezze di fase del motore, il vettore:

$$\mathbf{A} = \frac{2}{3} \sum_{k=1}^3 A_k(t) e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)} \quad (1.2.1)$$

viene detto "vettore spaziale"; esso è il "componente simmetrico ai valori istantanei" della generica grandezza di macchina indicata con la lettera  $A$ . Un tale vettore può essere riferito sia allo spazio fisso, cioè nel riferimento statorico, sia allo spazio mobile, ossia nel riferimento di rotore. I riferimenti statorico e rotorico vengono ad essere così definiti: sullo statore le fasi dell'avvolgimento vengono numerate da 1 a 3 in senso orario e viene assunta un'ascissa angolare  $\alpha$  con origine ( $\alpha=0$ ) in corrispondenza dell'asse magnetico della prima fase e orientamento positivo quello orario (fig.I.2.1); sul rotore viene assunto come riferimento un'ascissa angolare  $\beta$ , con origine ( $\beta=0$ ) in corrispondenza dell'asse magnetico del rotore e verso positivo sempre quello orario (fig.I.2.1).

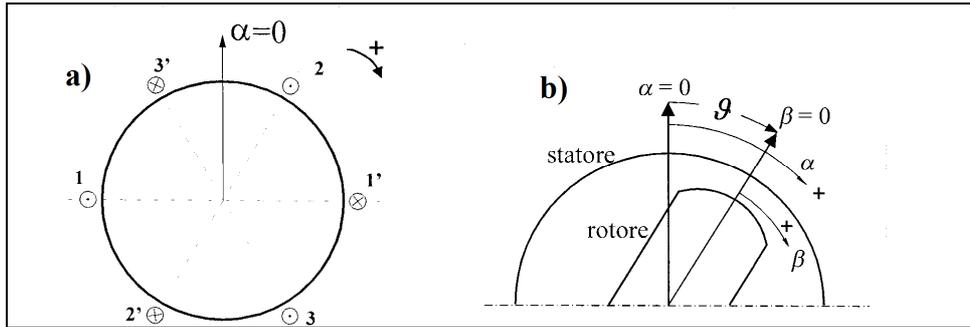


Fig.I.2.1 - Riferimenti di statore e di rotore

Con  $\vartheta$  è indicato l'angolo istantaneo tra i riferimenti solidali allo statore e al rotore esprimibile come:

$$\vartheta = \alpha - \beta \tag{1.2.2}$$

Restano così definiti un sistema di coordinate cartesiane  $Oxy$  solidale allo statore, con l'asse  $x$  coincidente con l'asse magnetico della prima fase ( $\alpha=0$ ), e un sistema di riferimento  $Odq$  solidale al rotore con l'asse  $d$  disposto lungo l'asse polare e ruotato rispetto al precedente di un angolo  $\vartheta$ .

Un generico vettore  $\mathbf{A}$  avente fase  $\varphi$  nel riferimento statorico, avrà fase  $(\varphi - \vartheta)$  in quello rotorico (fig.I.2.2).

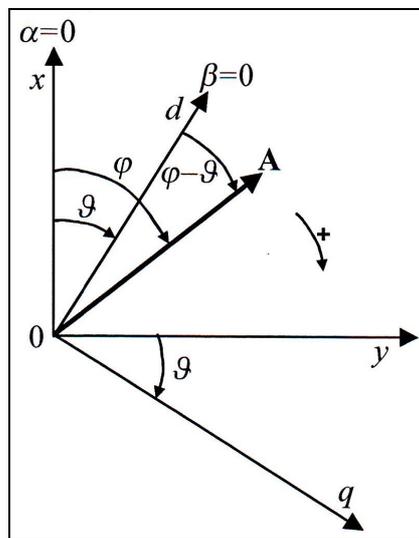


Fig.I.2.2 - Trasformazione da sistema statorico a rotorico

Il modello matematico ai valori istantanei della macchina brushless a magneti permanenti con albero rigido, statore trifase, rotore anisotropo e campo di eccitazione a distribuzione spaziale sinusoidale, è rappresentato nel riferimento fisso dal seguente set di equazioni:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + L_1 \frac{d}{dt} \left( \mathbf{i}_s e^{j2p\vartheta} \right) + j p \omega_r \Phi_r \\ M_e - M_L = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad \text{con: } M_e = \frac{3}{2} p \Im m \left\{ \Phi_r \mathbf{i}_s e^{-jp\theta} + L_1 \mathbf{i}_s^2 e^{-jp\theta} \right\} \end{cases} \tag{1.2.3}$$

dove:  $\mathbf{v}_s$  è il vettore spaziale delle tensioni di fase;  $\mathbf{i}_s$  è il vettore spaziale delle correnti di fase;  $\omega_r$  è la velocità angolare del rotore in  $rad/s$ ;  $p$  è il numero di coppie polari;  $R_s$  è la resistenza degli avvolgimenti statorici;  $L_s = L_m + L_{\sigma,s}$  è l'induttanza sincrona, somma dell'induttanza di mutua ( $L_m$ ) e di quella di dispersione ( $L_{\sigma,s}$ );  $L_1 = \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} L_m$  con  $\lambda_0$  e  $\lambda_1$  rispettivamente valore medio e prima armonica della permeanza di traferro;  $\Phi_r = \Phi_r e^{jpv}$  con  $\Phi_r$  flusso di rotore concatenato con lo statore;  $M_e$  è il momento della coppia elettromagnetica sviluppato dal motore;  $M_L$  è il momento della coppia di carico resistente;  $J$  è il momento d'inerzia equivalente delle masse rotanti riportato all'albero motore.

Lo stesso modello matematico può essere riscritto nel riferimento rotorico:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{v}_s^r = R_s \mathbf{i}_s^r + L_s \frac{d\mathbf{i}_s^r}{dt} + j p \omega_r L_s \mathbf{i}_s^r + L_1 \left[ \frac{d\mathbf{i}_s^r}{dt} + j p \omega_r \mathbf{i}_s^r \right] + j p \omega_r \Phi_r \\ M_e - M_L = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad \text{con: } M_e(t) = \frac{3}{2} p \Im m \left\{ \Phi_r \mathbf{i}_s^r + L_1 (\mathbf{i}_s^r)^2 \right\} \end{array} \right. \quad (1.2.4)$$

dove si sono indicate con apice  $r$  le grandezze nel sistema di riferimento rotorico.

Proiettando la prima equazione delle (1.2.4) sugli assi  $d, q$  (reale ed immaginario), si ha:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_q i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_d i_{sd} + \omega \Phi_r \end{array} \right. \quad (1.2.5)$$

in cui si è posto  $\omega = p \cdot \omega_r$ ,  $L_d = L_s - L_1$ , e  $L_q = L_s + L_1$ . Le quantità  $L_d$  e  $L_q$  sono dette rispettivamente induttanza d'armatura d'asse diretto e d'asse in quadratura, mentre le quantità  $v_{sd}, v_{sq}, i_{sd}, i_{sq}$  sono le componenti del vettore spaziale di tensione e del vettore spaziale di corrente lungo l'asse diretto, e lungo l'asse quadratura.

In termini di componenti lungo gli assi diretto ed in quadratura, l'espressione del momento elettromagnetico assume la forma:

$$M_e = \frac{3}{2} p i_{sq} \left[ \Phi_r + (L_d - L_q) i_{sd} \right] \quad (1.2.6)$$

Il primo termine della coppia elettromagnetica è dovuto all'interazione tra correnti di statore e flusso di rotore; il secondo termine rappresenta la cosiddetta "coppia di riluttanza" ed è dovuto alla

presenza dell'anisotropia magnetica del rotore ed alle correnti presenti sull'armatura. Il primo termine è nullo se  $i_{sq} = 0$  oppure se il flusso di rotore è nullo (come, ad esempio, nei motori a riluttanza variabile); mentre il secondo termine è nullo o quando si annulli una delle due componenti di corrente o anche nel caso in cui  $L_d = L_q$ , cioè in assenza di anisotropia magnetica del rotore.

Il modello ai valori istantanei in coordinate statoriche (1.2.3) può essere facilmente particolarizzato a regime stazionario sinusoidale imponendo le seguenti condizioni:

$$\begin{aligned}
 \omega_r &= \text{costante} \Rightarrow \vartheta = \omega_r t + \vartheta_0 \quad ; \quad p \omega_r = \omega \\
 \mathbf{v}_s(t) &= \sqrt{2} \mathbf{V}_s e^{j\omega t} \quad \text{con:} \quad \mathbf{V}_s = V_s e^{j\varphi_v} \\
 \mathbf{i}_s(t) &= \sqrt{2} \mathbf{I}_s e^{j\omega t} \quad \text{con:} \quad \mathbf{I}_s = I_s e^{j\varphi_i} \\
 \mathbf{e}_r(t) &= \sqrt{2} \mathbf{E}_0 e^{j\omega t} \quad \text{con:} \quad \mathbf{E}_0 = \frac{j\omega \Phi_r}{\sqrt{2}}; \\
 \Phi_r &= \Phi_r e^{j\psi}; \quad \mathbf{E}_0 = E_0 e^{j\left(\psi + \frac{\pi}{2}\right)}; \quad \psi = p \vartheta_0
 \end{aligned}
 \tag{1.2.7}$$

cioè la velocità di rotazione si assume costante e pari alla velocità di rotazione del campo magnetico rotante, tensione e corrente di armatura si assumono sinusoidali a pulsazione costante  $\omega$  e così pure la tensione indotta a vuoto  $\mathbf{E}_0$ .

L'equazione di equilibrio elettrico delle (1.2.3), tenuto conto anche delle (1.2.7) assume la seguente espressione:

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{E}_0 + (R_s + j X_s) \mathbf{I}_s + j X_1 \mathbf{I}_s e^{j2\psi}
 \tag{1.2.8}$$

in cui  $X_s = \omega L_s$  e  $X_1 = \omega L_1$ .

Nel caso di macchina isotropa ( $X_1 = 0$ ), la (1.2.8) è interpretabile con il circuito equivalente e con il diagramma vettoriale di di fig.I.2.3.

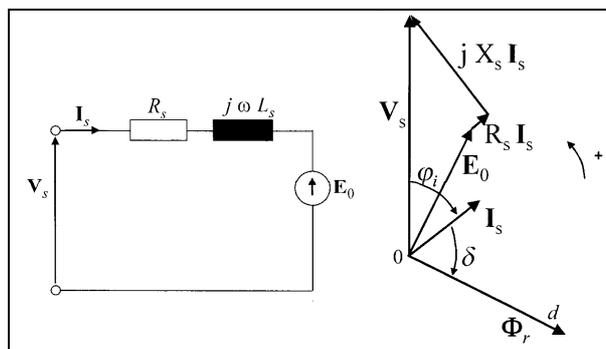


Fig.I.2.3 – Circuito equivalente e diagramma vettoriale e regime stazionario sinusoidale per macchine isotrope

ed il momento della coppia elettromagnetica assume l'espressione:

$$M_e = \frac{3p E_0 I_s}{\omega} \sin \delta \quad \text{con: } \delta = (\varphi_i - \psi) \quad (1.2.9)$$

Dalla (1.2.9) si deduce che, per fissati valori della pulsazione  $\omega$ , del flusso di rotore e quindi della tensione indotta a vuoto  $E_0$ , in corrispondenza dell'ampiezza  $I_s$  della corrente di armatura, la coppia varia al variare dell'angolo delta tra flusso di rotore e f.m.m. di armatura e assume il massimo in corrispondenza di  $\delta=\pi/2$ .

Nel caso di macchina anisotropa, invece, l'espressione del momento della coppia elettromagnetica diviene:

$$M_e = \frac{3p E_0 I_s}{\omega} \sin \delta + 3p L_1 I_s^2 \sin 2\delta \quad (1.2.10)$$

dove, oltre al termine di coppia dovuto alla presenza del flusso rotorico, è possibile rilevare la presenza della cosiddetta "coppia di riluttanza", dovuta all'anisotropia rotorica e variabile con il  $\sin(2\delta)$ . Per macchine anisotrope, quindi, il valore massimo di coppia può non aversi in corrispondenza della condizione di f.m.m. di armatura in quadratura col flusso di rotore ( $\delta=\pi/2$ ), ma per valori  $\delta < \pi/2$ .

### I.3 - STRATEGIE DI CONTROLLO CONVENZIONALI

Il problema del controllo consiste nel determinare gli ingressi da fornire al motore in modo che esso sviluppi una certa coppia  $M_e^*$  e si porti a lavorare ad una certa velocità  $\omega_r^*$  di regime.

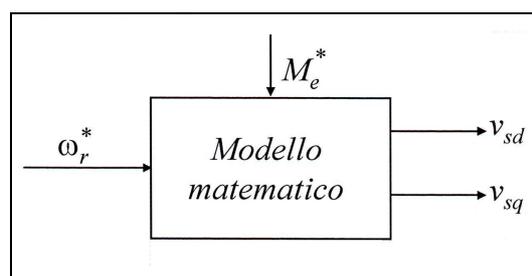


Fig.I.3.1 - Il problema del controllo

Dati i valori di coppia e velocità desiderati, dalle (1.2.5) e dalla (1.2.6) si deduce che le incognite sono quattro ( $i_{sd}, i_{sq}, v_{sd}, v_{sq}$ ), cioè una in più delle equazioni a disposizione; pertanto, gli ingressi dal fornire al motore risultano non univocamente definiti. Per risolvere il problema è necessario aggiungere una condizione ausiliaria detta *strategia di controllo* o *algoritmo di controllo*; si tratta, nella sostanza, di una ulteriore equazione nelle stesse incognite che va a saturare i gradi di libertà del modello matematico.

Uno degli algoritmi di controllo maggiormente impiegati è quello il cui obiettivo è minimizzare il modulo della corrente assorbita  $I_s$ , fissata certa coppia  $M_e^*$ , o, il che è lo stesso, massimizzare la coppia sviluppata dal motore, avendo fissato il modulo della corrente assorbita: *Algoritmo di controllo a “massimo rapporto coppia/corrente”*. È facile dimostrare che il rapporto tra coppia sviluppata e corrente assorbita risulta massimo quando le componenti di corrente secondo gli assi  $d$  e  $q$  rispettano la seguente condizione:

$$\begin{cases} i_{sd}^2 + \frac{\Phi_r}{L_d - L_q} i_{sd} - i_{sq}^2 = 0 & (L_d \neq L_q) \\ i_{sd} = 0 & (L_d = L_q) \end{cases} \quad (1.3.1)$$

Vi sono poi altre strategie di controllo dette “*a flusso costante*” che puntano a rendere costante il modulo del flusso di statore o del flusso al traferro, mentre restano poco utilizzate le strategie atte a massimizzare il rendimento energetico data la difficoltà di computare in maniera analitica le perdite nel ferro per isteresi e correnti parassite. Talvolta la strategia di controllo può anche essere di tipo numerico piuttosto che analitico, quando ad esempio si è mappato il rendimento del motore per diverse condizioni di funzionamento tramite delle misure off-line; tale approccio però, benché efficace per lo specifico motore, perde carattere di generalità e richiederebbe un aggiornamento periodico delle traiettorie di ottimo derivanti dalle misure.

#### I.4 – LIMITI OPERATIVI E VELOCITÀ CARATTERISTICHE

Come per tutti gli azionamenti alimentati da convertitori statici, esistono dei valori limite per la corrente e la tensione che non vanno oltrepassati, pena il malfunzionamento se non la rottura della macchina oppure dei dispositivi elettronici costituenti il convertitore. Per evitare l’insorgere di fenomeni di saturazione magnetica, inoltre, occorre che il flusso concatenato di statore non superi il valore nominale e, per proteggere la macchina dalla smagnetizzazione dei magneti permanenti, si deve avere che la componente di asse diretto della corrente non produca un flusso tale da indebolire il campo magnetico prodotti dai magneti permanenti oltre un valore prefissato. Trascurando i parametri resistivi, i limiti operativi di un motore sincrono a magneti permanenti possono tradursi nel seguente sistema di disequazioni:

$$\begin{cases} I_s^2 = i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq I_L^2 \\ V_s^2 \cong \omega^2 \left[ L_q^2 i_{sq}^2 + (L_d i_{sd} + \Phi_r)^2 \right] \leq V_L^2 \\ \Phi_s^2 = (L_d i_{sd} + \Phi_r)^2 + (L_q i_{sq})^2 \leq \Phi_{s,n}^2 \\ L_d i_{sd} \geq -k_s \Phi_r \end{cases} \quad (1.4.1)$$

dove:  $I_s$  è il modulo del vettore corrente;  $I_L$  è la corrente limite;  $V_s$  è il modulo del vettore tensione;  $V_L$  è la tensione limite;  $\Phi_s$  è il modulo del vettore flusso concatenato di statore;  $\Phi_{s,n}$  è il flusso magnetico nominale concatenato con lo statore;  $k_s \in [0,1]$  è il fattore di smagnetizzazione.

Tali limiti operativi delimitano il dominio di funzionamento della macchina nel piano coppia-velocità e possono utilmente essere rappresentati anche nel “piano di controllo”: un piano cartesiano sul quale si riportano in ascissa i valori di  $i_{sd}$  ed in ordinata i valori di  $i_{sq}$ ; ciò mira a favorire la comprensione delle modalità secondo cui opera la strategia di controllo, dandone una immediata interpretazione grafica. Nel piano di controllo, l’espressione del limite di corrente, la prima delle (1.4.1), presa con il segno di uguaglianza è l’equazione di una circonferenza di centro (0,0) e raggio  $I_L$ ; l’espressione del limite di tensione è l’equazione di una ellisse di centro

$\left(-\frac{\Phi_r}{L_d}, 0\right)$  e raggi  $\frac{V_L}{\omega L_q}$ , parallelo all’asse delle ordinate, e  $\frac{V_L}{\omega L_d}$ , parallelo all’asse delle ascisse;

l’espressione del limite di saturazione è l’equazione di una ellisse di centro  $\left(-\frac{\Phi_r}{L_d}, 0\right)$  e raggi

$\frac{\Phi_{s,n}}{L_q}$ , parallelo all’asse delle ordinate, e  $\frac{\Phi_{s,n}}{L_d}$ , parallelo all’asse delle ascisse; l’espressione del

limite di smagnetizzazione è l’equazione di una retta parallela all’asse delle ordinate per un valore dell’ascissa pari a  $\left(-k_s \frac{\Phi_r}{L_s}\right)$ .

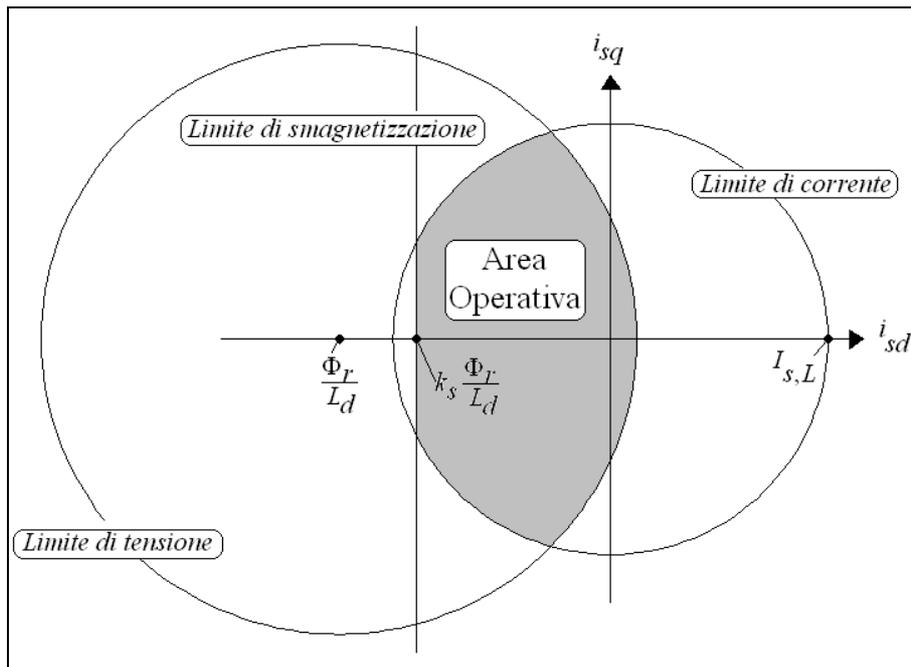


Fig.I.4.1 – Limiti operativi nel piano di controllo e area operativa

La presenza dei vincoli impone che la coppia ordinata  $(i_{sd}, i_{sq})$  ricada nell'intersezione di queste aree o, al più, sul relativo perimetro, dovendo essere sempre soddisfatte contemporaneamente tutte le condizioni di vincolo. A tale intersezione di aree viene dato il nome di *area operativa*; a titolo di esempio in fig.I.4.1 si propone una rappresentazione dei limiti operativi di cui alle (1.4.1) sul piano di controllo.

In fig.I.4.1 si è omesso di rappresentare il limite di saturazione, ciò è giustificato dal fatto che la seconda e la terza delle (1.4.1) hanno la stessa espressione formale e vengono a coincidere quando la velocità di rotazione è pari a un determinato valore detto *velocità di saturazione*  $\omega_{r,sat}$  :

$$\omega_{r,sat} = \frac{V_L}{p \Phi_{s,n}} \quad (1.4.2)$$

Per velocità superiori a  $\omega_{r,sat}$  il limite di saturazione è all'interno del limite di tensione e, quindi, l'intersezione delle due aree coincide con l'area racchiusa dal solo limite di tensione; i due limiti operativi si possono cioè inglobare assicurando che il limite di tensione sia soddisfatto per  $\omega_r \geq \omega_{r,sat}$ .

L'area operativa rappresentata in fig.I.4.1 viene a modificarsi in espansione o in restringimento a seconda di come varia la velocità di rotazione del motore, la quale compare esplicitamente nella seconda delle (1.4.1). Esisteranno, inoltre, dei particolari valori di velocità che determinano l'intersezione di due o più vincoli operativi in punti specifici del piano di controllo. Tali velocità caratteristiche sono: *la velocità base*  $\omega_{r,B}$ ; *la velocità a vuoto ideale*  $\omega_{r,0}$ ; *la velocità di smagnetizzazione*  $\omega_{r,s}$ ; *la velocità di smagnetizzazione limite*  $\omega_{r,sL}$ ; *la velocità limite*  $\omega_{r,L}$ . In fig.I.4.2 si riportano le rappresentazione grafiche del limite di tensione a tali velocità caratteristiche nel caso di un motore isotropo.

La *velocità base*  $\omega_{r,B}$  è quel valore di velocità per il quale accade che la rappresentazione geometrica del limite di tensione, la rappresentazione geometrica del limite di corrente, e il luogo dei punti a massimo rapporto coppia corrente (1.3.1) si intersecano nel medesimo punto (punto A in fig.I.4.2, punto A' in fig.I.4.3); è di conseguenza la massima velocità raggiungibile a tensione limite e a corrente limite nel rispetto della (1.3.1).

La *velocità a vuoto ideale*  $\omega_{r,0}$  è quel valore di velocità per il quale accade che la rappresentazione geometrica del limite di tensione e il luogo dei punti a massimo rapporto coppia/corrente (1.3.1) si intersecano nell'origine degli assi (punto B in fig.I.4.2); è di conseguenza

la massima velocità raggiungibile a tensione limite nel rispetto della (1.3.1), e in particolare per valori nulli delle componenti di corrente secondo gli assi  $d,q$ .

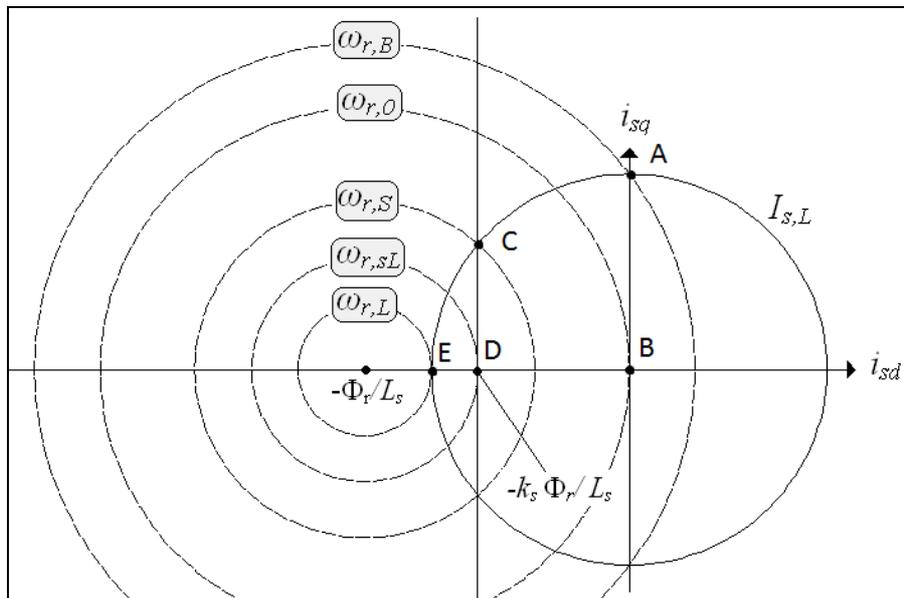


Fig.I.4.2 – Velocità caratteristiche nel piano di controllo

La *velocità di smagnetizzazione*  $\omega_{r,s}$  è quel valore di velocità, definibile solo quando la retta relativa al limite di smagnetizzazione sia in parte interna al cerchio rappresentativo del limite di corrente, per il quale accade che la rappresentazione geometrica del limite di tensione, la rappresentazione geometrica del limite di corrente e la rappresentazione geometrica del limite di smagnetizzazione si intersecano nel medesimo punto (punto C in fig.I.4.2); è di conseguenza la massima velocità raggiungibile a tensione limite e a corrente limite nel rispetto del limite di smagnetizzazione.

La *velocità di smagnetizzazione limite*  $\omega_{r,sL}$  è quel valore di velocità per il quale accade che la rappresentazione geometrica del limite di tensione, interseca la retta rappresentativa del limite di smagnetizzazione in un solo punto di ordinata zero (punto D in fig.I.4.2); è di conseguenza la massima velocità raggiungibile nel rispetto del limite di tensione e del limite di smagnetizzazione.

La *velocità limite*  $\omega_{r,L}$  è il più piccolo valore di velocità per il quale accade che l'intersezione fra le rappresentazioni geometriche del vincolo di tensione e corrente risulta nulla (punto E in fig.I.4.2); è di conseguenza la massima velocità raggiungibile nel rispetto dei limiti di tensione e corrente.

Le espressioni analitiche delle velocità caratteristiche sono facilmente ottenibile tramite la risoluzione di sistemi di equazioni in cui ad uno o più vincoli si impone l'appartenenza ai punti A,B,C,D ed E di fig.I.4.2; nel caso di macchina isotropa, ad esempio, tali espressioni risultano essere:

$$\omega_{r,B} = \frac{V_L}{p \sqrt{\Phi_r^2 + L_s^2 I_{s,L}^2}} \quad (1.4.3)$$

$$\omega_{r,0} = \frac{V_L}{p \Phi_r} \quad (1.4.4)$$

$$\omega_{r,S} = \frac{V_L}{p \sqrt{(L_s I_{s,L})^2 + \Phi_r^2 (1 - 2k_s)}} \quad (1.4.5)$$

$$\omega_{r,sL} = \frac{V_L}{p \Phi_r (1 - k_s)} \quad (1.4.6)$$

$$\omega_{r,L} = \frac{V_L}{p (\Phi_r - L_s I_{s,L})} \quad (1.4.7)$$

Le definizioni formali che precedono queste ultime cinque espressioni sono valide sia per macchine isotrope che per macchina anisotrope, è evidente, però, che nel caso di un motore anisotropo, essendo il luogo dei punti a massimizzazione coppia/corrente (1.3.1) rappresentato da una parabola, dovrà farsi riferimento ad una situazione del tipo di quella rappresentata in fig.I.4.3 dove il punto A' sostituisce il punto A di fig.I.4.2.

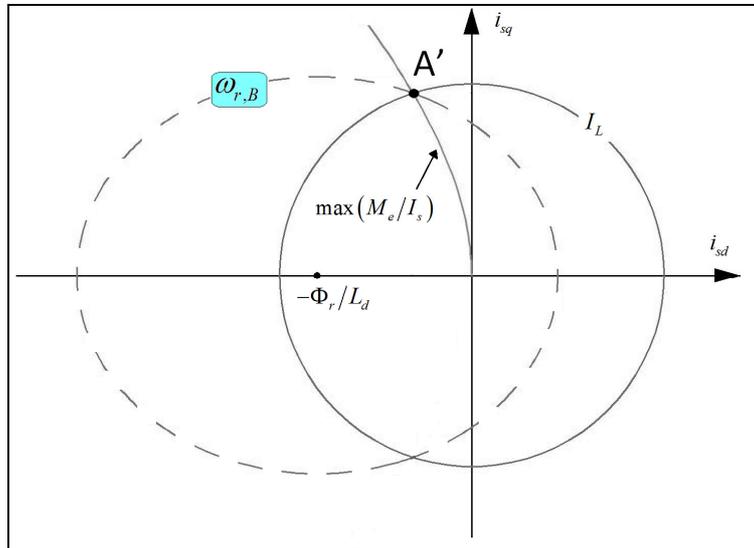


Fig.I.4.3 – Velocità base nel piano di controllo per motori anisotropi

Si fa notare, a questo punto, che la massima velocità teoricamente raggiungibile dal motore nel rispetto di tutti i vincoli è quella per cui si annulla l'area operativa, essa è pari a  $\omega_{r,L}$  quando la retta rappresentativa il vincolo di smagnetizzazione cade all'esterno del cerchio rappresentativo il vincolo di corrente, mentre coincide con  $\omega_{r,sL}$  quando tale retta è in parte interna al cerchio.

Un'altra importante considerazione riguarda il centro dell'ellisse (o del cerchio nel caso di macchina isotropa) che rappresenta il vincolo sulla tensione massima. In fig.I.4.2 si è supposto che tale punto sia esterno al cerchio relativo alla corrente  $(\Phi_r/L_d) > I_L$ , e tale è in effetti la situazione più comune, in alcune realizzazioni però accade l'opposto; in tal caso la macchina potrebbe raggiungere una velocità teoricamente infinita, salvo intervenire un limite meccanico dovuto alla tenuta dei cuscinetti e al bilanciamento del rotore (fig.I.4.3).

### I.5 – DOMINIO DI FUNZIONAMENTO

Nel costruire il dominio di funzionamento di un motore sincrono a magneti permanenti si può effettuare un dualismo fra il piano di controllo ed il piano coppia-velocità, riferendosi a punti di funzionamento appartenenti ai bordi dell'area operativa. In particolare, si può immaginare di far crescere la velocità angolare, partendo da un valore nullo, e calcolare la massima coppia sviluppabile al variare di  $\omega_r$ .

#### I.5.1 - MACCHINA ISOTROPA

Nel caso di macchina isotropa la coppia è proporzionale alla sola componente lungo l'asse quadratura della corrente (1.2.6); ciò consente un immediato parallelismo fra il piano di controllo e il piano coppia-velocità. Per velocità inferiori a  $\omega_{r,B}$  la massima coppia sviluppabile è proporzionale all'ordinata del punto A in fig.I.4.2 che corrisponde alla corrente limite  $I_L$ . Per velocità superiori a  $\omega_{r,B}$  si ha una situazione del tipo di quella rappresentata in fig.I.5.1 con una coppia massima sviluppabile proporzionale all'ordinata del punto B, del punto M o del punto C, a seconda che la velocità sia  $\omega_{r,1}$ ,  $\omega_{r,0}$  o  $\omega_{r,2}$ .

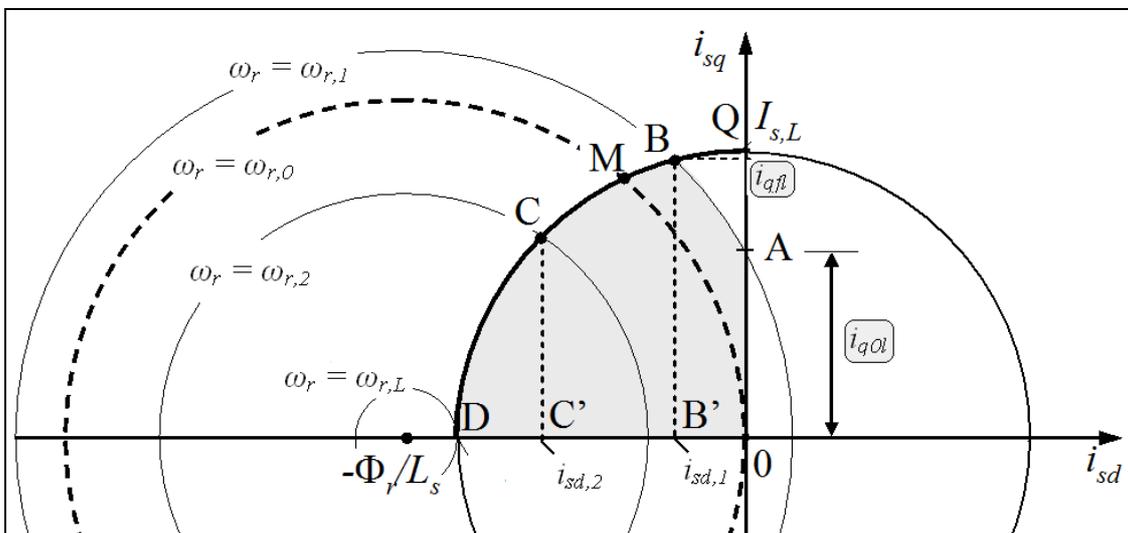


Fig.I.5.1 – Componenti limite di corrente per velocità superiori alla velocità base

La massima componente quadratura della corrente si può ottenere, in questo caso, determinando il punto di intersezione fra il cerchio rappresentativo del limite di corrente e quello di tensione. Tale quantità, indicata con il simbolo  $i_{qfl}$ , è una funzione della velocità di rotazione del motore; è facile verificare che risulta:

$$i_{qfl} = \sqrt{I_L^2 - \frac{I}{4L_s^2\Phi_r^2} \left[ \left( \frac{V_L}{\omega} \right)^2 - \Phi_r^2 - (L_s I_L)^2 \right]^2} \quad (1.5.1)$$

Si fa notare che per ottenere tale corrente bisogna imporre al motore anche una componente di corrente negativa d'asse diretto (punti B, M e C di fig.I.4.2) pari a:

$$i_{df} = \frac{I}{2L_s\Phi_r} \left[ \left( \frac{V_L}{\omega} \right)^2 - \Phi_r^2 - (L_s I_L)^2 \right] \quad (1.5.2)$$

Si viola cioè la condizione (1.3.1) che garantisce la massimizzazione del rapporto coppia/corrente. I pedici  $f$  ed  $l$  relativi alla nomenclatura  $i_{qfl}$ , infatti, stanno a significare che tale quantità è una corrente *limite* per la quale è necessario operare sul *flusso* di macchina; una componente negativa di  $i_{sd}$  contribuisce all'indebolimento del campo magnetico e, quindi, alla riduzione del flusso al traferro.

Se, invece, si vuole ricavare la massima componente quadratura della corrente nel rispetto della (1.3.1) si deve fare riferimento al punto di intersezione fra il cerchio relativo al limite di tensione e l'asse delle ordinate (punto A in fig.I.5.1). Tale quantità, indicata con il simbolo  $i_{q0l}$ , è anch'essa una funzione di  $\omega_r$  e risulta essere pari a:

$$i_{q0l} = \frac{1}{L_s} \sqrt{\frac{V_L^2}{\omega^2} - \Phi_r^2} \quad (1.5.3)$$

Quest'ultima corrente limite, la quale si annulla alla velocità  $\omega_{r,0}$ , non rappresenta il bordo del dominio di funzionamento, potendo sempre sviluppare momenti di coppia superiore riferendosi alla  $i_{qfl}$ . Essa rappresenta, piuttosto, un confine di transizione fra il luogo dei punti del dominio di funzionamento in cui è ancora possibile rispettare la (1.3.1) e quelli in cui è necessario imporre una  $i_{sd} \neq 0$  rinunciando alla massimizzazione del rapporto coppia/corrente.

Quando il limite di smagnetizzazione è non vincolante ( $k_s \cdot \Phi_r / L_s > I_L$ ), il bordo del dominio di funzionamento è rappresentato da  $i_{qfl}$  fino alla velocità  $\omega_{r,L}$ . Se, invece,  $k_s \cdot \Phi_r / L_s < I_L$  allora la  $i_{qfl}$  potrà mantenersi fino alla velocità  $\omega_{r,S}$ . Per velocità maggiori di  $\omega_{r,S}$  ci si dovrà riferire ad una nuova quantità indicata con il simbolo  $i_{qsl}$ :

$$i_{qsl} = \frac{I}{L_s} \sqrt{\left(\frac{V_L}{p \omega_r}\right)^2 - \Phi_r^2 (1 - k_s)^2} \quad (1.5.4)$$

che rappresenta l'ordinata fra la rappresentazione geometrica del limite di tensione e la retta rappresentativa del limite di smagnetizzazione; tale corrente rappresenterà il limite del dominio di funzionamento fino alla velocità  $\omega_{r,sL}$ .

All'inizio di questo paragrafo si è detto che per basse velocità ( $\omega_r < \omega_{r,B}$ ) la massima  $i_{sq}$  coincide con  $I_L$ , ciò in effetti è vero solo quando il vincolo di saturazione interviene a velocità minori della velocità base ( $\omega_{r,sat} < \omega_{r,B}$ ); quando cioè il vincolo di tensione include il vincolo di saturazione già a  $\omega_{r,B}$ . Nel caso in cui, invece,  $\omega_{r,sat} > \omega_{r,B}$ , allora anche a velocità zero e fino alla  $\omega_{r,sat}$  ci si dovrà riferire ad un valore costante limite per  $i_{sq}$  indicato con il simbolo  $i_{q,sat}$ . Lo stesso può dirsi per il limite di transizione fra il luogo dei punti del dominio di funzionamento in cui è ancora possibile rispettare la (1.3.1) e quelli in cui è necessario imporre una  $i_{sd} \neq 0$ ; tale limite è indicato con il simbolo  $i_{q0,sat}$ . I valori  $i_{q,sat}$  e  $i_{q0,sat}$  possono facilmente essere ricavati particolarizzando le espressioni di  $i_{qfl}$  e  $i_{q0l}$  alla velocità  $\omega_{r,sat}$ .

$$i_{q,sat} = i_{qfl}(\omega_{r,sat}) \quad ; \quad i_{q0,sat} = i_{q0l}(\omega_{r,sat}) \quad (1.5.5)$$

Va da se che all'aumentare della velocità e superato il punto  $\omega_r = \omega_{r,sat}$  ci si può riferire alle espressioni precedentemente calcolate per delimitare il dominio di funzionamento.

Si può, a questo punto, definire una massima componente di corrente lungo l'asse quadratura  $i_{q,max}$  con la seguente notazione sintetica:

$$i_{q,max} = \left\{ \begin{array}{l} \text{caso 1 : } (\omega_{r,sat} < \omega_{r,B}), \left( k_s \frac{\Phi_r}{L_s} > I_L \right) \rightarrow \begin{cases} I_L & (0 \leq \omega_r < \omega_{r,B}) \\ i_{qfl} & (\omega_{r,B} \leq \omega_r < \omega_{r,L}) \\ 0 & (\omega_{r,L} \leq \omega_r < \infty) \end{cases} \\ \text{caso 2 : } (\omega_{r,sat} > \omega_{r,B}), \left( k_s \frac{\Phi_r}{L_s} < I_L \right) \rightarrow \begin{cases} i_{q,sat} & (0 \leq \omega_r < \omega_{r,sat}) \\ i_{qfl} & (\omega_{r,sat} \leq \omega_r < \omega_{r,L}) \\ 0 & (\omega_{r,L} \leq \omega_r < \infty) \end{cases} \\ \text{caso 3 : } (\omega_{r,sat} < \omega_{r,B}), \left( k_s \frac{\Phi_r}{L_s} < I_L \right) \rightarrow \begin{cases} I_L & (0 \leq \omega_r < \omega_{r,B}) \\ i_{qfl} & (\omega_{r,B} \leq \omega_r < \omega_{r,S}) \\ i_{qsl} & (\omega_{r,S} \leq \omega_r < \omega_{r,sL}) \\ 0 & (\omega_{r,sL} \leq \omega_r < \infty) \end{cases} \\ \text{caso 4 : } (\omega_{r,sat} > \omega_{r,B}), \left( k_s \frac{\Phi_r}{L_s} > I_L \right) \rightarrow \begin{cases} i_{q,sat} & (0 \leq \omega_r < \omega_{r,sat}) \\ i_{qfl} & (\omega_{r,sat} \leq \omega_r < \omega_{r,S}) \\ i_{qsl} & (\omega_{r,S} \leq \omega_r < \omega_{r,sL}) \\ 0 & (\omega_{r,sL} \leq \omega_r < \infty) \end{cases} \end{array} \right. \quad (1.5.6)$$

La  $i_{q,max}$  - a meno di un fattore di proporzionalità - rappresenta anche la massima coppia sviluppabile dal motore.

Allo stesso modo si può definire il confine di transizione fra il luogo dei punti del dominio di funzionamento in cui è ancora possibile rispettare la (1.3.1) e quelli in cui è necessario indebolire il campo al traferro:

$$i_{q0,max} = \left\{ \begin{array}{l} \text{caso 1 e 3 : } (\omega_{r,sat} < \omega_{r,B}) \rightarrow \begin{cases} I_L & (0 \leq \omega_r < \omega_{r,B}) \\ i_{q0l} & (\omega_{r,B} \leq \omega_r < \omega_{r,0}) \\ 0 & (\omega_{r,0} \leq \omega_r < \infty) \end{cases} \\ \text{caso 2 e 4 : } (\omega_{r,sat} > \omega_{r,B}) \rightarrow \begin{cases} i_{q0,sat} & (0 \leq \omega_r < \omega_{r,sat}) \\ i_{q0l} & (\omega_{r,sat} \leq \omega_r < \omega_{r,0}) \\ 0 & (\omega_{r,0} \leq \omega_r < \infty) \end{cases} \end{array} \right. \quad (1.5.7)$$

Con perfetta analogia di simboli in fig.I.5.2 si riporta l'aspetto qualitativo del dominio di funzionamento nel piano coppia-velocità per come apparirebbe quando ci si ritrovi in una situazione relativa al caso 1 della (1.5.6).

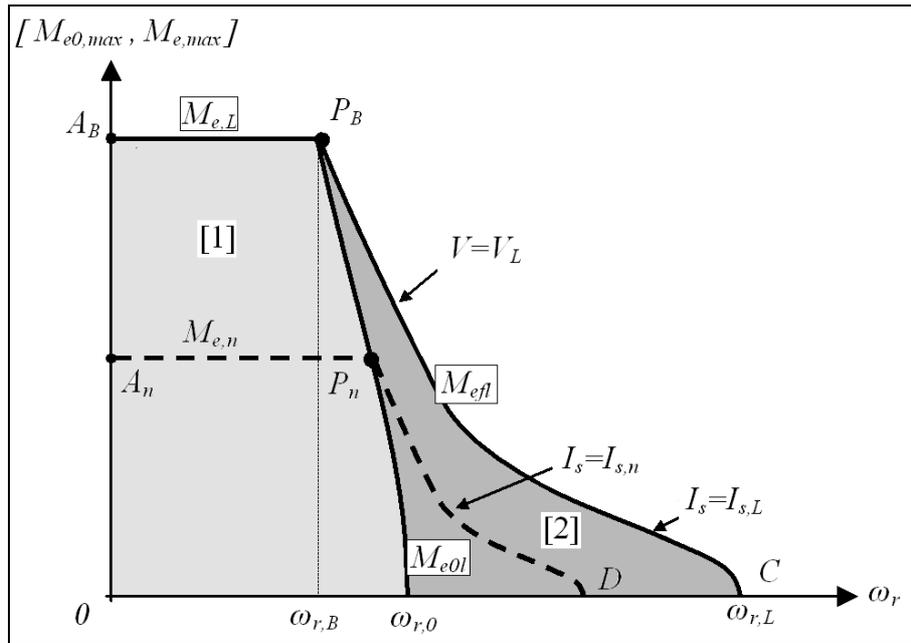


Fig.1.5.2 – Dominio di funzionamento nel caso 1 della (1.2.5)

Si osserva, come del resto è ovvio, che tali caratteristiche sono il luogo dei punti singolarmente determinati in condizioni di funzionamento stazionario; sono pertanto delle caratteristiche stazionarie (o statiche).

Il contorno superiore del dominio di funzionamento di fig.I.5.2 rappresenta la massima coppia sviluppabile dal motore alle varie velocità ( $M_{e,max}$ ): su tale contorno si avrà che la corrente assorbita dal motore è pari al valore limite  $I_L$ . La  $M_{e,max}$  si compone di un primo tratto costante  $M_{e,L}$  (tratto  $A_B P_B$ ) dove la tensione cresce con la velocità da zero fino a  $V_L$  (punto  $P_B$  a velocità base  $\omega_{r,B}$ ). Superata la velocità base, la coppia sviluppabile decresce con la velocità secondo la funzione proporzionale a  $i_{qfl}$  (curva  $P_B C$ ) per annullarsi quando  $\omega_r$  ha raggiunto la velocità limite  $\omega_{r,L}$ , mentre la tensione rimane costante e pari al valore limite  $V_L$ .

In fig.I.5.2 è anche riportata la curva a corrente nominale (linea tratteggiata): tale curva riproduce la  $M_{e,max}$  a meno del rapporto fra la corrente limite e la corrente nominale e il dominio interno ad essa rappresenta il luogo dei punti di funzionamento a regime continuativo di durata illimitata.

Sempre in fig.I.5.2, inoltre, si sottolinea la differenza tra una zona [1] in grigio chiaro, contenente il luogo dei punti in cui è possibile rispettare l’algoritmo di massimizzazione coppia/corrente (1.3.1), e una zona [2] in grigio scuro, di funzionamento a campo indebolito.

Per i casi 2, 3 e 4 della (1.5.6) il dominio di funzionamento rappresentato in fig.I.5.2 viene a modificarsi in quello rappresentato alla fig.I.5.3:

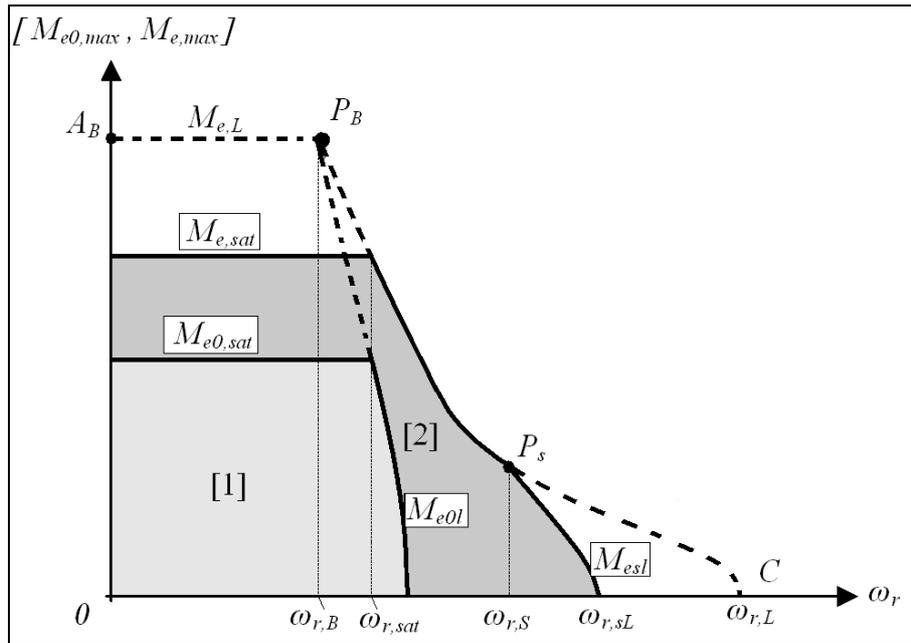


Fig.I.5.3 – Dominio di funzionamento nei casi 2,3 e 4 della (1.2.5)

Si avrà, cioè, una o due porzioni di area mancanti: la porzione in alto a sinistra se interviene il solo vincolo di saturazione (caso 2); la porzione in basso a destra se interviene il solo vincolo di smagnetizzazione (caso 3); entrambe queste due porzioni se intervengono sia il limite di saturazione sia quello di smagnetizzazione (caso 4).

### I.5.1 - MACCHINA ANISOTROPA

Nel caso di macchina anisotropa il momento della coppia elettromagnetica non è più proporzionale alla sola componente quadratura della corrente di statore ma dipende anche dalla componente d'asse diretto. Il tal caso, è utile riportare sul piano di controllo le rappresentazioni grafiche del luogo dei punti a coppia costante. L'espressione del momento della coppia elettromagnetica (1.2.6), per ogni fissato valore di coppia, è rappresentata sul piano di controllo da una iperbole equilatera di asintoti  $i_d = \Phi_r / (L_q - L_d)$ ,  $i_q = 0$ ; se ne riporta un esempio in fig.I.5.4.

Di conseguenza, nel definire la massima coppia sviluppabile per ogni velocità di rotazione bisognerà modificare le espressioni analitiche della componente quadratura di corrente limite precedentemente calcolate ( $i_{qfl}$ ,  $i_{qsat}$ ,  $i_{qsl}$ ,  $i_{q0l}$ ) e aggiungere le corrispondenti espressioni in termini di corrente d'asse diretto ( $i_{dfl}$ ,  $i_{dsat}$ ,  $i_{dsl}$ ,  $i_{d0l}$ ), pervenendo alla formulazione di valori di coppia del tipo  $M_{eff}=f(i_{dfl},i_{qfl})$ ,  $M_{esat}=f(i_{dsat},i_{qsat})$ ,  $M_{esl}=f(i_{dsl},i_{qsl})$ ,  $M_{e0l}=f(i_{d0l},i_{q0l})$  secondo la (1.2.6); il calcolo di tali espressioni viene ommesso per brevità.

Tali valori di coppia limite andranno poi combinati in maniera perfettamente analoga a quanto riassunto nella (1.5.6); si può immaginare di sostituire la notazione  $i_q$  di corrente con il simbolo  $M_e$ , in modo da rappresentare il momento della coppia elettromagnetica. Il dominio di funzionamento

nel piano coppia-velocità avrà lo stesso aspetto qualitativo di quello già mostrato alle fig.I.5.2 e fig.I.5.3 a seconda che si ricada nei casi da 1 a 4, e lo stesso può dirsi del limite della zona di transizione fra il luogo dei punti in cui è possibile massimizzare il rapporto coppia/corrente e quello in cui è necessario operare a campo indebolito.

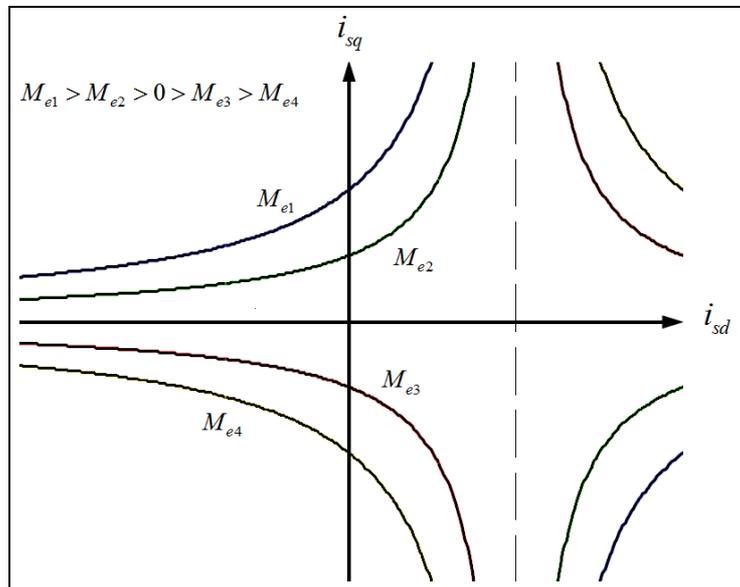


Fig.I.5.4 – Luogo dei punti a coppia costante nel piano di controllo per macchine anisotrope

Con riferimento a quest'ultima asserzione, è importante sottolineare che per una macchina anisotropa rispettare la (1.3.1) non vuol dire mantenere  $i_{sd}=0$ ; per ogni  $i_{sq} \neq 0$ , infatti, la  $i_{sd}$  è non nulla, ma positiva o negativa a seconda del segno della quantità  $L_d - L_q$ . Il motore potrebbe cioè già lavorare a campo indebolito (o rafforzato), anche nella zona del dominio di funzionamento in cui si massimizza il rapporto coppia/corrente; il flusso a traferro verrà ulteriormente ridotto quando, volendo sviluppare coppie superiori, o volendo aumentare la velocità, si è costretti a violare la condizione (1.3.1).

## I.6 – CALCOLO DEI RIFERIMENTI DI CORRENTE

### I.6.1 - MACCHINA ISOTROPA

Con riferimento ai limiti di corrente di cui al precedente paragrafo e nel caso di motore isotropo, si possono ora fornire le espressioni analitiche dei riferimenti di corrente  $i_{sd}^*$ ,  $i_{sq}^*$  atti ad assicurare che il motore sincrono a magneti permanenti sviluppi il momento della coppia elettromagnetica desiderato  $M_e^*$  alla generica velocità  $\omega_r$ :

$$i_{sq}^* = \frac{M_e^*}{\frac{3}{2} p \Phi_r} \tag{1.6.1}$$

$$i_{sd}^* = \begin{cases} 0 & (|i_{sq}^*| \leq |i_{q0,max}|) \\ i_{df} & (|i_{sq}^*| > |i_{q0,max}|) \end{cases} \quad (1.6.2)$$

con

$$i_{df} = -\frac{\Phi_r}{L_s} + \sqrt{\left(\frac{V_L}{\omega L_s}\right)^2 - (i_{sq}^*)^2} \quad (1.6.3)$$

dove si ricorda che  $i_{sq}^*$  è limitato a  $i_{q,max}$ .

La componente di corrente  $i_{df} < 0$  è necessaria a mantenere l'estremo del vettore spaziale di corrente  $\mathbf{i}_s$  entro l'area operativa quando la  $i_{sq}^*$  risulta maggiore della  $i_{q0,max}$ ; tale corrente, però, costituisce una violazione della (1.3.1). Si dice, pertanto, che si passa dalla strategia a *massimizzazione del rapporto coppia/corrente* ad una strategia di controllo *ad indebolimento di campo* (o deflussaggio).

È importante far notare, a questo punto, che la quantità di  $i_{df}$  è calcolata invertendo l'espressione analitica del solo limite di tensione (seconda delle (1.4.1) presa col segno di uguaglianza), essa assicura cioè che la tensione sia pari a  $V_L$  e, di conseguenza, il modulo della corrente viene ad essere il minimo possibile. La situazione è evidente se si guarda alla fig.I.6.1 nella quale tutti i punti costituiti dal tratto di retta CB sono di possibile funzionamento, perché contenuti nell'area operativa in grigio e tali da assicurare la componente  $i_{sq}^*$ ; ad uno solo di questi punti, però, corrisponde il minimo modulo del vettore  $\mathbf{i}_s$  (punto C).

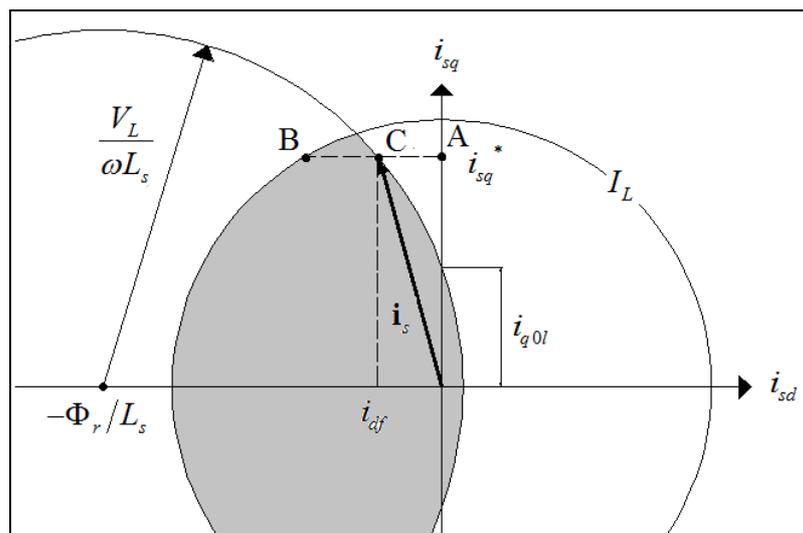


Fig.I.6.1 – Riferimenti di corrente nella zona di deflussaggio

Anche in questo caso, quindi, si opera secondo una strategia ottimizzata dal punto di vista prestazionale, ma lo si fa in violazione della (1.3.1) che è il risultato di una massimizzazione non

vincolata; il controllo ad indebolimento di campo può essere cioè riguardato come un strategia di minimizzazione del modulo della corrente, risultante da un problema di ottimo vincolato.

### I.6.2 - MACCHINA ANISOTROPA

Nel caso di anisotropia magnetica, i riferimenti di corrente  $i_{sd}^*$ ,  $i_{sq}^*$ , tali da assicurare un certo momento della coppia desiderato  $M_e^*$  alla generica velocità  $\omega_r$  andranno ricavati con lo stesso principio visto al paragrafo precedente, per il quale si ricorda che la coppia desiderata viene preventivamente limitata alla quantità  $M_{e,max}$ . Quando la coppia richiesta è tale da poter imporre la strategia di massimizzazione del rapporto coppia/corrente ( $M_e^* \leq M_{e0,max}$ ), allora si potrà fare riferimento al punto di intersezione fra l'iperbole (1.2.6), che rappresenta il luogo dei punti a coppia costante, e la parabola (1.3.1), che rappresenta la strategia a massimo  $M_e/I_s$ . Quando, invece,  $M_e^* > M_{e0,max}$ , si sarà costretti ad aumentare la componente negativa di  $i_{sd}$  facendo riferimento al punto di intersezione fra il limite di tensione (seconda delle (1.4.1) presa col segno di uguaglianza) e la parabola (1.2.6); nel primo caso si usa la notazione  $i_{sd}^* = i_{d0}$ ,  $i_{sq}^* = i_{q0}$ , mentre nel secondo caso si porrà  $i_{sd}^* = i_{df}$ ,  $i_{sq}^* = i_{qf}$ . Sinteticamente si avrà:

$$i_{sd}^*, i_{sq}^* = \begin{cases} i_{d0}, i_{q0} & \text{per } (|M_e^*| \leq |M_{e0,max}|) \\ i_{df}, i_{qf} & \text{per } (|M_e^*| > |M_{e0,max}|) \end{cases} : \begin{cases} M_e^* = \frac{3}{2} p i_{q0} [\Phi_r + (L_d - L_q) i_{d0}] \\ i_{d0}^2 + \frac{\Phi_r}{L_d - L_q} i_{d0} - i_{q0}^2 = 0 \end{cases} \quad (1.6.4)$$

$$\begin{cases} M_e^* = \frac{3}{2} p i_{qf} [\Phi_r + (L_d - L_q) i_{df}] \\ \omega^2 [L_q^2 i_{qf}^2 + (L_d i_{df} + \Phi_r)^2] = V_L^2 \end{cases}$$

La situazione è rappresentata in fig.I.6.2, nella quale, a seconda che la coppia desiderata sia  $M_{e1}$  o  $M_{e2}$  ( $M_{e2} > M_{e1}$ ) si potrà o meno imporre la strategia a massimizzazione del rapporto coppia/corrente, dovendo sempre tenere l'estremo del vettore  $\mathbf{i}_s$  all'interno dell'area operativa.

La risoluzione del primo sistema delle (1.6.4) porta alla definizione della seguente equazione nell'incognita  $i_{q0}$ :

$$i_{q0}^4 + \frac{\Phi_r M_e^*}{\frac{3}{2} p (L_d - L_q)^2} \cdot i_{q0} - \left[ \frac{M_e^*}{\frac{3}{2} p (L_d - L_q)} \right]^2 = 0 \quad (1.6.5)$$

Tale equazione è polinomiale di quarto grado, quindi le soluzioni esistono ad hanno espressione analitica; il problema del calcolo e della scelta della soluzione idonea può essere effettuata con l'ausilio di un qualsiasi programma di calcolo simbolico.

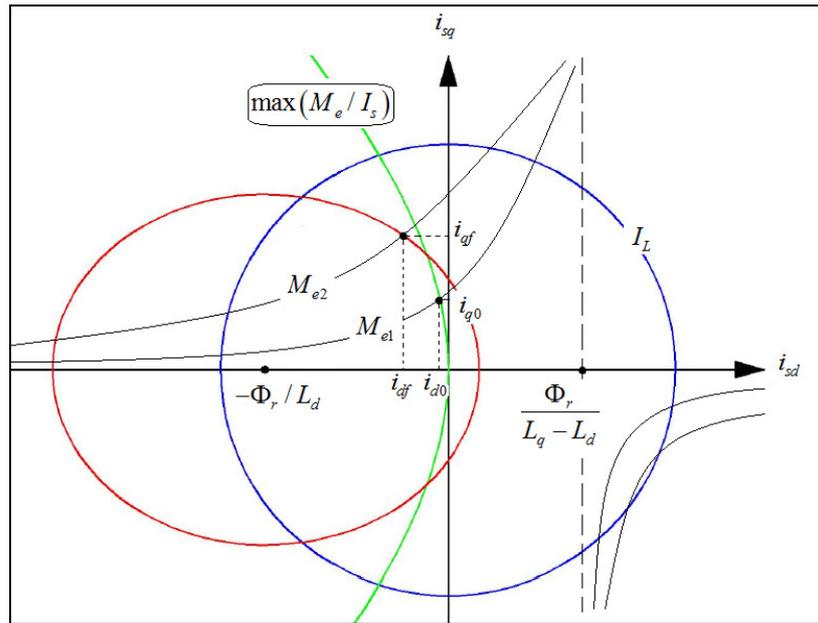


Fig.I.6.2 – Transizione alla zona senza ottimizzazione prestazionale per macchine anisotrope

Una volta risolta la (1.6.5), la  $i_{sd}^*$  può essere ricavata dalla (1.3.1) scegliendo la seguente delle due soluzioni:

$$i_{d0} = \frac{\Phi_r}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\left[ \frac{\Phi_r}{2(L_d - L_q)} \right]^2 + i_{q0}^2} \quad (1.6.6)$$

essa è infatti l'unica che assicuri una  $i_{sd}^*$  negativa.

La risoluzione del secondo sistema delle (1.6.4) porta alla definizione della seguente equazione nell'incognita  $i_{qf}$ :

$$i_{qf}^4 + \frac{L_q^2 \Phi_r^2 - (L_d - L_q)^2 (V_L / \omega)^2}{L_q^2 (L_d - L_q)^2} i_{qf}^2 - \frac{2L_d L_q \Phi_r M_e^*}{1.5 p L_q^2 (L_d - L_q)^2} i_{qf} + \left[ \frac{L_d M_e^*}{1.5 p L_q (L_d - L_q)} \right]^2 = 0 \quad (1.6.7)$$

che, una volta risolta, fornisce la componente d'asse diretto secondo la seguente relazione:

$$i_{df} = -\sqrt{\frac{V_L^2}{L_d^2 \omega^2} - \frac{L_q^2 i_{qf}^2}{L_d^2} - \frac{\Phi_r}{L_d}} \quad (1.6.8)$$

Nell'implementazione pratica di un programma per il controllo del motore, le soluzioni idonee relative alle (1.6.5-8) possono essere convenientemente calcolate in maniera preventiva (off-line) per poi essere registrate su memoria fisica in una look-up-table, in modo da renderne disponibili i valori in tempi rapidi.

In alternativa, volendo evitare la risoluzione di equazioni fino al quarto grado, si può ricorrere all'utilizzo di un regolatore standard (PI) in catena chiusa: La  $i_{sq}^*$  costituisce l'uscita regolatore e la  $i_{sd}^*$  è calcolata tramite la (1.6.6) o la (1.6.8), tali valori  $i_{sd}^*$ ,  $i_{sq}^*$  vengono poi utilizzati per calcolare il momento della coppia (1.2.6) che viene retroazionato e confrontato con la coppia di riferimento  $M_e^*$ ; in fig.I.6.3 se ne fornisce uno schema esplicativo.

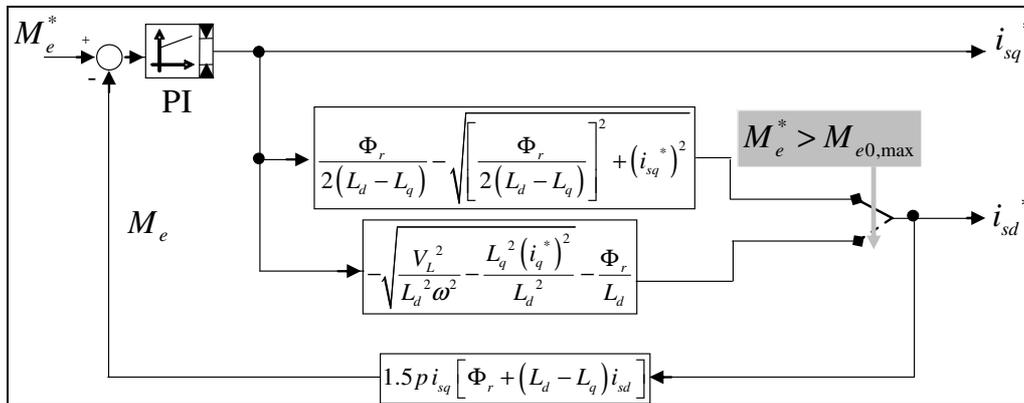


Fig.I.6.3 – Calcolo dei riferimento di corrente a mezzo di regolatore PI per macchine anisotrope

Si ricorda, inoltre, che il momento della coppia di riferimento può essere direttamente imposto dall'esterno (controllo in coppia del motore) o, anche, provenire da un anello di velocità in retroazione a partire da un valore di velocità desiderato  $\omega_r^*$  come schematizzato alla fig.I.6.4:

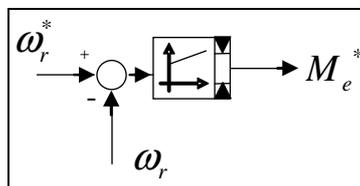


Fig.I.6.4 – Anello di velocità

in tal caso si parlerà di controllo in velocità del motore brushless.

## I.7 – SCHEMI DI CONTROLLO CONVENZIONALI

Un classico convertitore (reale) utilizzato è un convertitore bi-stadio con un raddrizzatore a diodi (non controllato) nel primo stadio, un circuito di accoppiamento a tensione  $V_{dc}$ , contenente una capacità  $C$  di livellamento della tensione, ed un inverter a tensione impressa o V.S.I. (Voltage Source Inverter) con dispositivi a spegnimento comandato (ad esempio IGBT) nel secondo stadio (fig.I.7.1).

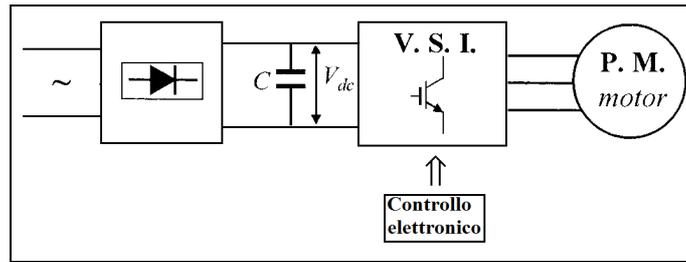


Fig.I.7.1 – Schema di azionamento convenzionale con ingresso in A.C.

Lo schema di fig.I.7.1 è adatto solamente al caso in cui l'alimentazione è in alternata monofase, mentre con alimentazione in continua scompare il primo stadio di conversione e rimane solo lo stadio invertitore o, in alternativa, si può utilizzare un chopper (lato linea) con in cascata un inverter (lato motore); la soluzione con chopper lato linea (fig.I.7.2) consente di stabilizzare le oscillazione della tensione.

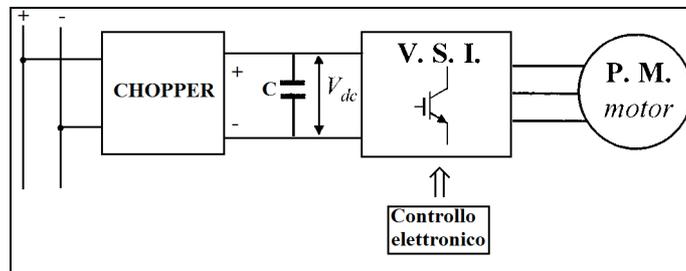


Fig.I.7.2 - Schema di azionamento convenzionale con ingresso in D.C.

Il blocco “Controllo elettronico” di fig.I.7.2 contiene gli algoritmi di cui si è discusso ai paragrafi precedenti e rappresenta la parte “intelligente” dell’azionamento; con riferimento ad una regolazione diretta della coppia, se ne propone uno schema di principio a blocchi in fig.I.7.3.

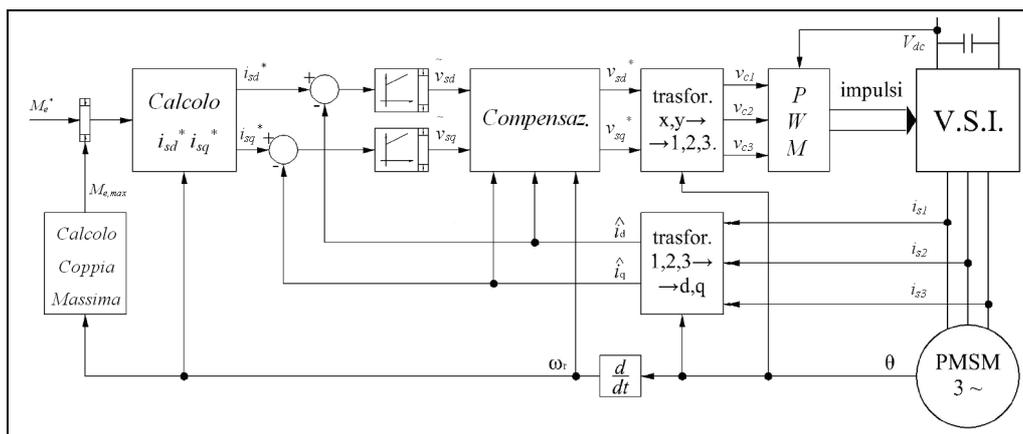


Fig.I.7.3 – Schema di controllo convenzionale per motori PM brushless

In tale figura si è supposto che i regolatori di corrente lavorino sulle componenti di corrente nel piano  $d,q$ , e non sulle tre correnti di fase; ciò consente di semplificare la taratura delle costanti dei regolatori stessi. Di contro, però, come deducibile dal modello matematico del motore sincrono a magneti permanenti, non è possibile ricavare il riferimento della tensione d’asse diretto  $v_{sd}^*$  dalla

sola componente diretta di corrente  $i_{sd}^*$ , né la tensione  $v_{sd}^*$  dalla sola  $i_{sq}^*$  (si dice che le due componenti  $d$  e  $q$  della tensione non sono disaccoppiate). Ciò giustifica la presenza del blocco “Compensazione” che effettua la seguente computazione:

$$\begin{cases} v_{sd}^* = \tilde{v}_{sd} - \left( \omega L_q \hat{i}_{sq} \right) \\ v_{sq}^* = \tilde{v}_{sq} + \left( \omega L_d \hat{i}_{sd} + \omega \Phi_r \right) \end{cases} \quad (1.7.1)$$

Sempre con riferimento alla fig.I.7.2, si fa notare che i regolatori di corrente sono supposti di tipo standard (regolatori PI), essi possono tuttavia essere sostituiti con dei regolatori ad isteresi i quali, però, determinerebbero un frequenza di commutazione dell’inverter non più costante.

In ogni caso, una volta calcolati i valori delle tensioni di riferimento, questi andranno modulati secondo le classiche tecniche di modulazione PWM; generalmente si preferisce la modulazione vettoriale, di cui si discute al successivo paragrafo.

### I.8 – MODULAZIONE VETTORIALE PWM

Con riferimento al controllo elettronico mostrato in fig.I.7.3, si deve fare in modo che l’inverter stabilisca ai capi del motore la tensione desiderata  $\mathbf{v}^* = (v_{sd}^*, v_{sq}^*)$  proveniente dal controllo ma, come è noto, l’inverter V.S.I. è caratterizzato da un numero finito di stati di conduzione, corrispondenti alle diverse possibili combinazioni di stati “on” o “off” dei singoli rami (fig.I.8.1).

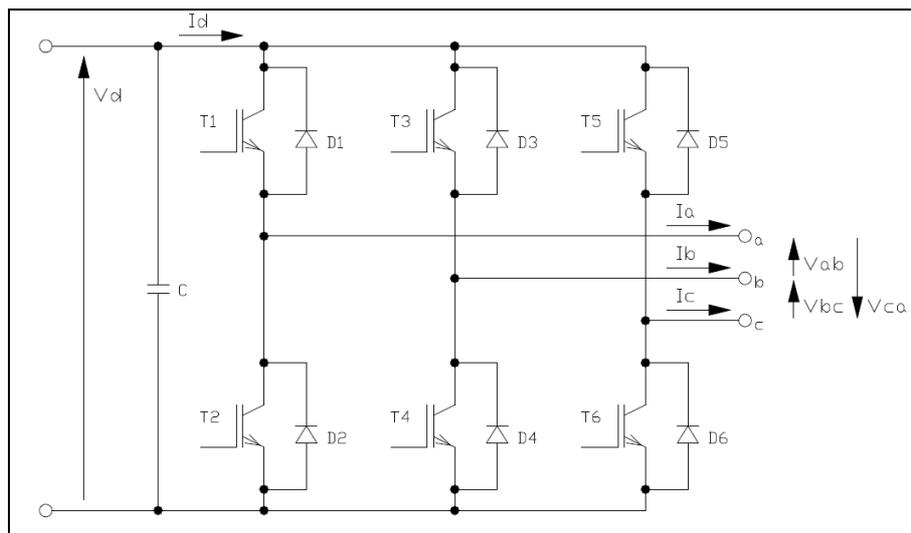


Fig.I.8.1 – Tensioni di uscita V.S.I.

Se si assume che in ogni fase di inverter conduce uno ed uno solo dei due componenti controllati, ciascuna delle tensioni  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$  è pari a 0 oppure a  $V_d$ ; le tensioni di uscita dell’inverter in valore relativo ( $v_a = V_a/V_d$ ,  $v_b = V_b/V_d$  e  $v_c = V_c/V_d$ ) sono pari a 0 oppure ad 1.

Il vettore componente simmetrico è esprimibile come segue:

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3} \left( V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} V_d \left( v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (1.8.1)$$

e risulta di ampiezza nulla se  $v_a, v_b$  e  $v_c$  sono tutti pari a 0 oppure tutti pari ad 1, mentre ha ampiezza costante e pari a  $\frac{2}{3}V_d$  negli altri casi. È agevole verificare che l'inverter ha 8 stadi possibili di conduzione, cui corrispondono 2 vettori nulli di tensione ( $\mathbf{v}_0$  e  $\mathbf{v}_7$ ) e 6 vettori attivi ( $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5$  e  $\mathbf{v}_6$ ) rappresentati in fig.I.8.2 sul piano complesso.

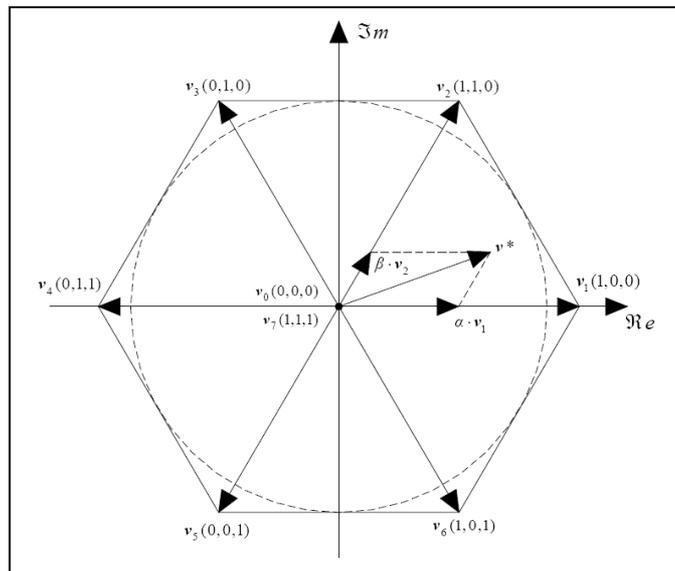


Fig.I.8.2 – Stella di vettori di un V.S.I.

I vettori attivi costituiscono la stella delle tensioni di fase dell'inverter, ed i loro estremi occupano i vertici di un esagono regolare. Alimentando la macchina con un inverter a tensione impressa si ha che il vettore spaziale di tensione può occupare solo 7 posizioni (6 vettori attivi più un vettore nullo) e “salta” dall'una all'altra in corrispondenza di ogni commutazione, mentre il sistema di controllo calcola un vettore spaziale che si muove con continuità nel piano complesso assumendo qualunque valore.

La tecnica di modulazione SVM (Space Vector Modulation) permette di ottenere che un determinato vettore di tensione  $\mathbf{v}^*$ , anche se non può essere seguito con continuità, possa almeno essere ottenuto “in media” nel tempo  $T$ , applicando per dei periodi di tempo opportuni i vettori che costituiscono la stella di tensioni di fig.I.8.2: il vettore  $\mathbf{v}^*$  viene ottenuto applicando per un tempo  $t_1$  il vettore  $\mathbf{v}_1$ , per un tempo  $t_2$  il vettore  $\mathbf{v}_2$  e per un tempo  $t_3$  uno dei due vettori nulli ( $\mathbf{v}_0$  o  $\mathbf{v}_7$ ), ottenendo che:

$$\mathbf{v}^* = \frac{t_1}{T} \mathbf{v}_1 + \frac{t_2}{T} \mathbf{v}_2 + \frac{t_3}{T} \mathbf{v}_0 = \alpha \mathbf{v}_1 + \beta \mathbf{v}_2 + \gamma \mathbf{v}_0 \quad (1.8.2)$$

Nella (1.8.2) sono stati indicati con  $\alpha$ ,  $\beta$  e  $\gamma$  i duty-cycles rispettivamente dei vettori  $\mathbf{v}_1$ ,  $\mathbf{v}_2$ , e  $\mathbf{v}_0$ , e risulta  $\alpha+\beta+\gamma=1$ .

In realtà, al fine di ottimizzare l'alternarsi delle commutazioni, si procede come in fig.I.8.3,

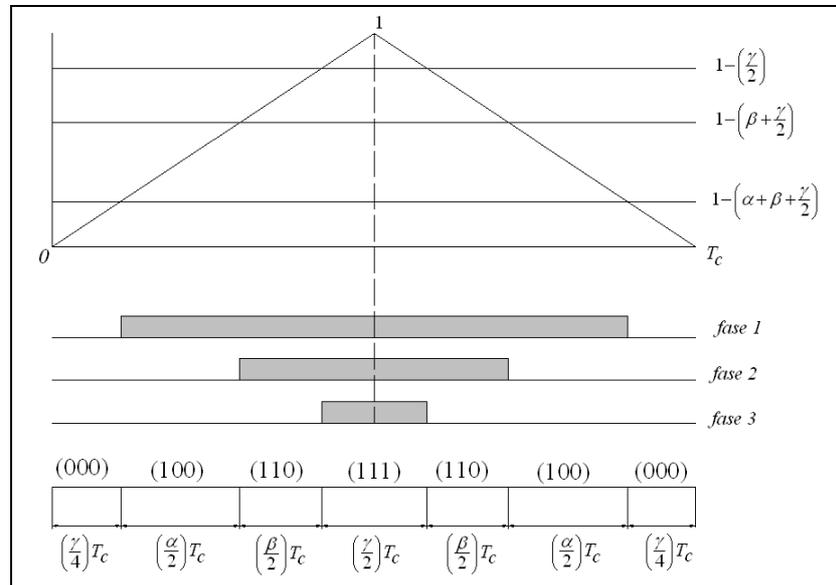


Fig.I.8.3 – Space Vector Modulation

dove si parte e si termina sempre con il vettore nullo  $\mathbf{v}_0 \equiv (000)$  ma si utilizza anche l'altro vettore nullo ( $\mathbf{v}_7 \equiv (111)$ ), in modo che non si commuti mai su due fasi contemporaneamente, avvenendo le commutazioni sempre su una sola fase per volta. Nel tempo  $T$  si avrà una commutazione completa su ciascuna delle tre fasi (una accensione ed uno spegnimento), pertanto, l'inverso del tempo  $T$  rappresenta la frequenza di commutazione dell'inverter.

Da notare come non si possa comunque ottenere un vettore di tensione all'esterno dell'esagono, e/o un vettore di modulo superiore al raggio della circonferenza inscritta nell'esagono per qualunque posizione angolare del vettore stesso.

La tecnica PWM descritta è preferibile alla sottoscillazione triangolare perché garantisce un controllo lineare con ampio range, minori distorsioni armoniche e una rapida risposta dinamica.

## CAPITOLO II

### INFLUENZA DELL'ACCURATEZZA MODELLISTICA

Come visto al capitolo precedente, i parametri che definiscono il modello matematico del motore PM brushless intervengono in tutti gli aspetti riguardanti il controllo: nel calcolo dei riferimenti, nella delimitazione del dominio di funzionamento e nell'effetto compensativo a valle dei regolatori di corrente.

Nel presente capitolo si intende soffermare l'attenzione sull'influenza che il valore dei parametri può avere sulle tecniche di controllo, suggerendo strategie alternative non convenzionali, in dipendenza dell'accuratezza relativa al loro grado conoscitivo, e descrivendo, al contempo, le procedure per la loro identificazione.

#### II.1 – PROVE DI CARATTERIZZAZIONE PARAMETRICA

A valle del progetto elettromagnetico di dimensionamento e successiva prototipazione di un motore, occorrerà sempre caratterizzare la macchina, al fine di verificare che le specifiche attese corrispondano effettivamente all'oggetto realizzato. Le prove di caratterizzazione coinvolgono una serie di misurazioni e vengono in genere effettuate collegando il motore in prova ad un'altra macchina rotante il cui scopo è quello di caricare il motore da un punto di vista meccanico; il motore viene cioè collegato ad un freno capace di opporre una certa coppia resistente all'asse. L'alimentazione del motore in prova deve essere a frequenza variabile e cioè tramite inverter o, quando possibile, attraverso un gruppo rotante capace di generare una tensione sinusoidale. La possibilità di variare simultaneamente la frequenza di alimentazione e la coppia resistente all'asse consente di muoversi in tutti i punti di possibile funzionamento del piano coppia-velocità, effettuando le misure di interesse: tensioni, correnti, velocità angolare, momento della coppia, temperature, rilievi acustici, vibrazioni ecc.

Per definire completamente il modello matematico di un motore PM brushless (1.2.5) visto al capitolo precedente, bisognerà determinare il valore di quattro parametri di macchina: Resistenza degli avvolgimenti di statore  $R_s$ , flusso magnetico di rotore concatenato con lo statore  $\Phi_r$ , induttanza sincrona d'asse diretto  $L_d$ , induttanza sincrona d'asse quadrature  $L_q$ .

La determinazione delle resistenze non costituisce un grosso problema in teoria, essendo questa una quantità direttamente misurabile dai morsetti di macchina. Bisognerà solamente fare attenzione a scegliere il metodo adatto in base al valore atteso (VoltAmperometrico, Ponti, Ohmetro ecc.), ricadendo il problema nelle tecniche di misura di resistenze. In genere è sufficiente la misura di

resistenza in continua, non costituendo l'effetto pelle un fenomeno di grossa entità per questo tipo di motore; la macchina è priva di barre. Si deve invece fare attenzione a che la resistenza misurata corrisponda alle condizioni di funzionamento nominali, portando cioè il motore a funzionare a velocità e coppia nominale per un tempo sufficientemente lungo da considerarsi esaurito il transitorio termico prima di effettuare le misurazioni.

La determinazione del flusso rotorico concatenato con lo statore può eseguirsi mediante la classica prova a vuoto, comune ai sincroni tradizionali. Ponendo il motore in rotazione, si misura il valore efficace della tensione indotta a vuoto alle varie velocità, e si stabilisce il fattore di proporzionalità fra velocità e tensione; come si evince dalla prime delle (1.2.3), tale fattore - a meno del numero di coppie polari - è proprio  $\Phi_r$ .

La determinazione delle induttanze sincrone d'asse diretto e quadratura può avvenire attraverso una procedura semplificata quando la macchina non presenta anisotropia magnetica ( $L_d = L_q = L_s$ ); basterà effettuare la "prova in corto circuito" che consiste nell'alimentare la macchina in sinusoidale e misurare tensione e corrente tenendo il rotore fermo (prova a rotore bloccato). Con riferimento alla (1.2.8) del precedente capitolo infatti, essendo sia  $\mathbf{E}_0$  che  $X_l$  nulli, si ricava il valore della impedenza interna come rapporto fra i valori efficaci di tensione e corrente, e, nota la resistenza, si calcola la reattanza sincrone  $X_s$ ; quest'ultima è proporzionale a  $L_s$  tramite la pulsazione delle tensioni di alimentazione.

### II.1.1 – SLIP TEST

Il rilievo dell'anisotropia magnetica vede una procedura più articolata con dei punti di criticità dovuti alla inevitabile presenza dei magneti permanenti. Uno dei metodi atti a determinare il valore delle induttanze d'asse diretto e quadratura è il cosiddetto "slip test": Si pone il motore in rotazione ad una velocità costante, in modo da determinare una frequenza della tensione indotta a vuoto costante, e lo si alimenta con una terna di tensioni sinusoidali a pulsazione diversa rispetto a quella della tensione indotta. Si determina cioè un funzionamento in asincrono per il quale l'equazione di equilibrio elettrico

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + L_1 \frac{d}{dt} \left( \mathbf{i}_s e^{j2p\vartheta} \right) + j p \omega_r \Phi_r \quad (2.1.1)$$

andrà particolarizzata nel seguente modo:

$$\left. \begin{aligned}
 \omega_r &= \text{costante} \Rightarrow \vartheta = \omega_r t + \vartheta_0 \\
 \mathbf{v}_s(t) &= \sqrt{2} \mathbf{V}_s e^{j\omega t} \quad \text{con:} \quad \mathbf{V}_s = V_s e^{j\varphi_v} \\
 \mathbf{e}_r(t) &= \sqrt{2} \mathbf{E}_0 e^{jp\omega_r t} \quad \text{con:} \quad \mathbf{E}_0 = E_0 e^{j\left(p\vartheta_0 + \frac{\pi}{2}\right)} \\
 \Phi_r &= \Phi_r e^{jp\vartheta_0};
 \end{aligned} \right\} \quad (2.1.2)$$

dove appunto vale  $\omega \neq p\omega_r$ .

La corrente che percorre gli avvolgimenti di statore sarà somma di tre componenti sinusoidali, una a pulsazione  $\omega$ , una a pulsazione  $p\omega_r$  e una a pulsazione di scorrimento  $2p\omega_r - \omega$ ; quest'ultima è dovuta al fatto che a causa dell'anisotropia magnetica la reattanza di traferro varia come il  $\sin(2\theta)$ . Il vettore spaziale di corrente soluzione della (2.1.1), e tenuto conto delle (2.1.2), può essere scritto nel seguente modo:

$$\left\{ \begin{aligned}
 \mathbf{i}_s(t) &= \sqrt{2} \mathbf{I}_{s,1} e^{j\omega t} + \sqrt{2} \overset{\vee}{\mathbf{I}}_{s,2} e^{j(2p\omega_r - \omega)t} + \sqrt{2} \mathbf{I}_{s,3} e^{jp\omega_r t} \\
 \mathbf{I}_{s,1} &= I_{s,1} e^{j\varphi_1} \quad ; \quad \mathbf{I}_{s,2} = I_s e^{j\varphi_2} \quad ; \quad \mathbf{I}_{s,3} = I_{s,3} e^{j\varphi_3}
 \end{aligned} \right. \quad (2.1.3)$$

Sostituendo la (2.1.3) nella (2.1.1) e separando le tre componenti di frequenza si perviene al seguente sistema di equazioni:

$$\left\{ \begin{aligned}
 \mathbf{V}_s &= R_s \mathbf{I}_{s,1} + j\omega L_s \mathbf{I}_{s,1} + j\omega L_1 \cdot \mathbf{I}_{s,2} \cdot e^{j2p\vartheta_0} \\
 0 &= R_s \mathbf{I}_{s,2} + j(2p\omega_r - \omega) L_s \mathbf{I}_{s,2} + j(2p\omega_r - \omega) L_1 \cdot \mathbf{I}_{s,1} \cdot e^{-j2p\vartheta_0} \\
 -\mathbf{E}_0 &= R_s \mathbf{I}_{s,3} + jp\omega_r L_s \mathbf{I}_{s,3} + jp\omega_r L_1 \cdot \overset{\vee}{\mathbf{I}}_{s,3} \cdot e^{j2p\vartheta_0}
 \end{aligned} \right. \quad (2.1.4)$$

Se si fa la posizione:

$$\delta = \frac{I_{s,2}}{I_{s,1}} \quad (2.1.5)$$

dalla seconda delle (2.1.4) è facile ricavare che risulta:

$$\delta = \frac{\omega L_1}{\sqrt{\left[ \frac{R_s}{(1-2s)} \right]^2 + (\omega L_s)^2}} \quad (2.1.6)$$

nella quale  $s$  è lo scorrimento fra il campo rotante di statore ad sostenuto dalle correnti a pulsazione  $\omega$  ed il rotore:

$$s = \frac{(\omega - p\omega_r)}{\omega} \quad (2.1.6)$$

La (2.1.5) pone il rapporto  $\delta$  come funzione delle induttanze  $L_l$  ed  $L_s$ , oltre che della pulsazione  $\omega$ , della resistenza  $R_s$  e dello scorrimento  $s$ . Essendo queste ultime tre quantità note e/o misurabili, al fine di ricavare il valore delle induttanze, basterà ottenere 2 diversi valori di  $\delta$  (ad esempio per due scorrimenti diversi), ottenendo un sistema di due equazioni nelle incognite  $L_l$  ed  $L_s$ . In realtà, per rendere la misura più affidabile, si effettueranno svariate misure di  $\delta$  per diversi valori di  $(1-2s)$ . I valori  $L_l$  ed  $L_s$  verranno dedotti attraverso un algoritmo iterativo, facendo in modo che la funzione continua (2.1.6) in funzione di  $(1-2s)$  si appoggi ai punti sperimentalmente misurati minimizzando la somma degli errori quadratici (*Minimum Square Deviation Technique*). Tipicamente, noto il valore di resistenza, si fissa la pulsazione  $\omega$  e si effettuando diverse misure variando  $\omega r$ ; un grafico esemplificativo è fornito in fig.II.2.1.

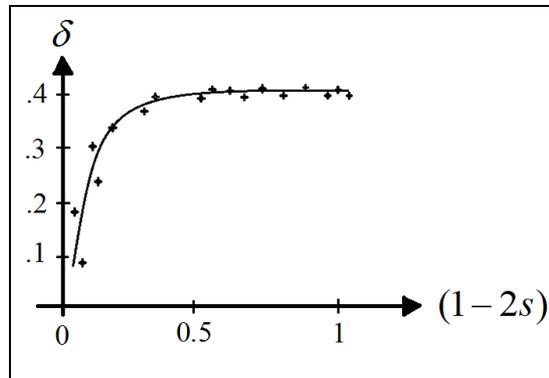


Fig.II.2.1 – Esempio grafico della procedura di determinazione delle induttanze di macchina

Noti i valori  $L_l$  ed  $L_s$ , si potranno ricavare le induttanze d'asse diretto e quadratura per somma e differenza:

$$\begin{cases} L_d = L_s + L_l \\ L_q = L_s - L_l \end{cases} \quad (2.1.7)$$

La procedura descritta prevede la misura dei moduli delle correnti  $I_{s,1}$  e  $I_{s,2}$ , la quale può essere effettuata a partire dalle correnti di fase, attraverso l'ausilio di un analizzatore di spettro, o mediante acquisizione digitale e successiva elaborazione dei dati (FFT).

Il problema caratteristico di un motore PM brushless, però, è rappresentato dalla presenza della terza delle (2.1.4); equazione che diviene assente per un sincro tradizionale, potendo disalimentare il circuito di eccitazione. Nel caso in esame, invece, l'inevitabile presenza dei magneti, può produrre valori di corrente elevati durante un slip test, essendo la corrente a pulsazione  $p\omega_r$  limitata dalla sola impedenza interna. Occorrerà allora avere l'accortezza di scegliere un adeguato range di variazione di  $\omega_r$ , tale che il valore efficace complessivo delle correnti di fase non superi determinati limiti, per esempio la corrente nominale. Un valore di corrente elevato produce fra l'altro un rapido

riscaldamento del motore che influisce sul valore di resistenza degli avvolgimenti, rendendo necessarie continue misure di  $R_s$  per i vari punti del diagramma di fig.II.2.1.

### II.1.2 – PROVA A ROTORE BLOCCATO

Al fine di evitare le problematiche relative allo slip test, si può ricorrere ad una procedura alternativa durante la quale il rotore viene mantenuto fermo; vale cioè:

$$\mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + L_1 \frac{d}{dt} \left( \overset{\vee}{\mathbf{i}}_s e^{j2p\vartheta} \right) \quad (2.1.8)$$

Anche in questo caso il motore va alimentato con una terna simmetrica di tensioni sinusoidali che determinerà però l'assorbimento di una terna squilibrata di correnti, proprio a causa del fatto che la riluttanza magnetica è variabile nel giro meccanico (anisotropia magnetica); di tali correnti si riporta l'espressione ai valori istantanei e la rappresentazione simbolica fasoriale:

$$\begin{cases} i_1(t) = \sqrt{2} \cdot I_{1,eff} \cos(\omega t + \varphi_1) = \sqrt{2} \cdot \text{Re} \left[ \mathbf{I}_1 \cdot e^{j\omega t} \right] & \leftrightarrow \quad \mathbf{I}_1 = I_{1,eff} \cdot e^{j\varphi_1} \\ i_2(t) = \sqrt{2} \cdot I_{2,eff} \cos(\omega t + \varphi_2) = \sqrt{2} \cdot \text{Re} \left[ \mathbf{I}_2 \cdot e^{j\omega t} \right] & \leftrightarrow \quad \mathbf{I}_2 = I_{2,eff} \cdot e^{j\varphi_2} \\ i_3(t) = \sqrt{2} \cdot I_{3,eff} \cos(\omega t + \varphi_3) = \sqrt{2} \cdot \text{Re} \left[ \mathbf{I}_3 \cdot e^{j\omega t} \right] & \leftrightarrow \quad \mathbf{I}_3 = I_{3,eff} \cdot e^{j\varphi_3} \end{cases} \quad (2.1.9)$$

In accordo alla ben nota teoria delle reti di sequenza, questa terna squilibrata di correnti statoriche può essere scomposta nella somma di una componente alla sequenza diretta e una componente alla sequenza inversa:

$$\begin{cases} \mathbf{I}_1 = \mathbf{I}_d + \mathbf{I}_i + \mathbf{I}_o \\ \mathbf{I}_2 = k^2 \mathbf{I}_d + k \mathbf{I}_i + \mathbf{I}_o \\ \mathbf{I}_3 = k \mathbf{I}_d + k^2 \mathbf{I}_i + \mathbf{I}_o \end{cases} \quad \begin{cases} 3\mathbf{I}_d = \mathbf{I}_1 + k \mathbf{I}_2 + k^2 \mathbf{I}_3 \\ 3\mathbf{I}_i = \mathbf{I}_1 + k^2 \mathbf{I}_2 + k \mathbf{I}_3 \\ 3\mathbf{I}_o = \mathbf{I}_1 + \mathbf{I}_2 + \mathbf{I}_3 = 0 \end{cases} \quad \text{con : } k = e^{j2\pi/3} \quad (2.1.10)$$

La componente di sequenza omopolare è assunta nulla essendo il motore alimentato a 3 fili.

È facile verificare che il vettore spaziale della corrente statorica assume la seguente espressione:

$$\mathbf{i}_s(t) = \frac{2}{3} \sum_{k=1}^3 i_k(t) \cdot e^{j2\pi/3(k-1)} = \sqrt{2} \cdot \left( \mathbf{I}_d \cdot e^{j\omega t} + \overset{\vee}{\mathbf{I}}_i \cdot e^{-j\omega t} \right) \quad (2.1.11)$$

ed funzionando il motore a regime stazionario sinusoidale (anche se squilibrato) varrà:

$$\mathbf{v}_s(t) = \sqrt{2} \mathbf{V}_s e^{j\omega t} \quad \text{con:} \quad \mathbf{V}_s = V_s e^{j\varphi_v} \quad (2.1.12)$$

La (2.1.11) e la (2.1.12) sostituite nella (2.1.8) portano alla definizione del seguente sistema di equazioni:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_s = R_s \mathbf{I}_d + jX_s \cdot \mathbf{I}_d + jX_1 \cdot \mathbf{I}_i \cdot e^{j2p\vartheta_0} \\ 0 = R_s \mathbf{I}_i + jX_s \cdot \mathbf{I}_i + jX_1 \cdot \mathbf{I}_d \cdot e^{-j2p\vartheta_0} \end{cases} \quad (2.1.13)$$

che è formalmente simile al sistema (2.1.4), ma con tre importanti differenze: le componenti in frequenza delle correnti sono sostituite dalle componenti di sequenza, le induttanze  $L_l$  ed  $L_s$  sono tutte moltiplicate per la stessa pulsazione ( $X_s = \omega \cdot L_s$ ,  $X_l = \omega \cdot L_l$ ), manca la terza equazione che rappresentava un punto di criticità operativa per la procedura dello slip test.

Dal sistema (2.1.13), e attraverso la posizione

$$\delta = \frac{I_i}{I_d} \quad (2.1.14)$$

è facile verificare che risulta:

$$\begin{cases} \delta = \frac{X_1}{\sqrt{R_s^2 + X_s^2}} \\ X_s (1 - \delta^2) = \sqrt{\left(\frac{V_s}{I_d}\right)^2 - [R_s (1 + \delta)]^2} \end{cases} \quad (2.1.15)$$

Quest'ultimo fornisce immediatamente i valori delle reattanze  $X_l$ ,  $X_s$  da cui, dividendo per la pulsazione e tramite le (2.1.7), si ottengono le induttanze d'asse diretto e quadratura  $L_d$ ,  $L_q$ .

Vale la pena di sottolineare che per la risoluzione del sistema (2.1.15) occorrerà conoscere il valore efficace della tensione di alimentazione, il modulo della componente diretta di corrente, il rapporto fra i moduli della componente inversa e diretta di corrente e il valore della resistenza. Di conseguenza, mentre per la misura della tensione basterà utilizzare un semplice voltmetro, le tre correnti andranno acquisite in modulo e fase.

### II.1.3 – IMPEDENZIMETRO

Un terzo metodo atto a determinare l'anisotropia magnetica di un PM brushless motor passa attraverso la misura diretta dell'impedenza. Si utilizza cioè un LCR meter (impedenzimetro) in grado di misurare il parametri L, C ed R attraverso l'applicazione di un segnale sinusoidale e successiva elaborazione del rapporto tensione/corrente tenendo conto dello sfasamento fra queste due grandezze; il metodo è volt-amperometrico vettoriale. Se si collega un LCR meter a due terminali di un motore AC brushless, lasciando il terzo terminale aperto, si può misurare una induttanza che dipende dalla posizione assunta dal rotore e vale:

$$L_{LCRmeter} = 1.5 \left[ \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2\theta) \right] \quad (2.1.16)$$

Si procederà nella lettura di tale induttanza per varie posizioni rotoriche in modo da poterne individuare un minimo e un massimo valore assunto nell'arco di un giro elettrico. Facendo attenzione che le letture avvengano tutte a rotore completamente fermo, le induttanze d'asse diretto e quadratura potranno essere ricavate particolarizzando la (2.1.16) nei punti di massimo e minimo.

Tale metodo, benché semplice e diretto, si rivela talvolta impreciso. Ciò è dovuto al fatto che il misuratore fornisce delle letture che comprendono le perdite nel ferro, e vengono influenzate dalla presenza delle cave e denti di statore, i quali determinano una moltitudine di minimi e massimi relativi rendendo la (2.1.16) di fatto inapplicabile.

## II.2 – ALGORITMI PREDITTIVI DI REGOLAZIONE DELLE CORRENTI

A valle delle prove di caratterizzazione e quando si ritiene che il set di parametri ottenuto abbia un elevato grado di accuratezza, si può pensare di modificare lo schema controllo convenzionale visto al capitolo precedente (fig.I.7.3), improntandolo a tecniche che sfruttano l'elevato grado conoscitivo del motore a vantaggio della semplicità e delle prestazioni. In particolare, se si dispone di un sistema digitale a microprocessore (DSP), caratterizzato in genere da una buona potenzialità computazionale, si può pensare di eliminare i regolatori standard P.I. ed implementare un *algoritmo di controllo predittivo* in grado di determinare con continuità i valori delle tensioni di riferimento necessarie a realizzare le condizioni desiderate.

Riferendosi ad un controllo di tipo digitale, le grandezze che descrivono lo stato del sistema sono campionate ad intervalli temporali costanti. Detto  $\Delta t$  il *tempo di campionamento*, per una qualsiasi grandezza tempo-dipendente (ad es. la corrente) si potrà utilizzare la seguente simbologia:

$$i(t_n) = i(t_0 + n \Delta t) = i_n \quad (2.2.1)$$

inglobando nel pedice  $n$  la dipendenza temporale (fig.II.2.1).

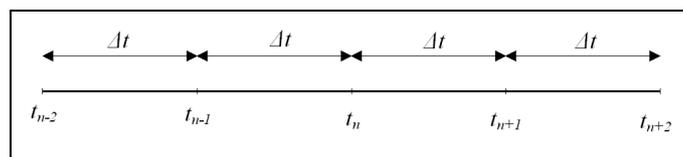


Fig.II.2.1 – Cadenza di campionamento del controllo digitale

Noto allora lo stato del sistema al generico istante di campionamento  $t_n$  (cioè i valori delle correnti storiche e la velocità rotorica), l'*algoritmo di controllo predittivo* è in grado di calcolare la tensione  $v_n$  da applicare al motore in modo da azzerare (o, almeno, minimizzare) l'errore  $\varepsilon_n$  che, al termine

dell'istante di campionamento successivo ( $t_n + \Delta t$ ), si ha fra la corrente campionata e quelle desiderata ( $\varepsilon_n = i_{n+1} - i_n^*$ ). Tale tensione  $v_n$  sarebbe da applicarsi al motore nello stesso istante  $t_n$  in cui si è campionato lo stato del sistema ma ciò, è evidente, potrebbe realizzarsi solo con tempi di calcolo idealmente nulli. Scopo del controllo predittivo è allora quello di calcolare la tensione  $v_{n+1}$  da applicare al motore nell'istante di campionamento successivo, in modo da azzerare (o, almeno, minimizzare) l'errore  $\varepsilon_n$  che, al termine del secondo degli istanti di campionamento successivi, si ha fra la corrente campionata e quella desiderata ( $\varepsilon_n = i_{n+2} - i_n^*$ ). Nel fare ciò, siccome  $\Delta t$  può ritenersi "piccolo" rispetto alla costante di tempo meccanica del sistema, si ritiene che la velocità rimanga costante nel breve intervallo temporale pari al periodo di campionamento  $\Delta t$ .

L'algoritmo di controllo predittivo richiede che il modello matematico del motore PM brushless sia discretizzato e, per fare ciò, è necessario ricavare l'espressione analitica della corrente di macchina e, quindi, risolvere il sistema di equazioni differenziali (2.2.2) che rappresenta il modello matematico:

$$\begin{cases} v_{sd} &= R_s i_{sd} + L_d \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega L_q i_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + L_q \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega L_d i_{sd} + \omega \Phi_r \end{cases} \quad (2.2.2)$$

e dove si è posto  $\omega = p\omega_r$ : velocità di rotazione in angoli elettrici.

La (2.2.2) può essere riscritta attraverso una più comoda notazione matriciale; si ottiene la (2.2.3).

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_d \\ \omega L_q & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_r \end{bmatrix} \quad (2.2.3)$$

la quale, attraverso le posizioni (2.2.4),

$$\underline{v} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}; \quad \underline{i} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}; \quad \underline{\varphi} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_r \end{bmatrix}; \quad \underline{Z} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_s \\ \omega L_s & R_s \end{bmatrix}; \quad \underline{L} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \quad (2.2.4)$$

assume la forma sintetica della (2.2.5):

$$\underline{v} = \underline{Z} \cdot \underline{i} + \underline{L} \cdot \frac{d}{dt} \underline{i} + \underline{\varphi} \quad (2.2.5)$$

Quest'ultima espressione rappresenta una equazione differenziale non omogenea di 1° ordine, a coefficienti costanti, nell'incognita vettoriale  $\underline{i}$ . Se ci si riferisce ad un intervallo temporale pari al tempo di campionamento  $\Delta t$ , potendo considerare la velocità costante in tale intervallo (e quindi  $\underline{\varphi}$ ),

l'equazione di equilibrio elettrico è l'unica che regola l'evoluzione dinamica della corrente; si avrà quindi:

$$\underline{\underline{L}} \cdot \frac{d}{dt} \underline{i} + \underline{\underline{Z}} \cdot \underline{i} = \underline{v}_n - \underline{\varphi}_n \quad t \in [t_n, t_n + \Delta t] \quad (2.2.6)$$

La soluzione generale della (2.2.6) si ricava agevolmente risolvendo l'equazione caratteristica dell'omogenea associata (2.2.7).

$$\underline{\underline{L}} \cdot \lambda + \underline{\underline{Z}} = 0 \quad \Rightarrow \quad \lambda = -\underline{\underline{L}}^{-1} \cdot \underline{\underline{Z}} \quad (2.2.7)$$

L'integrale generale assume la forma (2.2.8)

$$\underline{i}(t) = e^{-\left(\underline{\underline{L}}^{-1} \cdot \underline{\underline{Z}}\right)t} \cdot C_1 + \underline{i}_{particolare} \quad (2.2.8)$$

con soluzione particolare (2.2.9):

$$\underline{i}_{particolare} = \underline{\underline{Z}}^{-1} \cdot (\underline{v}_n - \underline{\varphi}_n) \quad (2.2.9)$$

Per cui, la soluzione generale diviene la (2.2.10):

$$\underline{i}(t) = e^{-\left(\underline{\underline{L}}^{-1} \cdot \underline{\underline{Z}}\right)t} \cdot C_1 + \underline{\underline{Z}}^{-1} \cdot (\underline{v}_n - \underline{\varphi}_n) \quad (2.2.10)$$

Al fine di ricavare la costante  $C_1$  si può imporre la condizione iniziale  $i(t_n)=i_n$ , dove  $t_n$  rappresenta l'istante iniziale dell'intervallo temporale  $\Delta t$ :

$$\underline{i}(t_n) = \underline{i}_n = e^{-\left(\underline{\underline{L}}^{-1} \cdot \underline{\underline{Z}}\right)t_n} \cdot C_1 + \underline{\underline{Z}}^{-1} \cdot (\underline{v}_n - \underline{\varphi}_n) \quad \Rightarrow \quad C_1 = e^{\left(\underline{\underline{L}}^{-1} \cdot \underline{\underline{Z}}\right)t_n} \cdot \left[ \underline{i}_n - \underline{\underline{Z}}^{-1} \cdot (\underline{v}_n - \underline{\varphi}_n) \right] \quad (2.2.11)$$

Si può ora riscrivere la soluzione generale: nel periodo successivo all'istante  $t_n$  e per tutta la durata del periodo di campionamento  $\Delta t$ , la corrente segue l'evoluzione dinamica dettata dalla (2.2.12):

$$\underline{i}(t) = e^{-\left(\underline{\underline{L}}^{-1} \cdot \underline{\underline{Z}}\right)(t-t_n)} \cdot \underline{i}_n + \left( \underline{\underline{I}} - e^{-\left(\underline{\underline{L}}^{-1} \cdot \underline{\underline{Z}}\right)(t-t_n)} \right) \cdot \left[ \underline{\underline{Z}}^{-1} \cdot (\underline{v}_n - \underline{\varphi}_n) \right] \quad (2.2.12)$$

Per ricavare ora l'espressione della corrente  $i_{n+1}$  che si ha al termine del periodo  $\Delta t$  basterà particularizzare la (2.2.12) all'istante finale  $t_n + \Delta t$ :

$$\underline{i}(t_n + \Delta t) = \underline{i}_{n+1} = e^{-\left(\underline{\underline{L}}^{-1} \cdot \underline{\underline{Z}}\right)\Delta t} \cdot \underline{i}_n + \left( \underline{\underline{I}} - e^{-\left(\underline{\underline{L}}^{-1} \cdot \underline{\underline{Z}}\right)\Delta t} \right) \cdot \left[ \underline{\underline{Z}}^{-1} \cdot (\underline{v}_n - \underline{\varphi}_n) \right] \quad (2.2.13)$$

Dalla (2.2.13) è agevole ricavare la tensione  $v_n$ :

$$\underline{v}_n = \underline{\underline{Z}} \cdot \left[ \left( \underline{\underline{I}} - e^{-\left(\underline{\underline{L}}^{-1} \cdot \underline{\underline{Z}}\right)\Delta t} \right)^{-1} \cdot \left( \underline{i}_{n+1} - e^{-\left(\underline{\underline{L}}^{-1} \cdot \underline{\underline{Z}}\right)\Delta t} \cdot \underline{i}_n \right) \right] + \underline{\varphi}_n \quad (2.2.14)$$

L'espressione (2.2.14), riscritta al passo successivo, e considerando costante la velocità di rotazione (e quindi  $\varphi_n$ ), diviene:

$$\underline{v}_{n+1} = \underline{Z} \cdot \left[ \left( \underline{I} - e^{-\left(\frac{L^{-1} \cdot \underline{Z}}{\underline{Z}}\right) \Delta t} \right)^{-1} \cdot \left( \underline{i}_{n+2} - e^{-\left(\frac{L^{-1} \cdot \underline{Z}}{\underline{Z}}\right) \Delta t} \cdot \underline{i}_{n+1} \right) \right] + \underline{\varphi}_n \quad (2.2.15)$$

In fine, sostituendo la (2.2.13) nella (2.2.15), si ricava:

$$\underline{v}_{n+1} = \underline{Z} \cdot \left\{ \left( \underline{I} - e^{-\left(\frac{L^{-1} \cdot \underline{Z}}{\underline{Z}}\right) \Delta t} \right)^{-1} \cdot \left\{ \underline{i}_{n+2} - e^{-\left(\frac{L^{-1} \cdot \underline{Z}}{\underline{Z}}\right) \Delta t} \cdot \left[ \left( \underline{I} - e^{-\left(\frac{L^{-1} \cdot \underline{Z}}{\underline{Z}}\right) \Delta t} \right) \cdot \left[ \underline{Z}^{-1} \cdot (\underline{v}_n - \underline{\varphi}_n) \right] + e^{-\left(\frac{L^{-1} \cdot \underline{Z}}{\underline{Z}}\right) \Delta t} \cdot \underline{i}_n \right] \right\} \right\} + \underline{\varphi}_n \quad (2.2.16)$$

che è l'espressione cercata ed esprime la tensione da applicare al motore nell'istante di campionamento successivo, in modo da azzerare (o, almeno, minimizzare) l'errore che, al termine del secondo degli istanti di campionamento successivi, si ha fra la corrente campionata e quella desiderata. Con il simbolo  $\underline{i}_{n+2}^*$  si è indicata la "corrente desiderata", il calcolo di tale valore di corrente rimane definito al capitolo precedente in base alla strategia di controllo a massimizzazione del rapporto coppia/corrente o ad indebolimento di campo.

La tensione  $\underline{v}_{n+1}$  prodotta dall'algorithmo predittivo, scomposta nelle sue componenti lungo l'asse diretto e quadratura, subisce le trasformazioni  $d, q \rightarrow x, y$  e  $2 \rightarrow 3$  secondo la posizione rotorica  $\vartheta_n$  letta all'istante  $t_n$ . Le tensioni di fase che ne derivano, opportunamente modulate, vengono applicate al motore a partire dall'istante  $t_n + \Delta t$  e mantenute per un intero periodo di campionamento  $\Delta t$ , e cioè nel periodo temporale fra  $t_n + \Delta t$  e  $t_n + 2\Delta t$ . In tale intervallo temporale, si è detto, la velocità varia pochissimo viste le elevate costanti di tempo meccaniche, lo stesso, però, non può dirsi della posizione angolare del rotore. Quest'ultima, pur in presenza di velocità costante, varia nel tempo con legge  $\vartheta(t) = \omega \cdot t$  e, a velocità sostenute, risulta apprezzabilmente differente nell'arco di un periodo di campionamento  $\Delta t$ . Ciò induce a correggere il valore di  $\vartheta_n$  letto all'istante  $t_n$ , tramite la velocità  $\omega_n$ , con la seguente formula:

$$\vartheta_n^{corretto} = \vartheta_n + 1.5 \omega_n \Delta t \quad (2.2.17)$$

La (2.2.17) costituisce una stima (futura) della posizione rotorica che si avrà al centro dell'intervallo temporale  $[t_n + \Delta t, t_n + 2\Delta t]$  e risulta quindi utile a trasformare in coordinate statoriche la tensione  $\underline{v}_{n+1}$  che è da applicarsi per tutta la durata dello stesso intervallo temporale. La stima (2.2.17) suppone che la velocità sia costante all'interno di un periodo di campionamento  $\Delta t$ , coerentemente con le ipotesi fin qui fatte, inoltre, ed essendo una stima futura, essa può essere ritenuta parte integrante dell'algorithmo predittivo.

In fig.II.2.2 si propone, dunque, lo schema di principio a blocchi del controllo predittivo

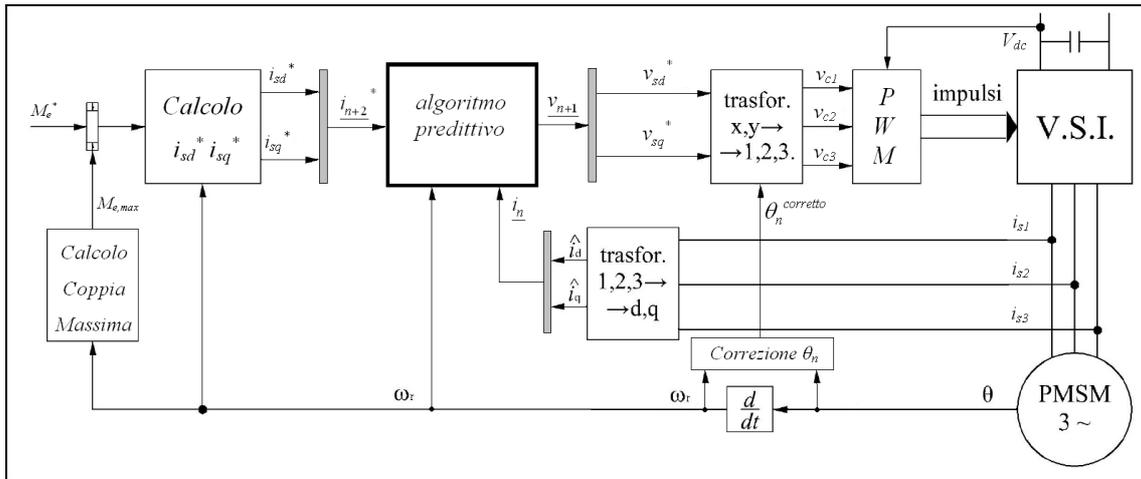


Fig.II.2.2 - Circuito di controllo (in coppia) con algoritmo predittivo basato sulla strategia di controllo ad indebolimento di campo

Dove, rispetto allo schema di fig.I.7.3, il blocco *algoritmo predittivo* va a sostituire i regolatori standard (con il vantaggio di non doverli tarare) e manca il blocco *compensazione*.

### II.3 – INTRODUZIONE DEI PARAMETRI RESISTIVI NEL CALCOLO DEI LIMITI OPERATIVI

Nello schema di principio a blocchi di fig.II.2.2 si è introdotta una tecnica di regolazione delle correnti basata su un algoritmo predittivo, in modo da sfruttare la conoscenza dei parametri di macchina. Tali parametri vengono altresì utilizzati nel calcolo delle velocità caratteristiche, dei limiti operativi e dei riferimenti di corrente che l'algoritmo predittivo processa per assicurare le condizioni di funzionamento desiderate (si veda par.I.4-I.6). È da sottolineare, però, che solo tre dei quattro parametri di macchina vengono effettivamente introdotti nelle espressioni che definiscono i limiti operativi del piano di funzionamento, essendo la resistenza degli avvolgimenti di statore trascurata nella formulazione del limite sulla tensione (seconda delle (1.4.1)). L'ipotesi di trascurare i parametri resistivi è il più delle volte accettabile, soprattutto per motori di elevata potenza, ed il fatto che il motore PM brushless garantisca una efficienza potenziale superiore a quella dei motori tradizionali avvalorava maggiormente la validità di questa ipotesi.

Bisogna però tener presente che il maggiore rendimento di queste macchine non è sempre una specifica a cui si dà molto peso, preferendo in certe applicazioni la compattezza e la leggerezza; nelle applicazioni di trazione ad esempio, potendo smaltire il calore in maniera efficiente attraverso l'adduzione di liquido forzato sulle superfici di statore, e dovendo rispettare dei limiti di ingombro e peso molto stringenti, alcuni motori sono progettati per essere estremamente compatti (poco ferro e poco rame) anche a scapito dell'efficienza energetica, determinando grossi valori di resistenza. L'influenza che i parametri resistivi hanno sulla tensione di macchine, inoltre, dipende dalle

condizioni operative del motore ed in particolare, dipende dal carico (e quindi dalla corrente) e dalla velocità di rotazione, come si può intuire dal modello matematico (1.2.5). Un metodo rapido per valutare la trascurabilità delle resistenze potrebbe essere quello di porsi nel punto base ( $I=I_L$  ;  $\omega_r=\omega_{r,B}$ ) e valutare l'incidenza del termine  $R_s \cdot I_L$  sulla tensione nominale  $V_n \equiv V_L$ . Valori accettabili della caduta resistiva sono dell'ordine di pochi percento ( $1 \div 2$  %), per i quali si può fare riferimento alle espressioni semplificate dei par.I.4-I.6, mentre per valori superiori sarebbe bene calcolare i limiti operativi partendo dalle espressioni complete del modello matematico.

Nel presente paragrafo, con riferimento ad una macchina senza anisotropia magnetica, si intende rimuovere l'ipotesi di trascurabilità dei parametri resistivi ed indagare circa l'influenza che le cadute resistive hanno sulla strategia di controllo e sui limiti operativi di funzionamento.

L'introduzione dei parametri resistivi negli algoritmi di controllo avviene attraverso il vincolo sulla tensione limite scritto alle (1.4.1); l'espressione viene a modificarsi in:

$$V^2 = v_{sd}^2 + v_{sq}^2 = \left( R_s i_{sd} - p \omega_{r,B} L_s i_{sq} \right)^2 + \left( R_s i_{sq} + p \omega_{r,B} L_s i_{sd} + p \omega_{r,B} \Phi_r \right)^2 \leq V_L^2 \quad (2.3.1)$$

La (3.45) rappresenta ancora l'equazione di una circonferenza nel piano di controllo, ma con centro e raggio differenti:

$$\text{centro: } (c_d, c_q) \quad \text{raggio: } R_{V_L}$$

dove:

$$c_d = -\frac{(p \omega_r)^2 L_s \Phi_r}{R_s^2 + (p \omega_r L_s)^2} \quad (2.3.2)$$

$$c_q = -\frac{p \omega_r R_s \Phi_r}{R_s^2 + (p \omega_r L_s)^2} \quad (2.3.3)$$

$$R_{V_L} = \frac{V_L}{\sqrt{R_s^2 + (p \omega_r L_s)^2}} \quad (2.3.4)$$

il segno della disuguaglianza della (2.3.1) individua l'area racchiusa dalla circonferenza. Dalle equazioni appena scritte si può notare come, per  $R_s=0$ , il centro ed il raggio del cerchio rappresentativo del limite di tensione coincidano con quelli del par.I.4 ricavati trascurando le cadute resistive.

Essendo, però, la resistenza un parametro che, seppur piccolo, non è mai fisicamente nullo, si possono fare le seguenti considerazioni: a velocità nulla la corrente massima che permette di rispettare il vincolo sulla tensione non è infinita ma pari al rapporto  $V_L/R_s$ , caratterizzata da valori elevati, tipici delle correnti di corto circuito; per una fissata velocità  $\omega_r$ , invece, tale corrente si

riduce alla (2.3.4), la quale esprime il rapporto fra la tensione limite ed il modulo di una impedenza con parte reale  $R_s$  e parte immaginarie  $p\omega_r L_s$ ; le coordinate del centro della circonferenza legata al vincolo sulla tensione (2.3.2) e (2.3.3) dipendono dalla velocità di rotazione del motore.

Da un confronto fra la (2.3.2) e la (2.3.3) è possibile verificare che risulta:

$$c_d = \frac{L_s}{R_s} (p\omega_r) c_q \quad (2.3.5)$$

dove la quantità  $(p\omega_r)$  si può ricavare dalla (2.3.3):

$$(p\omega_r) = -\frac{R_s \Phi_r}{2L_s^2 c_q} \pm \frac{R_s}{L_s} \sqrt{\left(\frac{\Phi_r}{2L_s c_q}\right)^2 - 1} \quad (2.3.6)$$

Sostituendo la (2.3.6) nella (2.3.5) si ottiene una espressione che lega fra loro le coordinate del centro relativo al vincolo sulla tensione; tale espressione, è facile verificarlo, può essere messa nella forma:

$$\left(c_d + \frac{\Phi_r}{2L_s}\right)^2 + c_q^2 = \left(\frac{\Phi_r}{2L_s}\right)^2 \quad (2.3.7)$$

La (3.51) (2.3.7), che esprime l'equazione di una circonferenza di centro  $(-\Phi_r/2L_s, 0)$  e raggio  $\Phi_r/2L_s$ , rappresenta il luogo dei punti assunti dal centro del cerchio rappresentativo il vincolo sulla tensione limite, e può essere visualizzato sul piano di controllo (linea tratteggiata in fig.II.3.1):

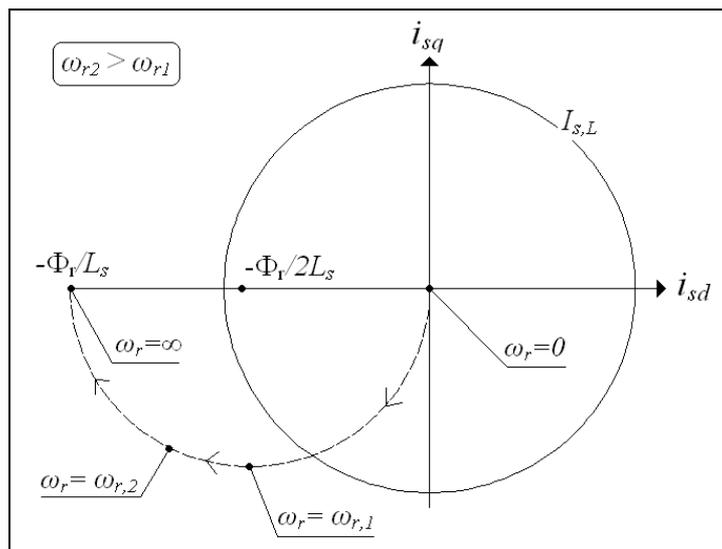


Fig.II.3.1 - Luogo dei punti assunti dal centro della circonferenza rappresentativa il vincolo sulla tensione al crescere della velocità

In fig.II.3.1 si è rappresentata una semicirconferenza tenendo conto del fatto che  $c_d$  e  $c_q$  sono entrambi non positivi ((2.3.2) e (2.3.3)); si è poi indicato il verso (orario) con cui il punto che rappresenta il centro si muove su tale semicirconferenza al crescere della velocità da 0 fino all' $\infty$ ,

per un fissato valore della resistenza  $R_s$ . Viceversa, se si fissa la velocità  $\omega_r$ , ad un aumento delle resistenza  $R_s$  corrisponde uno spostamento del centro nel verso antiorario. In ogni caso, dati i valori di resistenza e velocità di rotazione, la posizione del centro sul piano di controllo è univocamente definita e, essendo definito anche il raggio, è possibile determinare l'area di funzionamento ammissibile (area operativa); se ne può vedere un esempio in fig.II.3.2,

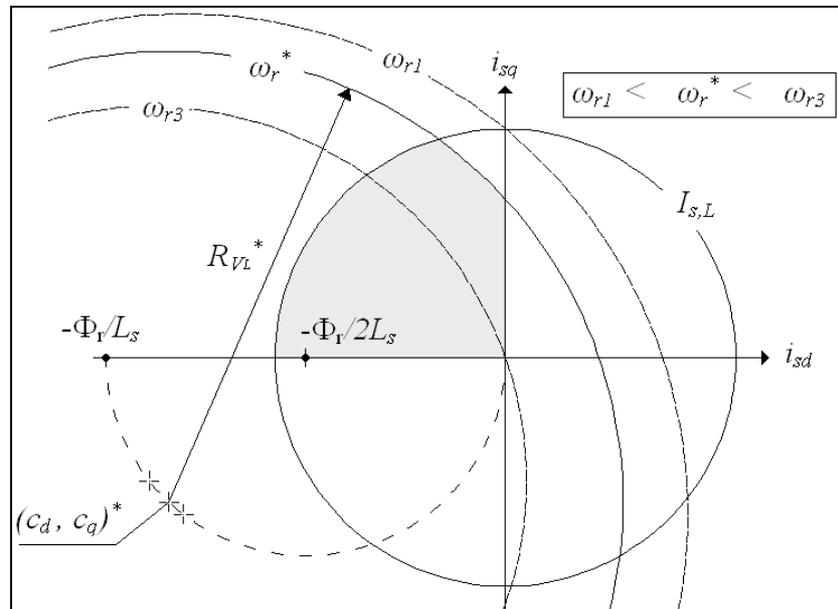


Fig.II.3.2 - Vincolo di corrente e di tensione per una fissata velocità  $\omega_r^*$  nel caso in cui si contemplino le cadute resistive

dove si è fissata la velocità ad un generico valore  $\omega_r^*$ . In Fig. III.26 si può anche visualizzare il restringimento dell'area operativa (in grigio) per valori di velocità  $\omega_{r3} > \omega_r^*$ , o la sua espansione per valori di velocità  $\omega_{r1} < \omega_r^*$ .

Rispetto al caso in cui si trascurano i parametri resistivi ci si aspetta che l'area operativa relativa al II° quadrante del piano di controllo (I° quadrante del piano  $M_e-\omega_r$ ) sia minore, poiché, non solo il raggio del cerchio del limite in tensione è minore (fissata  $\omega_r$ ), ma si ha anche un decentramento di tale cerchio (rispetto al punto  $(-\Phi_V/L_s, 0)$ ) nelle direzioni negative delle  $i_{sd}$ .

Le stesse considerazioni possono effettuarsi anche con riferimento al modello matematico del PM brushless particolarizzato al regime stazionario sinusoidale (relazione (1.2.8) con  $X_I=0$ ): l'aggiunta della caduta resistiva fa in modo che la tensione eguagli il proprio limite per valori di corrente (e quindi di carico) minori, fissata la velocità  $\omega_r$ , e/o per valori di velocità minori, fissata la corrente  $I_s$ .

Appare evidente, a questo punto, che l'introduzione dei parametri resistivi influisce sia sulle velocità caratteristiche sia sui valori di corrente limite che consentono di rispettare i vincoli caratteristici dell'azionamento A.C. brushless e, quindi, sul dominio di funzionamento nel piano  $M_e-\omega_r$ ; ci si aspetta, allora, che cambino anche i valori delle correnti di riferimento.

### II.3.1 – INFLUENZA SULLE VELOCITÀ CARATTERISTICHE

In fig.II.3.3 si rappresentano le circonferenze rappresentative del vincolo di tensione alle varie velocità caratteristiche (si confronti tale figura con la fig.I.4.2 ).

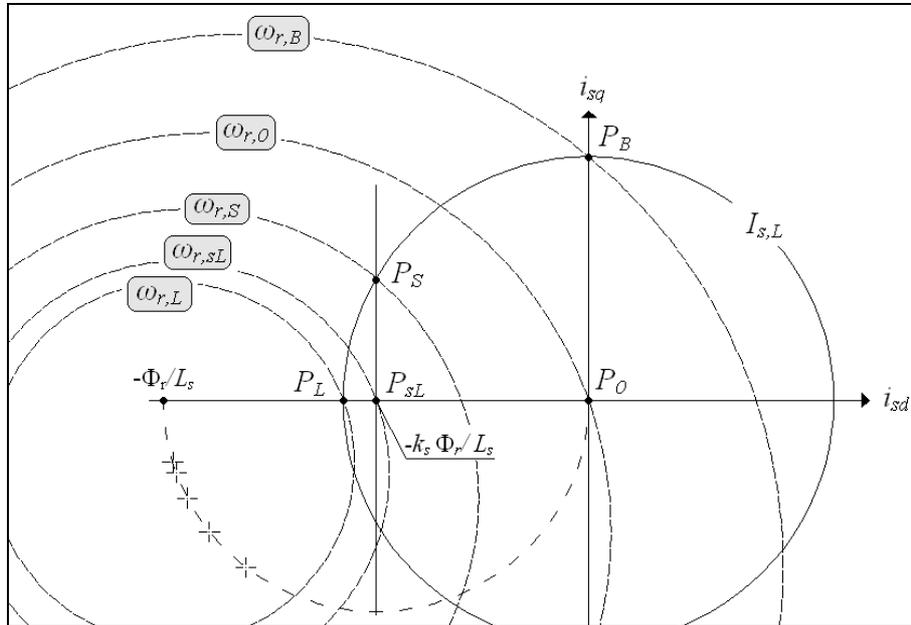


Fig.II.3.3 - Rappresentazione del vincolo di tensione alle varie velocità caratteristiche

La definizione analitica delle varie velocità caratteristiche può essere effettuata particolarizzando l'equazione della circonferenza rappresentativa del limite di tensione nei vari punti  $P_B$ ,  $P_0$ ,  $P_S$ ,  $P_{sL}$ ,  $P_L$ , di cui sono note le coordinate, e risolvendo in  $\omega_r$ .

Per ricavare la velocità base  $\omega_{r,B}$  si avrà quindi:

$$\begin{cases} (R_s i_{sd} - p \omega_{r,B} L_s i_{sq})^2 + (R_s i_{sq} + p \omega_{r,B} L_s i_{sd} + p \omega_{r,B} \Phi_r)^2 = V_L^2 \\ P_B \rightarrow i_{sd} = 0 ; i_{sq} = I_L \end{cases}$$

$$\Downarrow \quad (2.3.8)$$

$$\omega_{r,B}^2 \left[ (p L_s I_L)^2 + (p \Phi_r)^2 \right] + \omega_{r,B} [2 p R_s I_L \Phi_r] + \left[ (R_s I_L)^2 - V_L^2 \right] = 0$$

delle cui due soluzioni solo quella del tipo  $(-b + \sqrt{\Delta})/2a$  ha senso fisico mentre l'altra è negativa.

Allo stesso modo, per ricavare la velocità di smagnetizzazione  $\omega_{r,S}$  si avrà:

$$\begin{cases} (R_s i_{sd} - p \omega_{r,B} L_s i_{sq})^2 + (R_s i_{sq} + p \omega_{r,B} L_s i_{sd} + p \omega_{r,B} \Phi_r)^2 = V_L^2 \\ P_S \rightarrow i_{sd} = -k_s \Phi_r / L_s ; i_{sq} = \sqrt{I_L^2 - \left(k_s \Phi_r / L_s\right)^2} \end{cases}$$

$$\Downarrow$$

$$\omega_{r,S}^2 \left[ (p L_s I_L)^2 + (p \Phi_r)^2 (1 - 2k_s) \right] + \omega_{r,S} \left[ 2 p R_s \Phi_r \sqrt{I_L^2 - \left(k_s \frac{\Phi_r}{L_s}\right)^2} \right] + \left[ (R_s I_L)^2 - V_L^2 \right] = 0$$

(2.3.9)

delle cui due soluzioni solo quella del tipo  $(-b + \sqrt{\Delta})/2a$  ha senso fisico mentre l'altra è negativa.  
 Per la velocità di smagnetizzazione limite  $\omega_{r,sL}$  si avrà, invece:

$$\begin{cases} (R_s i_{sd} - p \omega_{r,B} L_s i_{sq})^2 + (R_s i_{sq} + p \omega_{r,B} L_s i_{sd} + p \omega_{r,B} \Phi_r)^2 = V_L^2 \\ P_{sL} \rightarrow i_{sd} = -k_s \Phi_r / L_s ; i_{sq} = 0 \end{cases}$$

$$\Downarrow$$

$$\omega_{r,sL} = \frac{\sqrt{V_L^2 - \left(R_s k_s \frac{\Phi_r}{L_s}\right)^2}}{p \Phi_r (1 - k_s)}$$

(2.3.10)

Ed, in fine, per la velocità limite  $\omega_{r,L}$  ideale si avrà:

$$\begin{cases} (R_s i_{sd} - p \omega_{r,B} L_s i_{sq})^2 + (R_s i_{sq} + p \omega_{r,B} L_s i_{sd} + p \omega_{r,B} \Phi_r)^2 = V_L^2 \\ P_L \rightarrow i_{sd} = -I_L ; i_{sq} = 0 \end{cases}$$

$$\Downarrow$$

$$\omega_{r,L} = \frac{\sqrt{V_L^2 - (R_s I_L)^2}}{p (\Phi_r - L_s I_L)}$$

(2.3.11)

È opportuno sottolineare che l'espressione della velocità a vuoto ideale  $\omega_{r,0}$  resta quella ricavata alla (1.4.4) in assenza di parametri resistivi, poiché essa rappresenta la massima velocità teorica che il motore può raggiungere in assenza di corrente, e quindi, in assenza di cadute resistive anche quando  $R_s$  è diversa da zero.

È agevole verificare che tutte le velocità caratteristiche appena ricavate coincidono con quelle introdotte al par.I.4 quando si pone  $R_s=0$ ; con valori di resistenza diversi da zero ci si aspetta, invece, che tali velocità (ad eccezione di  $\omega_{r,0}$ ) risultino minori.

II.3.2 – INFLUENZA SUI VALORI DI CORRENTE LIMITE

Ferma restando la simbologia utilizzata al cap.I, i valori di corrente limite, posta  $R_s \neq 0$ , assumono una differente espressione analitica, la quale può facilmente essere ricavata rappresentando i vincoli caratteristici dell'azionamento sul piano di controllo ( $i_{sd}, i_{sq}$ ).

Al fine di rendere più sintetiche le espressioni che seguono, si fanno le seguenti posizioni:

$$C_d = |c_d| \quad ; \quad C_q = |c_q| \quad ; \quad r_c = \sqrt{C_d^2 + C_q^2} \quad (2.3.12)$$

dove la quantità  $r_c$  rappresenta la distanza del centro della circonferenza rappresentativa il limite sulla tensione rispetto al riferimento degli assi del piano di controllo.

Nel piano ( $i_{sd}, i_{sq}$ ) di fig.II.3.4 si rappresentano il vincolo di corrente ed il vincolo di tensione per una velocità compresa fra  $\omega_{r,B}$  e  $\omega_{r,0}$ , evidenziando in grigio l'area operativa d'interesse.

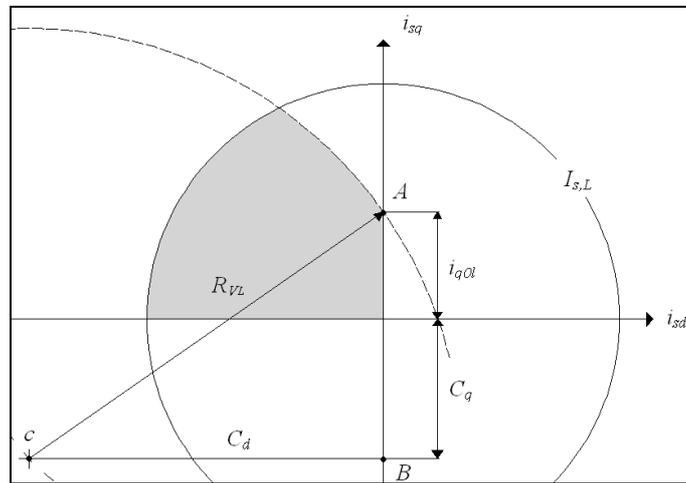


Fig.II.3.4 - Vincolo di corrente e vincolo di tensione per  $\omega_{r,B} < \omega_r < \omega_{r,0}$

Applicando il teorema di Pitagora al triangolo  $cAB$  è agevole verificare che risulta:

$$i_{q0l} = \sqrt{R_{VL}^2 - C_d^2} - C_q \quad (2.3.13)$$

dove  $R_{VL}$ ,  $C_d$  e  $C_q$  sono funzione della velocità di rotazione  $\omega_r$ .

Per il calcolo della  $i_{qfl}$ , applicando il teorema di Pitagora al triangolo  $cAB$  di fig.II.3.5 e considerando che il punto  $A$  appartiene alla circonferenza limite di corrente, si può scrivere il seguente sistema:

$$\begin{cases} (C_d - \bar{i}_{sd})^2 + (C_q + i_{qfl})^2 = R_{VL}^2 \\ \bar{i}_{sd}^2 + i_{qfl}^2 = I_L^2 \end{cases} \quad (2.3.14)$$

il quale fornisce una equazione di secondo grado nell'incognita  $i_{qfl}$ .

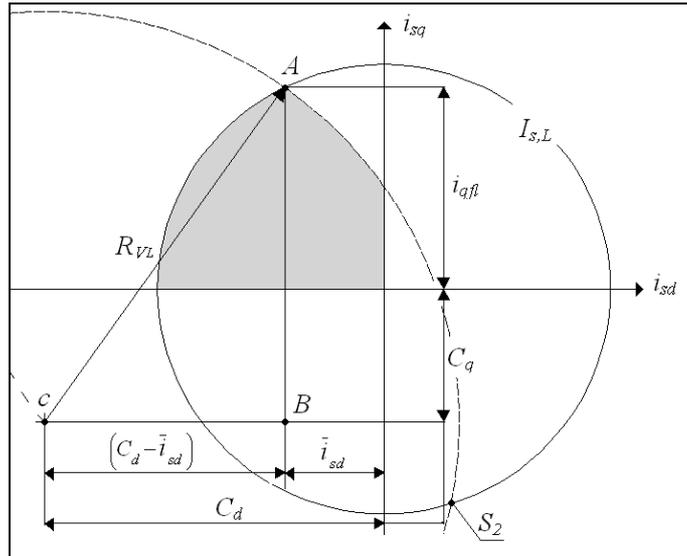


Fig.II.3.5 - Vincolo di corrente e vincolo di tensione per  $\omega_{r,B} < \omega_r < \omega_{r,L}$

Come si può notare dalla fig.II.3.5, infatti, esistono 2 punti di intersezione fra le circonferenze rappresentative dei limiti di tensione e corrente (punti A ed  $S_2$ ), ma, uno solo di essi cade nel II° quadrante del piano di controllo (I° quadrante del piano  $M_e-\omega_r$ ). Riferendosi perciò al I° quadrante del piano coppia-velocità, la unica soluzione di interesse risulta essere:

$$i_{qfl} = \frac{-C_q (I_{s,L}^2 + r_c^2 - R_{VL}^2) + C_d \sqrt{(2r_c I_L)^2 - (I_L^2 + r_c^2 - R_{VL}^2)^2}}{2r_c^2} \quad (2.3.15)$$

Per il calcolo della  $i_{qsl}$ , applicando il teorema di Pitagora al triangolo  $cAB$  di fig.II.3.6,

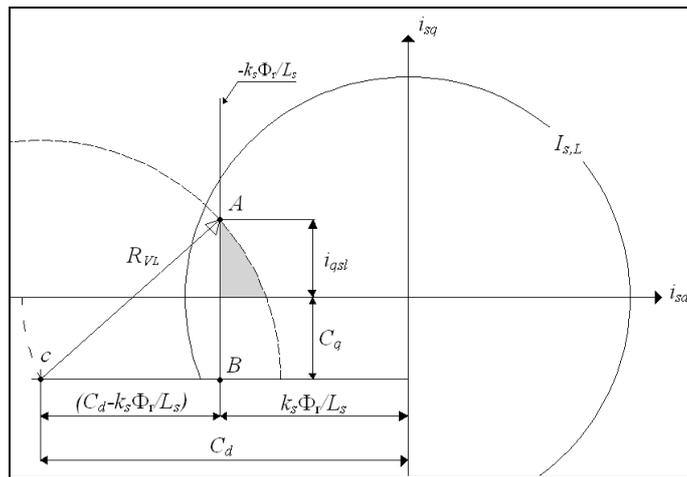


Fig.II.3.6 - Vincolo di smagnetizzazione, vincolo di corrente e vincolo di tensione per  $\omega_{r,S} < \omega_r < \omega_{r,sL}$

è agevole verificare che risulta:

$$i_{qsl} = \sqrt{R_{VL}^2 - \left(C_d - k_s \frac{\Phi_r}{L}\right)^2} - C_q \quad (2.3.16)$$

Sebbene sia meno trasparente rispetto ai calcoli sulle velocità caratteristiche, anche per i valori limite di corrente appena ricavati, porre  $R_s=0$  riconduce alle espressioni di par.I.5. Inoltre, giacché il vincolo sulla saturazione (terza delle 1.4.1) non dipende dai parametri resistivi, si può completare la definizione dei limiti di corrente ponendo:

$$i_{q0,sat} = i_{q0l}(\omega_{r,sat})\Big|_{R_s=0} \quad ; \quad i_{q,sat} = i_{qfl}(\omega_{r,sat})\Big|_{R_s=0} \quad (2.3.17)$$

I valori limite di corrente calcolati nel presente paragrafo si combinano secondo quanto visto al par.I.5 per definire *la massima componente secondo l'asse in quadratura della corrente di statore ammissibile*, nella zona senza deflussaggio ( $i_{q0,max}$ ), e con deflussaggio ( $i_{q,max}$ ).

### II.3.3 – INFLUENZA SUI RIFERIMENTI DI CORRENTE

L'introduzione dei parametri resistivi negli algoritmi di controllo ha influenza anche sui valori dei riferimenti in corrente, infatti, mentre la  $i_{sq}^*$  resta proporzionale al carico richiesto, si modifica la definizione analitica della quantità che al par.I.6 si è indicata con il simbolo  $i_{df}$ . Tale componente di corrente secondo l'asse diretto è quella necessaria a deflussare la macchina in modo da ridurre la tensione indotta e portare la  $V_s$  entro i limiti ammissibili. In fig.II.3.7 si rappresentano i vincoli di corrente e tensione per una generica velocità compresa fra  $\omega_{r,B}$  ed  $\omega_{r,L}$ , e si suppone che la corrente desiderata d'asse quadratura  $i_{sq}^*$  sia maggiore della  $i_{q0l}$ , di modo da rendere necessario l'indebolimento di campo.

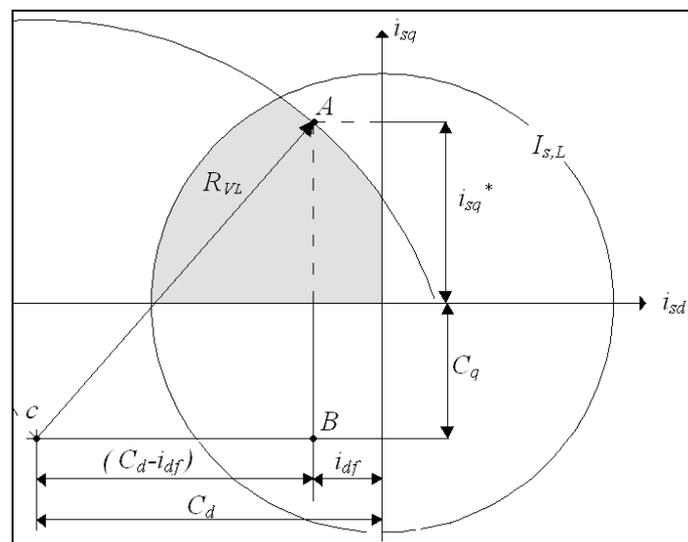


Fig.II.3.7 - Vincolo di corrente e vincolo di tensione per  $\omega_{r,B} < \omega_r < \omega_{r,L}$ ;  $i_{sq}^* > i_{q0l}$

Applicando il teorema di Pitagora al triangolo  $cAB$  è agevole verificare che risulta:

$$i_{df} = \sqrt{R_{VL}^2 - (C_q + |i_{sq}^*|)^2} - C_d \quad (2.3.18)$$

dove si ricorda che  $R_{VL}$ ,  $C_d$  e  $C_q$  sono funzione della velocità di rotazione  $\omega_r$ .

I riferimenti di corrente, in presenza di cadute resistive, saranno espressi dalle seguenti espressioni:

$$i_{sq}^* = \frac{M_e^*}{\frac{3}{2} p \Phi_r} \quad ; \quad i_{sd}^* = \begin{cases} 0 & \text{per } (|i_{sq}^*| \leq |i_{q0,max}|) \\ i_{df} & \text{per } (|i_{sq}^*| > |i_{q0,max}|) \end{cases} \quad (2.3.19)$$

che coincidono formalmente con quelle viste al par.I.6. La differenza consiste nella definizione analitica della corrente “smagnetizzante” ( $i_{df}$ ), e della massima corrente quadratura ( $i_{q0,max}$  e  $i_{q,max}$ ).

### II.3.4 – INFLUENZA SUL DOMINIO DI FUNZIONAMENTO

In base a quanto visto ai punti precedenti, l'introduzione dei parametri resistivi negli algoritmi di controllo produce un restringimento del dominio di funzionamento nel piano coppia-velocità. A titolo di esempio in fig.II.3.8 si prospetta una tale situazione, prendendo in considerazione i soli limiti di tensione e corrente e supponendo che l'incidenza delle cadute resistive sia rilevante, tale da produrre un restringimento apprezzabile.

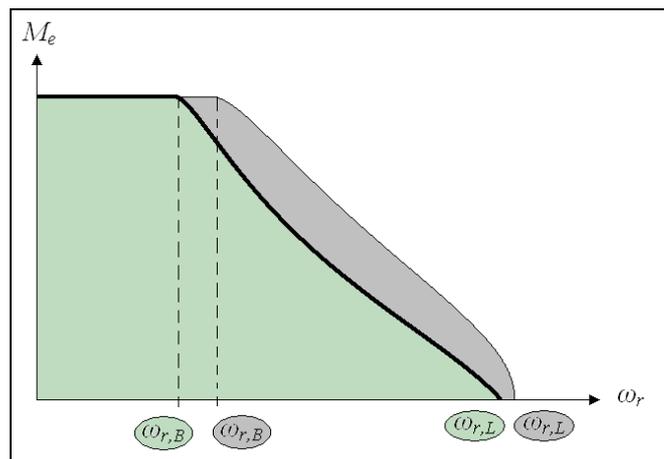


Fig.II.3.8 - Restringimento del dominio di funzionamento

Come si può notare, non solo si modifica il bordo esterno, ma variano anche la velocità base e quella limite.

Le stesse considerazioni possono essere rivolte a quella zona del dominio di funzionamento in cui è possibile operare secondo la strategia di massimizzazione del rapporto coppia/corrente (fig.II.3.9).

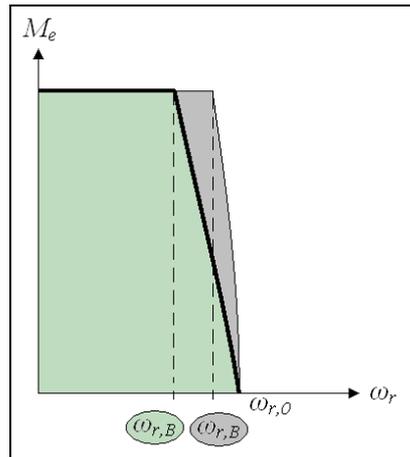


Fig.II.3.9 - Restringimento del dominio di funzionamento nella zona senza deflussaggio

Per la situazione ipotizzata alle fig.II.3.8 e fig.II.3.9, portare il motore a lavorare in un punto della zona in grigio scuro comporterebbe un'alimentazione di tensione superiore al valore limite ammissibile  $V_L$ , con conseguente rischio di malfunzionamento e di danneggiamento del motore e del convertitore che lo alimenta. Viceversa, una alimentazione a tensione  $V_L$  porterebbe il motore a lavorare sul contorno della zona in grigio chiaro, senza rischi per l'azionamento, ma a valori di potenza meccanica inferiori a quelli attesi da un calcolo senza resistenze.

#### II.3.4 – SCELTA DELLA STRATEGIA PIÙ ADATTA

È inutile dire che la scelta più giusta da un punto di vista teorico sarebbe quella di utilizzare le espressioni complete presentate in questo paragrafo per il calcolo delle velocità caratteristiche, dei limiti di corrente ed dei riferimenti. Bisogna però considerare che il sistema fisico hardware e software che sovraintende il controllo deve eseguire i calcoli in tempo reale, ad una velocità che dipende dalla frequenza di commutazione scelta in base alla specifica applicazione. Ciò potrebbe portare il sistema ad uno sforzo computazionale proibitivo, mentre risultano di più facile computazione le espressioni semplificate ricavate al capitolo precedente.

A tal proposito, va senza dubbio assicurato che in ogni caso le correnti limiti calcolate in tempo reale dalla piattaforma di controllo non eccedano i reali limiti del motore, anche quando si utilizzino le espressioni semplificate (si veda fig.II.3.8). Ciò può essere fatto scegliendo opportunamente il valore della tensione limite  $V_L$  dato in pasto al sistema di controllo; al diminuire della  $V_L$  il bordo esterno del dominio di funzionamento nel piano  $M_e-\omega_r$  tende a traslare verso sinistra determinandone il restringimento. Bisognerà, quindi, scegliere un valore di  $V_L$  più piccolo, minore della tensione limite che il motore può effettivamente sopportare (ossia minore della tensione nominale) di modo che il bordo esterno del dominio di funzionamento calcolato con le espressioni approssimate sia tutto contenuto nel vero dominio di funzionamento (quello calcolato con le espressioni complete). La situazione è esemplificata in fig.II.3.10,

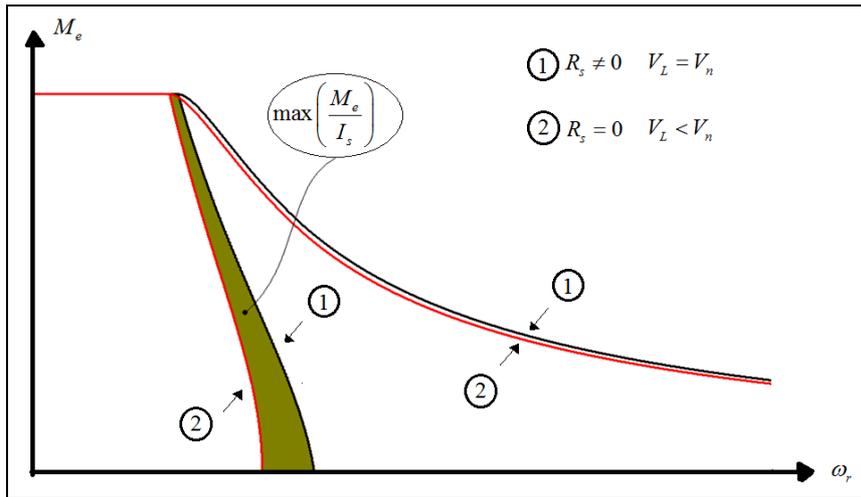


Fig.II.3.10 – Scelta della strategia di controllo sui parametri resistivi

nella quale il bordo esterno del dominio di funzionamento calcolato secondo la soluzione 1 ( $R_s \neq 0$ ,  $V_L = V_n$ ) include il bordo della soluzione 2 ( $R_s = 0$ ,  $V_L < V_n$ ). Come si può notare dalla stessa figura, però, scegliere  $V_L < V_n$  restringe anche l'area operativa a massimizzazione del rapporto coppia/corrente. Lo svantaggio che ne deriva è un indebolimento di campo precoce da parte del sistema di controllo, il quale imporrà una componente  $i_{sd}$  negativa, anche quando non ve ne è ancora bisogno dati i bassi valori di coppia e velocità; tutto ciò aumenta il modulo della corrente e determina maggiori perdite per effetto joule.

## CAPITOLO III

### TECNICHE DI CONTROLLO OTTIMIZZATE PER AZIONAMENTI MULTI MOTORE

Nel presente capitolo si affronterà il problema del controllo per azionamenti multi motore che utilizzano macchine sincrone a magneti permanenti. Si tratta di strutture di azionamento in cui, pur essendoci una pluralità di motori, il sistema di alimentazione e controllo non è replicato, bensì conserva un unico inverter. Le realizzazioni attuali di una tale soluzione utilizzano quasi sempre motori ad induzione e sono abbastanza comuni sia in applicazioni industriali sia in quelle di trazione.

L'avvento dei motori sincroni a magneti permanenti, però, ha portato a prendere in considerazione l'ipotesi di sostituire i motori a induzione con macchine PM brushless, ereditando i vantaggi intrinseci di tale macchina in termini di efficienza, compattezza e prestazioni. Come è ovvio che sia, però, tale sostituzione incontra delle difficoltà tecniche iniziali date dalla scarsa esperienza e, se da un lato introduce delle potenziali migliorie, dall'altro solleva delle criticità che richiedono uno studio accurato al fine di introdurre soluzioni innovative.

#### III.1 - INTRODUZIONE

La struttura di azionamento multi motore è costituita da una pluralità di motori che fanno capo ad una singola unità di alimentazione e conversione dotata di una singola unità logica di controllo e gestione (in inglese *single drive multi motor configuration* (fig.III.1.1)).

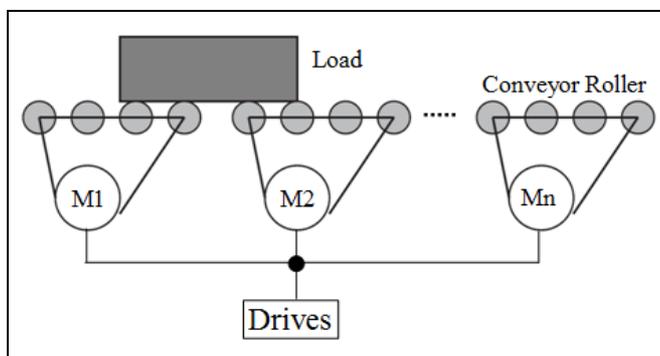


Fig.III.1.1 – Single Drive Multi Motor Configuration

L'alimentazione rende disponibile la tensione dello stadio in continua ed è realizzata mediante uno stabilizzatore a chopper o raddrizzatore a seconda delle caratteristiche della tensione primaria, secondo quanto visto al par.I.7 (fig.I.7.1-2). L'apparato di conversione è un inverter a tensione impressa V.S.I. classicamente trifase ma che nella fattispecie può anche prevedere un numero superiore di fasi, trattandosi di azionamenti multi motore. L'unità logica e di controllo sovrintende la misura e la retroazione delle grandezze d'interesse (correnti e posizione rotorica) e calcola i duty cycles da fornire all'inverter in dipendenza delle condizioni di funzionamento desiderate (riferimenti). I motori sono alimentati tutti dallo stesso inverter e possono trovarsi in parallelo elettrico o collegati a fasi diverse del VSI a seconda del numero di fasi dell'inverter. In fig.III.1.2 si fornisce uno schema a blocchi di principio di un azionamento multi motore.

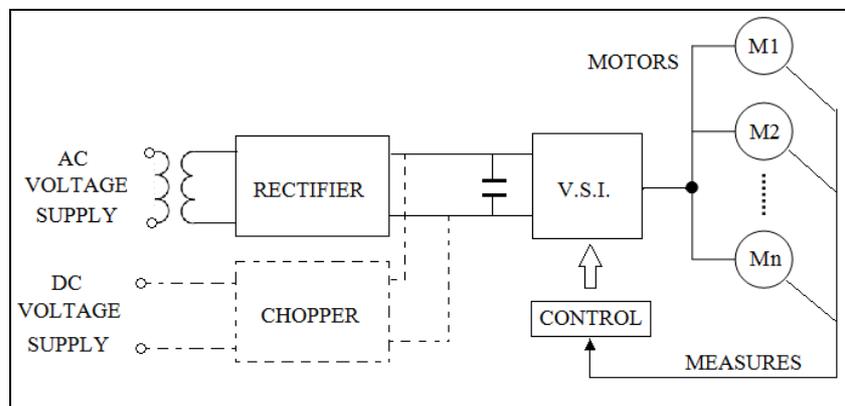


Fig.III.1.2 – Schema di alimentazione per azionamento multi motore

I vantaggi di una tale tipo di struttura risiedono nell'accentramento del sistema di alimentazione e controllo che garantisce semplicità, economicità e compattezza rispetto alle configurazioni in cui il sistema è replicato per ogni motore. Essendo la parte "intelligente" del sistema unica, tali sono anche tutti i sistemi ausiliari ad essa connessi: le alimentazioni dei circuiti elettronici di piccola potenza, la diagnostica, i sistemi di protezione, il sistema di raffreddamento. Si preferisce cioè distribuire la forza lavoro sulla superficie di installazione dei motori a mezzo della rete di potenza che alimenta le macchine, garantendo una maggiore robustezza e affidabilità.

Bisogna poi considerare che le taglie commerciali in potenza dei convertitori statici sono normalizzate, e, quindi, si spesso è costretti a scegliere un inverter sovradimensionato rispetto alla potenza nominale del motore. Questo sovradimensionamento si ripete identicamente nel caso in cui si duplichi il sistema motore+inverter, mentre può essere in parte recuperato con la soluzione dell'azionamento multi motore, ancora a vantaggio dell'economicità.

A tal proposito bisogna sottolineare che una struttura singolo inverter-multi motore “pura” è quella in cui il numero di fasi dell’unico inverter è pari al numero di fasi di uno dei motori che alimenta. Viceversa, quando il numero di fasi dell’inverter è superiore, la configurazione è solo parzialmente di tipo singolo inverter-multi motore, poiché non tutte le fasi dei motori sono in parallelo elettrico. Un inverter a sei fasi che alimenta due motori trifase, ad esempio, non può proprio essere considerato un sistema singolo inverter-multi motore, avendo replicato identicamente il numero di fasi dell’insieme dei due motori; in pratica il sistema sarebbe costituito da due inverter trifase collegati allo stesso stadio in continua.

A dispetto di tutte le possibili configurazioni, in questa sede ci si soffermerà su una struttura che prevede l’utilizzo di un classico inverter a tre fasi che alimenta due motori sincroni trifase a magneti permanenti; i motori si trovano collegati in parallelo elettrico (fig.III.1.3).

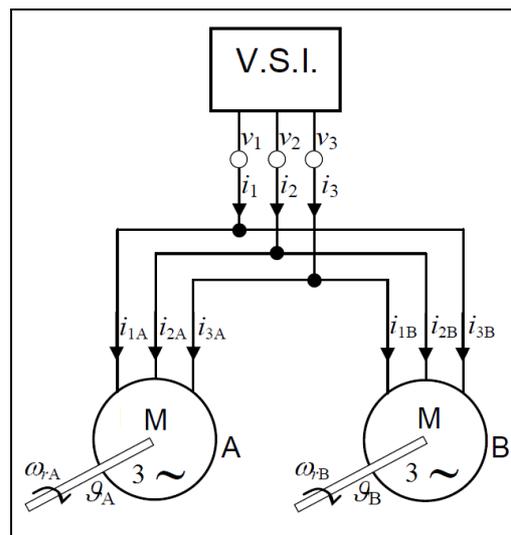


Fig.III.1.3 – Single VSI-Dual Motor Configuration

L’azionamento rappresentato in fig.III.1.3 può essere battezzato con il nome di *single drive-dual motor configuration* ed è spesso utilizzato nelle applicazioni di trazione su veicoli con rodiggio B0B0; il singolo carrello possiede due sale motrici con due motori (a induzione) che fanno capo ad un unico inverter. L’introduzione di macchine PM brushless in azionamenti configurati come quelli di fig.III.1.3 presenta dei caratteri di criticità dovuti al fatto che il motore richiede sincronismo fra il campo rotante al traferro e il rotore; ciò non accade con i motori a induzione che ammettono il funzionamento con scorrimento. Nell’ambito di applicazioni di trazione su ferro, inoltre, il diametro delle ruote può variare a seguito dell’usura e, dati i valori di tolleranza ammissibile, il motore a induzione sembra

l'unica scelta possibile. Due motori sincroni, infatti, non potrebbero mai trovare la condizione di sincronismo perché avrebbero velocità angolari differenti, dato che la velocità lineare è comune.

Questo il motivo per cui, di qui in avanti ci si sofferma su configurazioni a due motori i cui assi meccanici di rotazione siano liberi, non connessi tra di loro; ciò sposta l'attenzione ad ambiti di applicazione diversi da quelli trazionistici. Le applicazioni in cui un tale tipo di configurazione potrebbe essere adottata, ad esempio, riguarda gli impianti di ventilazione e condizionamento a velocità variabile, per i quali vi sia necessità di regolare il flusso d'aria. Si suppone, inoltre, che i motori siano a magneti superficiali (*SMPMSM Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor*) o che, comunque, non presentino anisotropia magnetica.

Lo scopo che ci si prefigge di realizzare è quello di estendere le strategie di controllo ottimizzate ricavate per il singolo motore a sistemi in configurazione multi motore.

### **III.2 – ESTENSIONE DEL CONTROLLO TRADIZIONALE AI SISTEMI DUAL MOTOR**

#### **III.2.1 – IL CONTROLLO MONO MOTORE**

Indipendentemente da una eventuale ottimizzazione, lo scopo generale di un sistema di controllo è innanzitutto quello di assicurare che i motori si portino a lavorare nelle condizioni richieste, per esempio alla velocità di rotazione desiderata  $\omega_r^*$ . In una architettura di azionamento a due motori ciò non basta, i due motori, infatti, dovranno conservare la stessa velocità anche in presenza di carico “squilibrato”, quando cioè i momenti di coppia resistenti siano diversi sugli assi dei due motori; il controllo deve in pratica regolare la velocità di rotazione e mantenere le condizioni di sincronismo anche in presenza di carico sbilanciato.

La cosa è molto semplice da realizzarsi se si pensa al fatto che la frequenza di alimentazione è unica e, trattandosi di macchine sincrone, i motori si porteranno naturalmente in condizioni di sincronismo con l'alimentazione e, quindi, in condizioni di sincronismo reciproco. Di conseguenza, lo schema di controllo più semplice che si possa immaginare è lo stesso visto al par.I.7 riguardante un azionamento mono motore e applicato senza modifiche al sistema dual motor; in fig.III.2.1 si propone tale schema di controllo supponendo di utilizzare l'algoritmo predittivo di regolazione delle correnti di cui al par.II.2. ed indicando con A e B i due motori PM brushless.

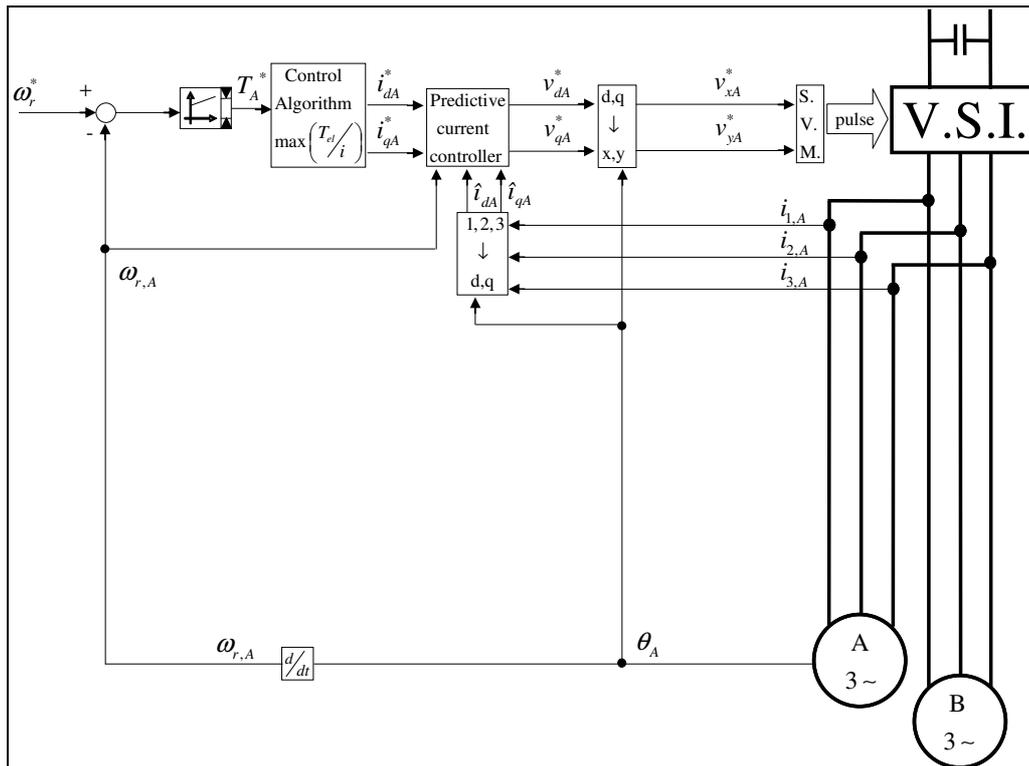


Fig.III.2.1 – Controllo mono motore applicato al dual motor

Nello schema di fig.III.2.1 si è scelto di retroazionare correnti e posizione rotorica del solo motore A, contando sul fatto che il motore B si porti a lavorare alla stessa velocità rotorica indipendentemente dalla forza resistente ad esso applicata, essendo unica la frequenza delle tensioni di alimentazione. Ciò in effetti accade, ma solo quando siano rispettate determinate condizioni di stabilità statica e dinamica che meritano di essere discusse in dettaglio.

### III.2.2 – PROBLEMI DI STABILITÀ

Con riferimento ad un funzionamento in regime stazionario sinusoidale, se si trascurano le resistenze degli avvolgimenti statorici, l'equazione di equilibrio delle tensioni di una macchine AC brushless risulta essere:

$$\mathbf{V}_s = j X_s \mathbf{I}_s + \mathbf{E}_0 \quad (2.1.1)$$

la (2.1.1) è scritta secondo una convenzione da motore e corrisponde ad un diagramma vettoriale del tipo di quello riportato alla fig.III.2.2,

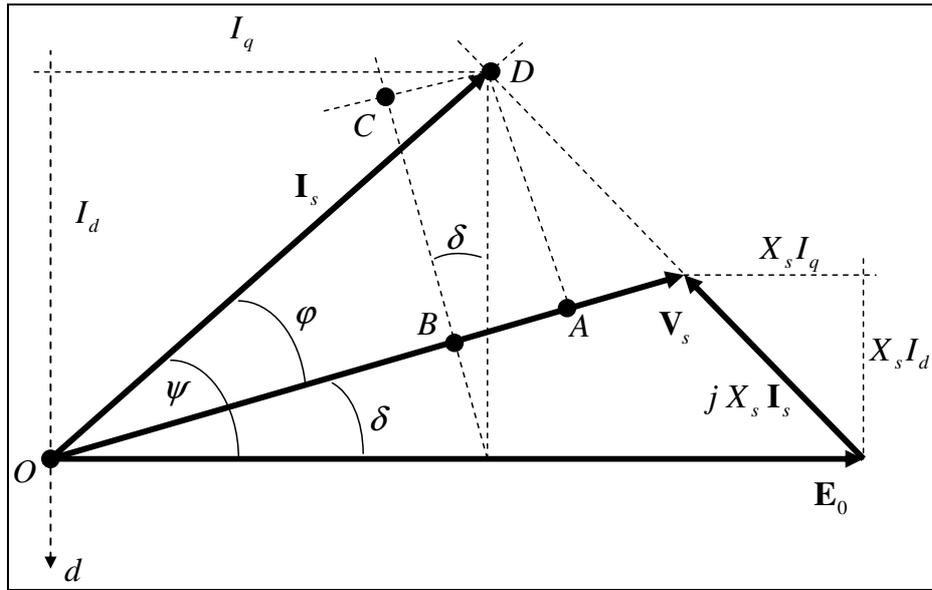


Fig.III.2.2 – Equilibrio delle tensioni in un PMSM

nel quale le componenti della corrente secondo gli assi diretto e quadratura possono facilmente essere ricavate:

$$\begin{cases} X_s I_d = E_0 - V_s \cos \delta \\ X_s I_q = V_s \sin \delta \end{cases} \quad (2.1.2)$$

Avendo trascurato le perdite nel ferro e la resistenza di statore, la potenza assorbita dal motore è tutta trasferita al rotore attraverso il traferro, vale cioè:

$$P_{ass} = 3V_s I_s \cos \varphi = 3E_0 I_s \cos \psi \quad (2.1.3)$$

Dividendo la (2.1.3) per la velocità di rotazione angolare meccanica, può ricavarsi l'espressione del momento della coppia elettromagnetica (in inglese *Torque*):

$$T = 3 \frac{E_0 I_s}{\omega_r} \cos \psi = 3p \Phi_r I_s \cos \psi \quad (2.1.4)$$

La coppia è cioè proporzionale al coseno dell'angolo di sfasamento fra corrente e f.e.m., coerentemente col fatto che la coppia massima si sviluppa quando la corrente è in quadratura con il flusso, ossia in fase con la f.e.m.. Sfruttando la prima uguaglianza della (2.1.3), inoltre, si può ricavare una ulteriore espressione del momento di coppia. Con riferimento al diagramma vettoriale di fig.III.2.2, la quantità  $I_s \cos \varphi$  è rappresentata dal segmento  $\overline{OA}$  che può essere riguardato come somma dei segmenti  $\overline{OB}$  e  $\overline{CD}$ ; questi ultimi dipendono dalle componenti della corrente e dall'angolo  $\delta$ . Vale cioè:

$$\begin{cases} I_s \cos \varphi = \overline{OA} \\ \overline{OA} = \overline{OB} + \overline{CD} \\ \overline{OB} = I_q \cos \delta \\ \overline{CD} = I_d \sin \delta \end{cases} \quad (2.1.5)$$

Mettendo a sistema le (2.1.5) con le (2.1.2), e sostituendo nella (2.1.3) si avrà:

$$P = 3 \frac{V_s}{X_s} \left( (E_0 - V_s \cos \delta) \sin \delta + V_s \sin \delta \cos \delta \right) = 3 \frac{V_s E_0}{X_s} \sin \delta \quad (2.1.6)$$

Da cui, dividendo per la velocità di rotazione angolare meccanica, si ha:

$$T = 3 p \frac{V_s E_0}{\omega X_s} \sin \delta \quad (2.1.7)$$

La coppia è cioè proporzionale al seno dell'angolo compreso fra il vettore di tensione e quello rappresentativo della f.e.m. indotta a vuoto. La quantità  $\delta$  è detta *angolo di carico* ed è da intendersi positivo quando la tensione anticipa la f.e.m.; la macchina funziona da motore.

È a questo punto semplice comprendere quali siano i limiti di stabilità statici caratteristici di un motore sincrono a magneti permanenti. Partendo da una condizione di stabilità di regime permanente, quando il momento della coppia resistente aumenta improvvisamente, la posizione rotorica non varia istantaneamente, contrariamente a quanto accade per l'angolo  $\delta$ , essendo il transitorio elettrico più veloce di quello meccanico. Si ha cioè un aumento dell'errore di velocità al quale il controllo reagisce aumentando la corrente  $I_s$ , producendo di fatto un aumento dell'angolo di carico  $\delta$ . La zona in cui le condizioni di funzionamento del motore risultano stabili, quindi, viene ad essere quella per cui accade  $\delta < \pi/2$ : ad un aumento dell'angolo  $\delta$  corrisponde un aumento del momento di coppia elettromagnetica prodotta dal motore. Il motore raggiunge così un nuovo punto di equilibrio in cui la coppia motrice eguaglia la coppia resistente ad un valore superiore; il discorso può ripetersi identicamente nel caso in cui la coppia resistente diminuisce invece che aumentare. La zona di funzionamento stabile è evidenziata in grigio in fig.III.2.3.

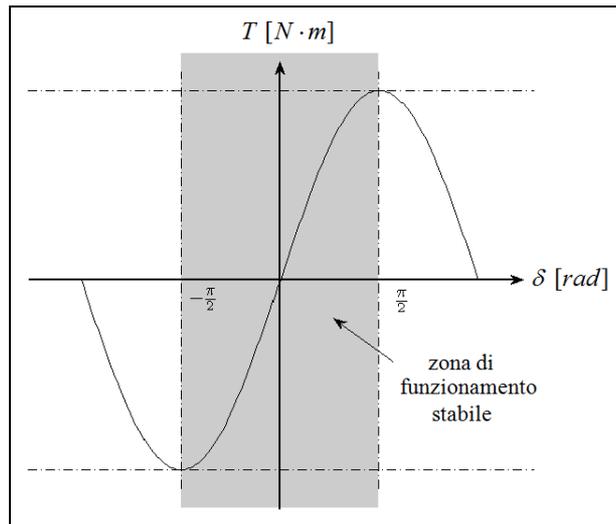


Fig.III.2.3 – Zona di stabilità statica di un PMSM

È evidente che la stabilità dipenderà in ultimo anche dall'entità della variazione di coppia resistente e da quanto questa sia repentina, oltre che dalla reattività del sistema di controllo, potendo sconfinare in una zona instabile anche quando il nuovo valore di coppia richiesto a regime ricada nelle zona grigia (problemi di stabilità dinamica).

La stabilità è normalmente assicurata dall'auto pilotaggio del motore ad opera di un inverter dedicato. Nel caso di una architettura dual motor (fig.III.2.1), però, solo un motore è totalmente pilotabile l'altro non viene retroazionato; quest'ultimo potrebbe facilmente sconfinare in una zona di funzionamento instabile. Per meglio comprenderne il motivo, si supponga che i due motori A e B stiano lavorando stabilmente in condizioni di sincronismo ma con carico sbilanciato, perché, ad esempio, le due coppie resistenti sono lineari con la velocità ma con coefficienti di proporzionalità differenti. La situazione è rappresentata alla fig.III.2.4, nella quale oltre alle leggi lineari rappresentative dei momenti di coppia resistente in funzione della velocità, si è rappresentato il valore del momento della coppia elettromagnetica prodotta dal motore B al variare del proprio angolo di carico  $\delta_B$ .

Siccome il motore A è auto pilotato, il suo angolo di carico risulta  $\delta_A < \pi/2$  e ad esso corrisponde un valore di coppia individuato dal punto A in fig.III.2.4. Attraverso la legge di carico  $T_{LA}(\omega_r)$  si individua la velocità di rotazione angolare del motore A che è comune a quella del motore B. Avendo supposto che la legge  $T_{LB}(\omega_r)$  è meno pendente di  $T_{LA}(\omega_r)$ , il motore B sviluppa una coppia inferiore e, quindi, ad esso corrisponderà un angolo di carico inferiore ( $\delta_B < \delta_A < \pi/2$ ). Tutto ciò consente di assicurare che anche il motore B lavora in condizioni di stabilità. Viceversa, se fosse stato  $T_{LB} > T_{LA}$  si sarebbe avuto  $\delta_B > \delta_A$  non garantendo la stabilità del motore non pilotato. Certo, potrebbe accadere che pur essendo  $\delta_B > \delta_A$  nessuno dei due angoli superi il valore di  $\pi/2$ , ma, diversamente da quanto si possa

pensare, ciò non corrisponderebbe ad una condizione di funzionamento stabile, dovendo prendere in considerazione fenomeni di carattere dinamico.

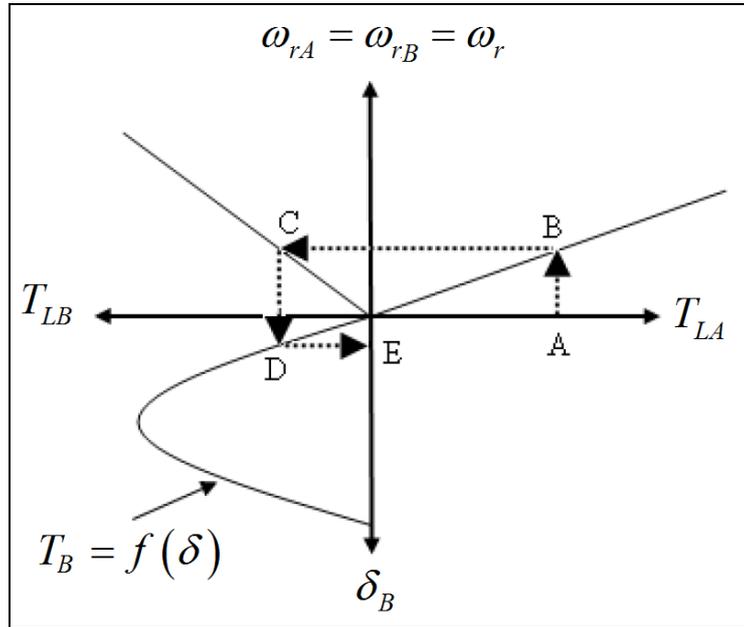


Fig.III.2.4 – Stabilità statica del sistema Dual Motor

Supponendo ancora che i due motori si trovino a lavorare stabilmente in condizioni di sincronismo e carico sbilanciato, si ritenga che accada  $T_{LB} > T_{LA}$  e  $\delta_B > \delta_A$  ma con entrambi gli angoli  $< \pi/2$ ; il motore A è sempre l'unica macchina pilotata (fig.III.2.1). Le grandezze caratteristiche dei due motori di cui alla (2.1.1) possono visualizzarsi sul diagramma vettoriale di fig III.2.5.

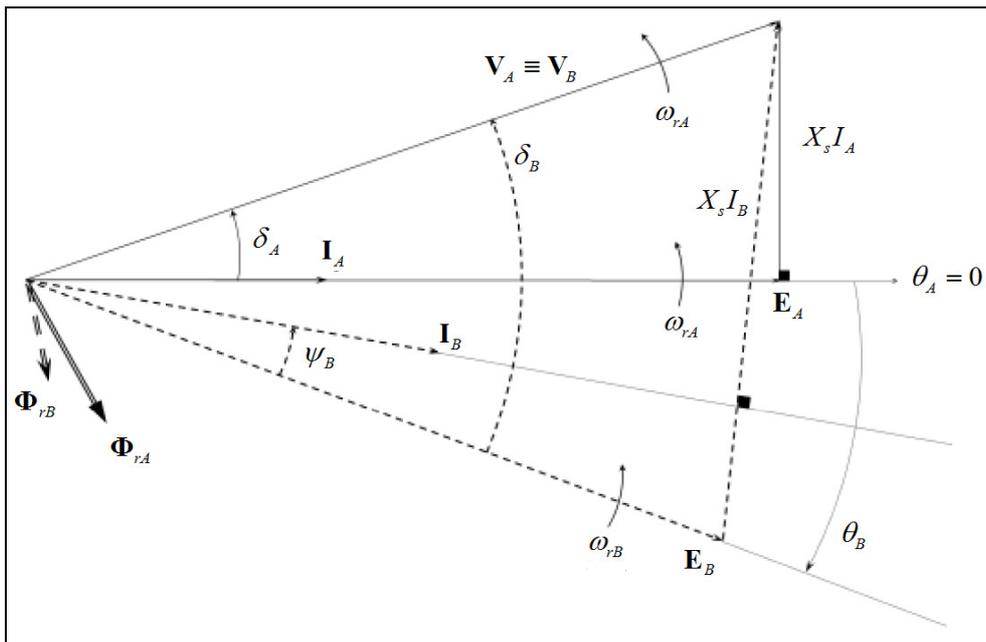


Fig.III.2.5 – Diagrammi vettoriali Dual Motor caso  $T_{LB} > T_{LA}$

nella quale la tensione applicata al motore A coincide con quella applicata al motore B ( $V_A \equiv V_B$ ) a causa del parallelo elettrico. Giacché il motore A è controllato secondo lo schema di fig.III.2.1, ad esso si applica l’algoritmo di massimizzazione del rapporto coppia/corrente e, quindi, il vettore  $I_A$  rappresentativo della corrente si trova in fase con la f.e.m  $E_A$ . Tutte le grandezze di fig.III.2.5 ruotano ad una velocità  $\omega$  corrispondente alla pulsazione elettrica. Se a partire da questa situazione si aumenta il valore della velocità desiderata in ingresso al sistema di controllo, questo reagisce aumentando  $I_A$  e, quindi, l’angolo di carico  $\delta_A$ . La pulsazione elettrica  $\omega$  aumenta ma la velocità meccanica non varia negli istanti iniziali, a causa del più lento transitorio meccanico. Ciò porta l’angolo  $\psi_A$  ad aumentare e, di conseguenza, la coppia sviluppata dal motore B diminuisce; il motore B rallenta aumentando ulteriormente  $\psi_A$  fino allo stallo completo. Non deve confondere il fatto che negli istanti iniziali anche l’angolo  $\delta_A$  aumenta: nella (2.1.7) la pulsazione gioca un ruolo determinante con il risultato di far diminuire la coppia ( $\omega$  compare anche in  $X_s$ ).

Viceversa, se si parte da una situazione in cui  $T_{LA} > T_{LB}$  (fig.III.2.6),

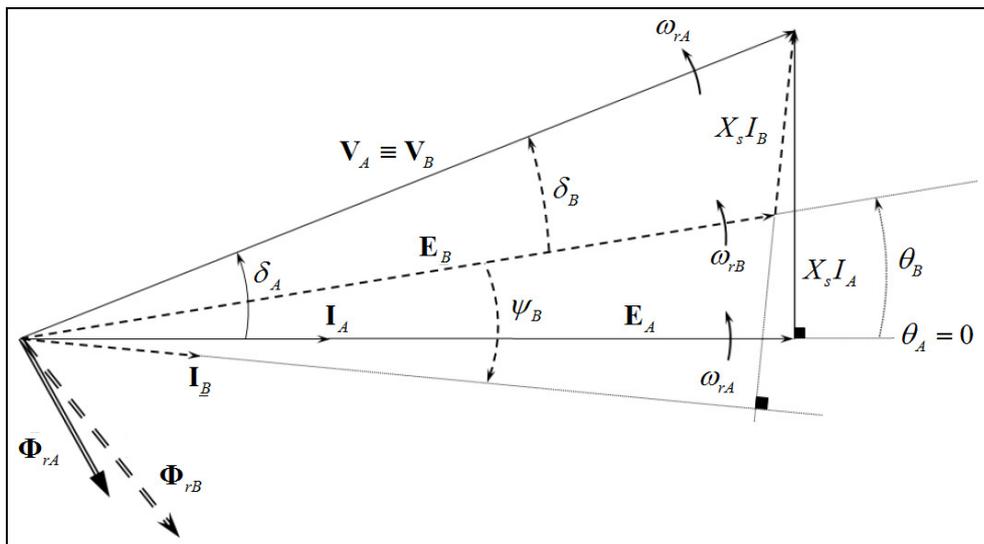


Fig.III.2.6 - Diagrammi vettoriali Dual Motor caso  $T_{LB} > T_{LA}$

l’aumento della pulsazione produce una diminuzione di  $\psi_B$  che fa aumentare la coppia del motore B, quest’ultimo accelera trovando una nuova condizione di sincronismo; si garantisce così la stabilità di entrambi i motori.

Tutto ciò chiarisce il fatto che non basta pilotare uno solo dei due motori sincroni (fig.III.2.1), dovendosi anche assicurare che la scelta ricada sul motore più caricato da un punto di vista dello sforzo richiesto all’asse.

### III.3 – IL CONTROLLO A SELETTORE

#### III.3.1 – SCHEMA DI CONTROLLO

Al fine di assicurare le condizioni di stabilità di cui si è discusso al paragrafo precedente, e non potendo sempre prevedere in anticipo i profili di carico nel sistema dual motor, occorrerà verificare istante per istante quale sia il motore a cui è richiesto un momento di coppia superiore. Lo schema di fig.III.2.1 può allora venirsi a modificare in quello di fig.III.3.1 che viene denominato *Selector Control*.

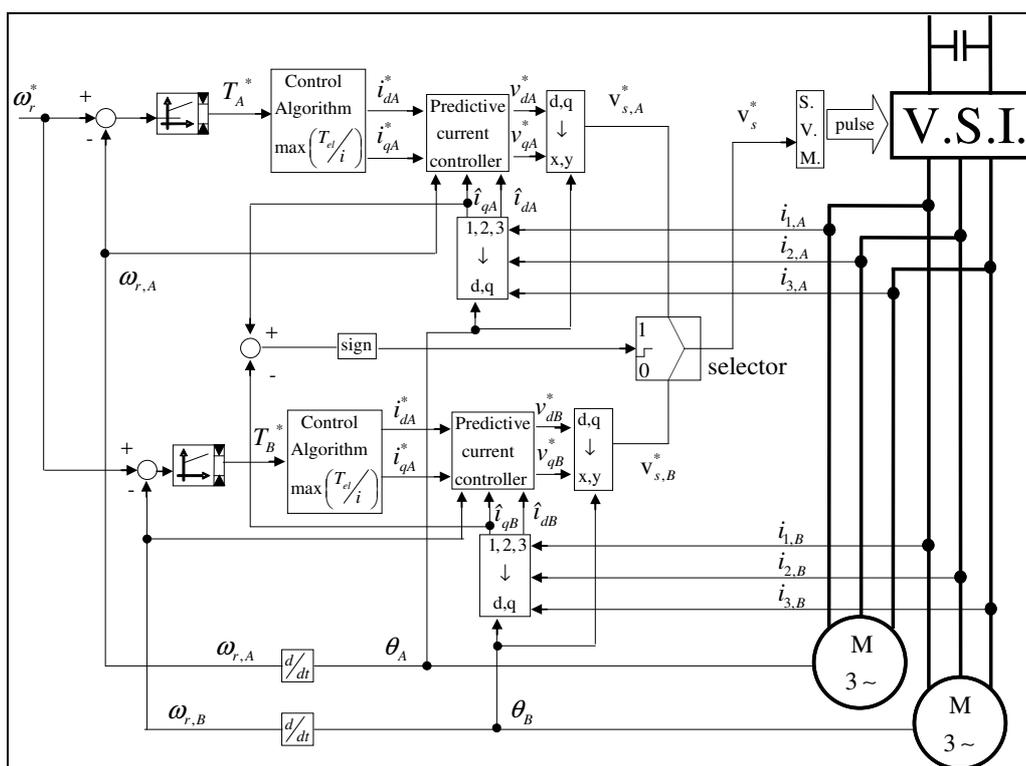


Fig.III.3.1 – Dual Motor Selector Control Diagram

In tale schema il loop di controllo è stato replicato identicamente per entrambi i motori, producendo due diversi vettori della tensione di riferimento, ognuno atto a realizzare le condizioni di funzionamento desiderate per il motore di competenza. La scelta viene poi fatta ricadere sulla macchina più caricata attraverso l'ausilio di un selettore che discrimina quale motore si trovi a lavorare con una maggiore coppia richiesta. In ognuna delle catene di retroazione il calcolo dei riferimenti di corrente è effettuato imponendo la strategia di massimizzazione del rapporto coppia/corrente secondo quanto visto al par.I.3. Ciò significa che il motore più caricato si troverà a lavorare alla minima corrente possibile in grado di sviluppare un certo momento di coppia richiesta, mentre per l'altro motore non è introdotta alcuna ottimizzazione. Ciò è inevitabile se si pensa al fatto che in un sistema dual motor,

pur avendo due motori PMSM, la tensione applicata è unica e, di conseguenza, il problema del calcolo dei riferimenti non restituisce due gradi di libertà come ci si potrebbe aspettare, bensì uno. Appare evidente che, da un punto di vista energetico e prestazionale, massimizzare il rapporto coppia/corrente del motore più caricato risulta conveniente rispetto a scegliere il motore più scarico.

### III.3.2 – ANALISI NUMERICA

Al fine di verificare il funzionamento del controllo con selettore, si è proceduti alla implementazione di un programma di simulazione in ambiente Matlab-Simulink che riproduce lo schema di principio proposto alla fig.III.3.1. Le due macchine sincrone a magneti permanenti sono supposte identiche e caratterizzate dai dati principali riassunti alla Tab.III.3.1.

<b>Descrizione</b>	<b>Simbolo</b>	<b>Valore</b>
<i>potenza nominale</i>	$P_n$	74 kW
<i>momento della coppia motrice nominale</i>	$T_n$	2200 N·m
<i>velocità nominale</i>	$\omega_{r,n}$	33.5 rad/s
<i>corrente nominale (efficace)</i>	$I_{s,n}$	128 A
<i>tensione nominale (efficace)</i>	$V_n$	570 V
<i>resistenza di fase di statore</i>	$R_s$	270 mΩ
<i>coefficiente di autoinduzione di statore</i>	$L_s$	5.7 mH
<i>flusso di rotore concatenato</i>	$\Phi_r$	1.013 Wb
<i>momento d'inerzia del motore</i>	$J_{ext}$	0.9 kg m <sup>2</sup>
<i>numero di coppie polari</i>	$p$	8

Tab.III.3.1 – Dati PMSM per analisi numerica sistema Dual Motor

I momenti della coppia resistente dei due motori sono ritenuti variare linearmente al variare della velocità di rotazione, ma i coefficienti angolari di tali rette possono assumere valore differente, in modo da introdurre uno sbilanciamento di carico. La situazione più gravosa da un punto di vista della stabilità, e che determina tra l'altro le maggiori oscillazioni durante il transitorio di assestamento, corrisponde ad una variazione improvvisa di una delle due coppie resistenti.

Si immagini, ad esempio, che le due macchine vengano avviate con carico bilanciato ( $T_{LA}=T_{LB}$ ) raggiungendo la velocità desiderata  $\omega_r^*=0.8 pu$  ad un valore di coppia  $T_A=T_B=0.8 pu$ , e che a partire da questa situazione stabile la coppia resistente del motore B diminuisca bruscamente, passando da 0.8 pu a 0.4 pu in maniera istantanea; gli andamenti temporali delle grandezze di macchina apparirebbero come alla fig.III.3.2.

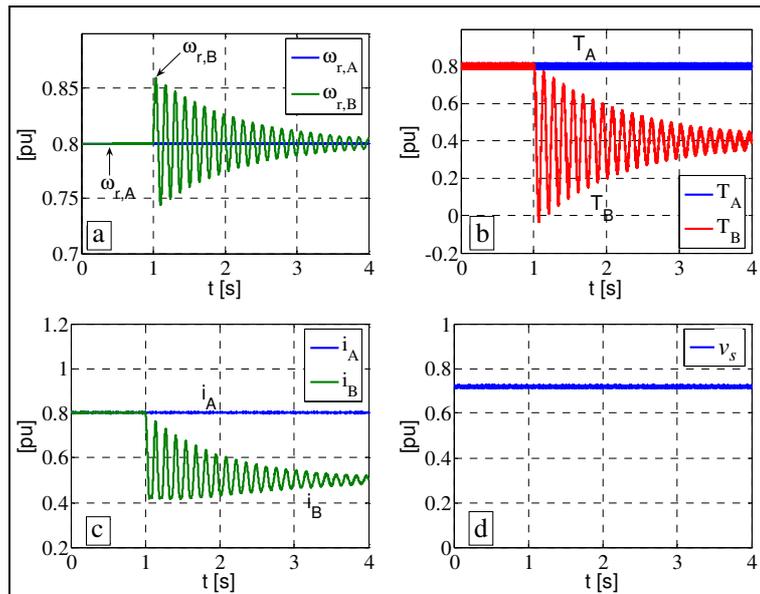


Fig.III.3.2 – Risultati del Selector Control

Come è possibile notare dalla fig.III.3.2-a, a seguito della brusca diminuzione di coppia resistente per il motore B ( $t=1$  s.), aumenta la velocità di rotazione  $\omega_{rB}$ ; ciò determina la diminuzione della coppia sviluppata dal motore B (fig.III.3.2-b) che a sua volta influisce su  $\omega_{rB}$ . Ne consegue un transitorio elettromeccanico in cui i valori della velocità (fig.III.3.2-a), del momento della coppia (fig.III.3.2-b) e della corrente (fig.III.3.2-c) del motore B sono caratterizzati da oscillazioni che si smorzano nel tempo, terminando in un nuovo punto di equilibrio a regime in cui il motore B si trova a sviluppare un momento di coppia elettromagnetica pari alla coppia resistente ( $T_{LB}=0.4$  pu) alla velocità  $\omega_{rB}=0.8$  pu. Non deve sorprendere il fatto che il motore B possa produrre a regime un momento di coppia differente rispetto a quello del motore A, pur essendo alimentato dalla stessa tensione. Tale differenza è infatti possibile dato che gli assi delle due macchine non sono vincolati da organi meccanici, consentendo uno sfasamento fra i rotori tale da produrre una opportuna differenza fra gli angoli di carico dei motori (si veda fig.III.2.6). In fig.III.3.2 è anche possibile notare che le oscillazioni transitorie non riguardano il motore A, coincidendo quest'ultimo con quello a cui è richiesto il maggior momento della coppia elettromagnetica e, quindi, auto-pilotato dalla logica di controllo.

Come controprova del fatto che solo autopilotando il motore più carico si assicura la stabilità del sistema, si può far riferimento alla fig.III.3.3.

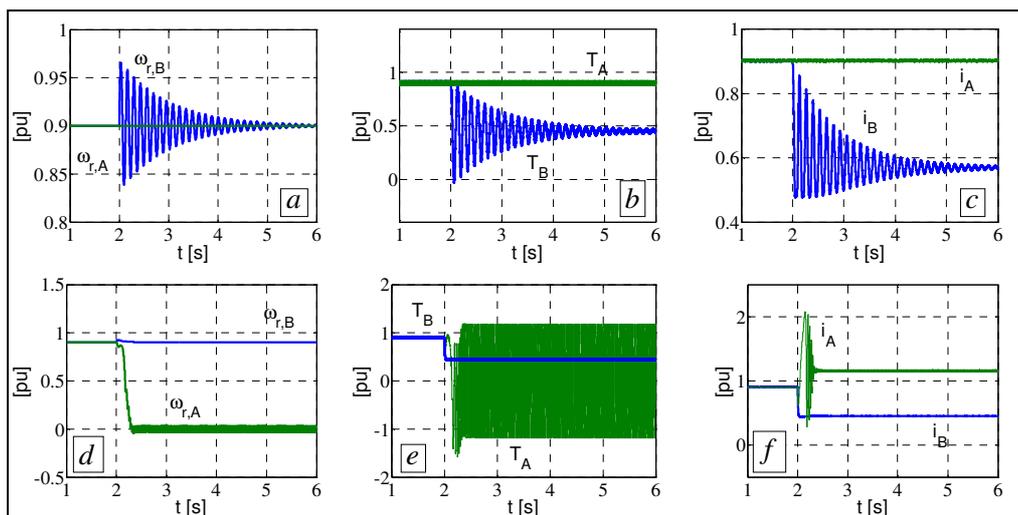


Fig.III.3.3 – Funzionamento stabile (a,b,c) e instabile (d,e,f) di un sistema dual motor quando si auto-pilota un solo motore

A seguito di una diminuzione del 50% di  $T_{LB}$ , nelle sezioni *a,b* e *c* della fig.III.3.3 il motore pilotato è quello maggiormente caricato (motore A), mentre nelle sezioni *d,e* ed *f* si sceglie di controllare il motore B, determinando lo stallo completo del motore A (fig.III.3.3-d) e la conseguente instabilità del sistema dual motor; si fa notare che mentre il motore A si ferma, il motore B continua a lavorare nelle condizioni richieste ( $\omega_r^* = 0.9 pu$ ).

La tecnica di controllo a selettore assicura le condizioni di stabilità del sistema dual motor tramite l'autopilotaggio di una sola macchina; tale macchina può essere detta *master*, mentre si dirà *slave* il motore meno caricato. Le attribuzioni di *master* e *slave* possono ovviamente invertirsi al variare dei carichi, determinando lo switch del selettore e la modifica delle tensioni di riferimento fornite all'inverter. Nell'istante in cui il selettore commuta, il cambiamento delle tensioni di riferimento d'inverter risulta immediato, in quanto si modifica istantaneamente il motore a cui ci si riferisce per il calcolo delle tensioni stesse. Tale cambiamento drastico e improvviso delle tensioni può influire negativamente sul funzionamento del sistema e introdurre ulteriori e indesiderate oscillazioni.

Si prendano a riferimento il risultati che si sono ottenuti facendo variare due volte il carico del motore B, una volta in diminuzione e una volta in aumento; gli andamenti temporali delle grandezze dei due motori sono riportati alla fig.III.3.4. In quest'ultimo caso si è supposto che il momento di coppia richiesto al motore B vari prima in diminuzione a  $t=2 s.$ , per poi aumentare a  $t=6 s.$  superando il valore di coppia richiesto al motore A (fig.III.3.4-b). Nella finestra temporale 2-6 secondi si assiste allo stesso fenomeno visto alla fig.III.3.2, ossia il motore A diviene master ed è autopilotato dal controllo (lo stato del selettore è 1).

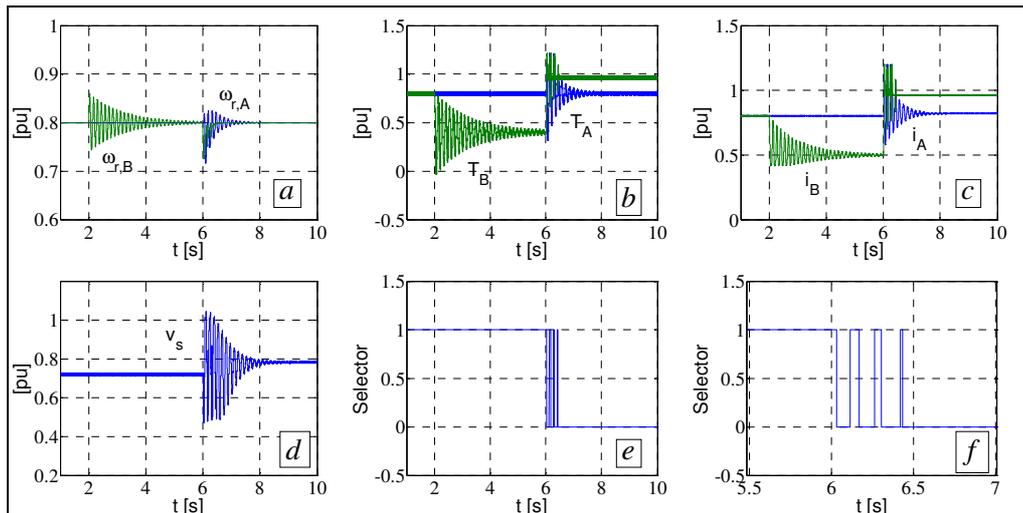


Fig.III.3.4 – Risultati del controllo a selettore per doppio sbilanciamento del carico B

Di conseguenza le grandezze del motore A (coppia, corrente, velocità.) si mantengono stabili, mentre quelle del motore B iniziano una oscillazione smorzata in conseguenza del transitorio elettromeccanico. Quando le oscillazioni possono ormai considerarsi terminate le due macchine si portano a lavorare stabilmente in condizioni sincrone e con carico sbilanciato. A partire da questa situazione, nell'istante  $t = 6$  s. si introduce una nuova variazione del momento di coppia richiesto al motore B, questa volta in aumento. La macchina B diviene master e viene autopilotata, mentre la macchina A diviene slave e inizia un transitorio elettromeccanico che determina l'inizio di oscillazioni smorzate delle sue grandezze caratteristiche (fra cui la coppia). Le oscillazioni di coppia del motore A sono tali che in certi istanti il valore  $T_A$  superi il valore  $T_B$  (fig.III.3.4-b), creando ripetuti cambiamenti dello stato del selettore (fig.III.3.4-e,f). Le continue inversioni delle attribuzioni di master e slave determina una tensione di riferimento fornita all'inverter che saltella dal valore calcolato per il motore A a quello calcolato per il motore B (fig.III.3.4-d); di conseguenza, anche coppia e corrente del motore B divengono irregolari (fig.III.3.4-b,c). La situazione si stabilizza solo quando le oscillazioni di coppia del motore A si sono sufficientemente smorzate, in modo che il valore  $T_A$  rimanga sempre al di sotto del valore  $T_B$ , ed il selettore resti nello stato 0.

Nonostante sia evidente che non si possono fornire all'inverter entrambe le tensioni di riferimento calcolate per i due motori, la soluzione di commutare dall'una all'altra in maniera istantanea può apparire drastica e, come si è visto, influisce negativamente sul funzionamento del sistema. A tale tecnica può essere preferito un approccio più dolce che si basa sul valore medio e di cui si discute in dettaglio nel prossimo paragrafo.

### III.4 – SOLUZIONI BASATE SUL VALORE MEDIO

Al fine di realizzare le condizioni di funzionamento desiderate, ognuno dei due motori costituenti un sistema dual richiede una tensione differente quando si lavora con carichi sbilanciati. A valle del calcolo di tali tensioni, però, solo una potrà essere realmente fornita come riferimento all’inverter e, quindi, si deve operare una scelta. Un approccio alternativo rispetto a quello visto al precedente paragrafo si basa sul concetto di valore medio.

#### III.4.1 – CONTROLLO A TENSIONE MEDIA

Non potendo accontentare le richieste di entrambi i motori, e non volendo preferire una sola delle due macchine, si fornirà all’inverter il valore medio delle tensioni di riferimento calcolate per i due motori. Lo schema di controllo conseguente a tale approccio è riportato alla fig.III.4.1 dove a valle dei due loop di controllo monomotore il sistema selettore di fig.III.3.1 è sostituito dal calcolo della tensione media.

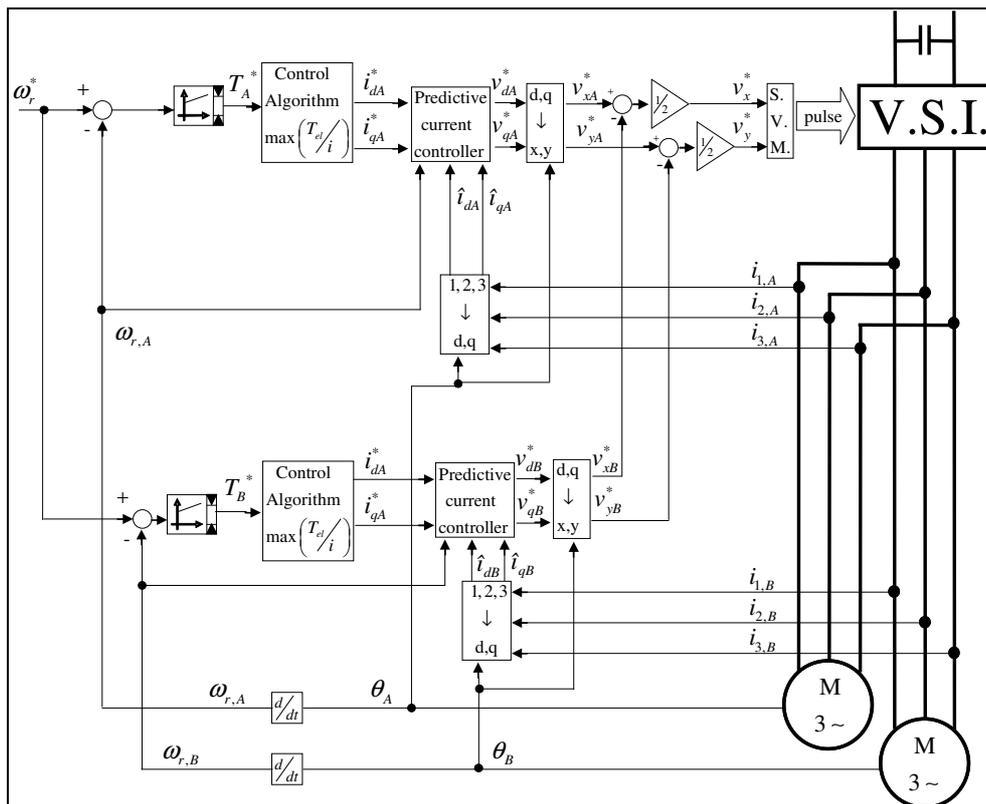


Fig.III.4.1 – Sostituzione del selettore con il calcolo della tensione media

Nonostante il concetto di utilizzare la tensione media possa apparire valido, quando si lavora con carico sbilanciato nessuna delle due richieste dei motori può veramente essere soddisfatta. Con riferimento allo schema di fig.III.4.1, le tensioni  $v_{xA}^*$ ,  $v_{xB}^*$  sono calcolate in modo che il motore A produca la coppia  $T_A^*$  e l'errore  $\omega_r^* - \omega_{rA}$  si annulli. Tali tensioni

di riferimento però non vengono mai applicate e, di conseguenza, la catena di controllo del motore A non converge; lo stesso può dirsi per il motore B.

Applicando uno sbilanciamento di carico simile a quello visto alla fig.III.3.2 ( $T_{LB}$  da 0.8 pu a 0.4 pu), si determinerà l’inizio di un fenomeno transitorio con oscillazioni di tutte le grandezze di macchina, ma che in questo caso non viene a smorzarsi, permanendo in una condizione di instabilità permanente; i risultati sono riportati alla fig.III.4.2.

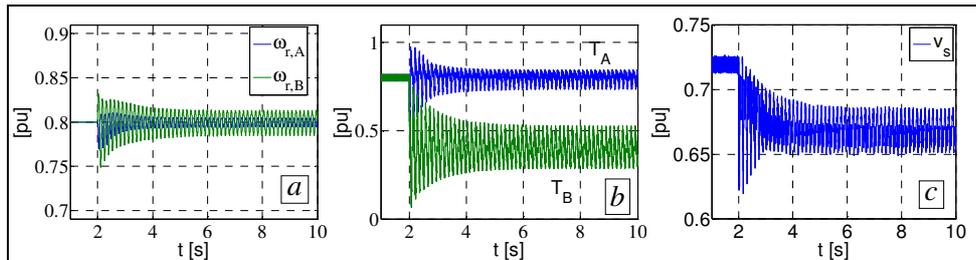


Fig.III.4.2 – Risultati del controllo a tensione media

Come si può notare dalla fig.III.4.2, le oscillazioni di velocità, coppia e tensione si smorzano solo nel primo secondo dopo l’introduzione dello sbilanciamento, per poi stabilizzarsi a un valore costante; il funzionamento del sistema dual motor risulta instabile e i due motori non ritrovano la condizione di sincronismo ai nuovi valori del carico. Il problema risiede nel fatto che si stanno utilizzando due regolatori PI per poi imporre una sola tensione (la media), in modo che nessuno dei due regolatori possa veramente convergere.

Al fine di rendere il sistema stabile si dovrà utilizzare un solo regolatore standard che processi un solo errore di velocità; una possibile soluzione è quella proposta allo schema di fig.III.4.3 che viene denominato *Mean voltage Control*. In tale schema un unico regolatore PI processa la differenza fra la velocità desiderata  $\omega_r^*$  e la media delle velocità dei due motori  $\hat{\omega}_r$ , producendo un’unica coppia di riferimento  $T^*$ .

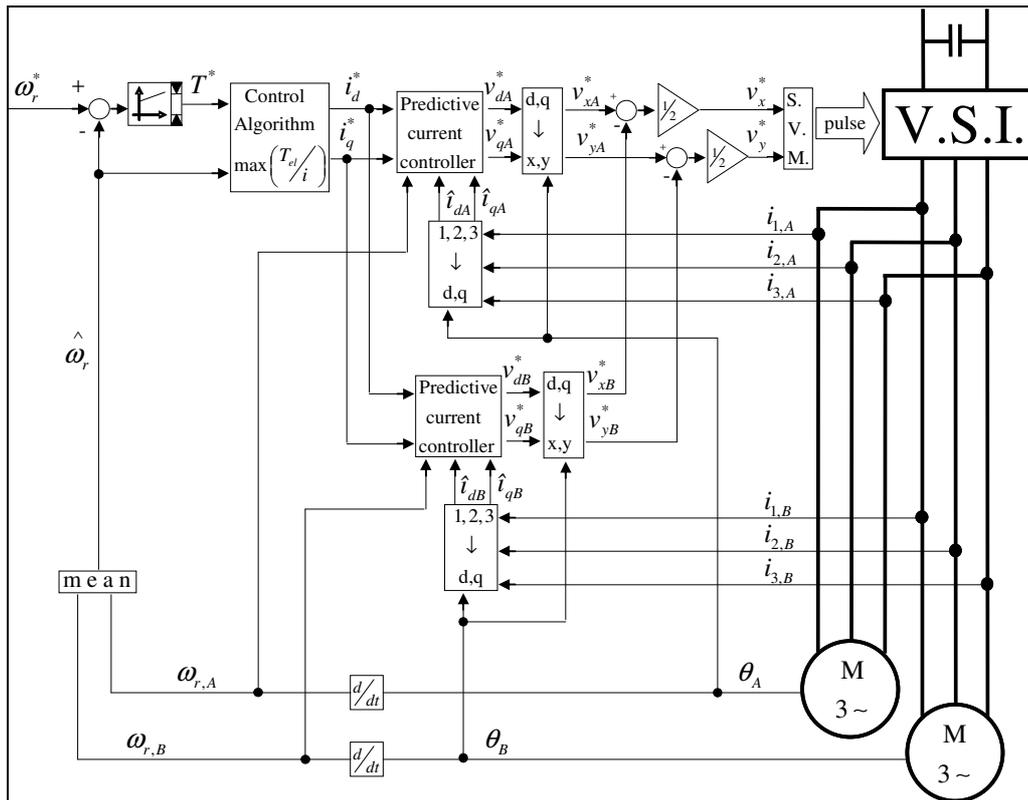


Fig.III.4.3 – Dual Motor Mean Voltage Control Diagram

Ripetendo il caso di uno sbilanciamento tale da diminuire  $T_{LB}$  del 50% si avranno gli andamenti di cui alla fig.III.4.4,

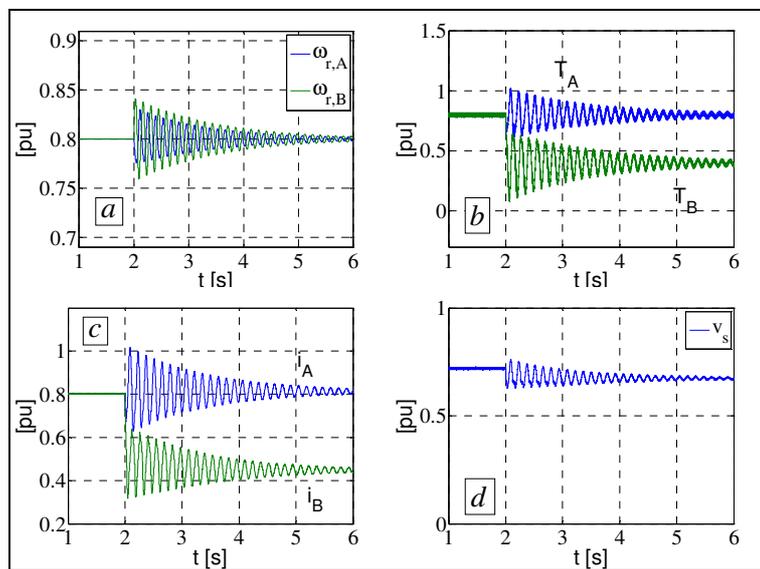


Fig.III.4.4 – Risultati del Mean Voltage Control

nella quale, a differenza dei risultati del controllo a selettore di fig.III.3.2, entrambe le velocità, entrambe le coppie ed entrambe le correnti sono caratterizzate da oscillazioni smorzate, e lo è anche la tensione di riferimento. Ciò è coerente col fatto che entrambe le

richieste dei due motori in termini di tensione partecipano alla composizione finale delle tensioni di riferimento fornite all’inverter.

### III.4.2 – CONTROLLO A MOTORE MEDIO

Nel precedente paragrafo si è visto che non basta fornire all’inverter la media delle tensioni richieste dai due motori, dovendo anche lavorare sulla velocità media, al fine di stabilizzare il sistema tramite l’eliminazione di uno dei due regolatori PI.

In maniera alternativa, allora, si può pensare di spostare direttamente a monte l’applicazione del concetto di valore medio, considerando l’insieme delle due macchine come un unico motore, in cui circola la media delle correnti, che ruota alla velocità media, e la cui posizione rotorica è quella media; le due macchine sono riguardate come un unico “motore medio”. Lo schema di controllo diviene quello di fig.III.4.5,

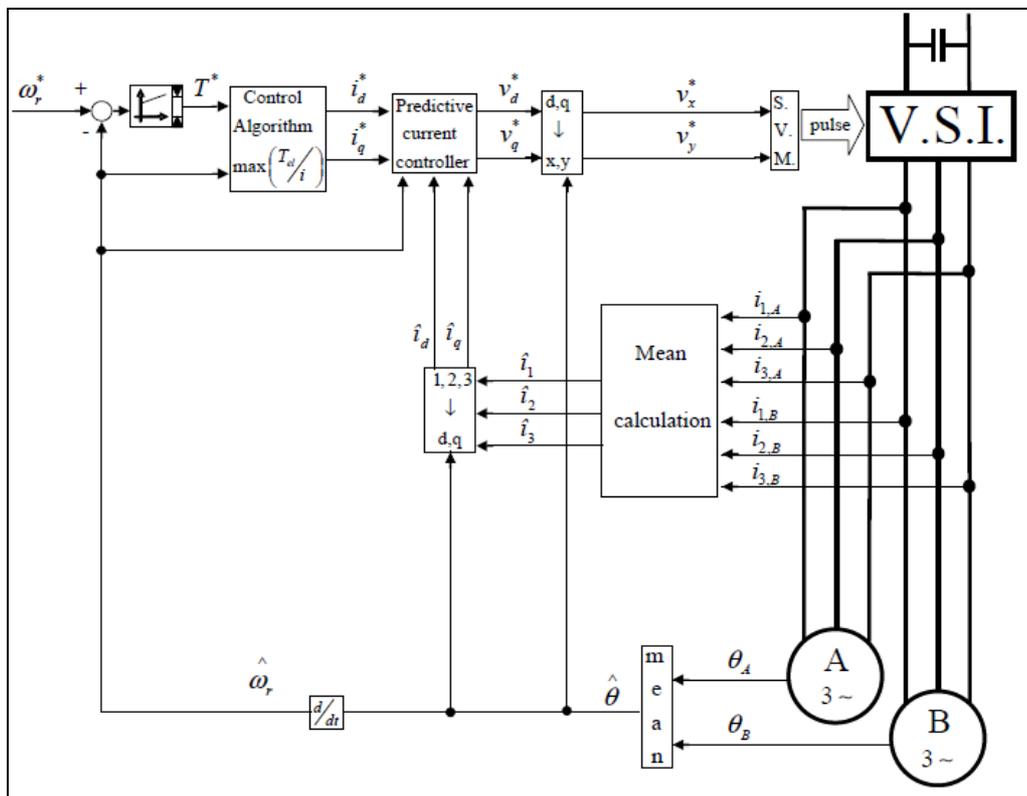


Fig.III.4.5 – Dual Motor Mean Motor Control Diagram

e può essere denominato *Mean Motor Control*.

Introducendo una diminuzione istantanea del momento di coppia resistente  $T_{LB}$  da 0.8 pu a 0.4 pu, così come fatto per le altre strategie di controllo, si avranno gli andamenti riportati in fig.III.4.6.

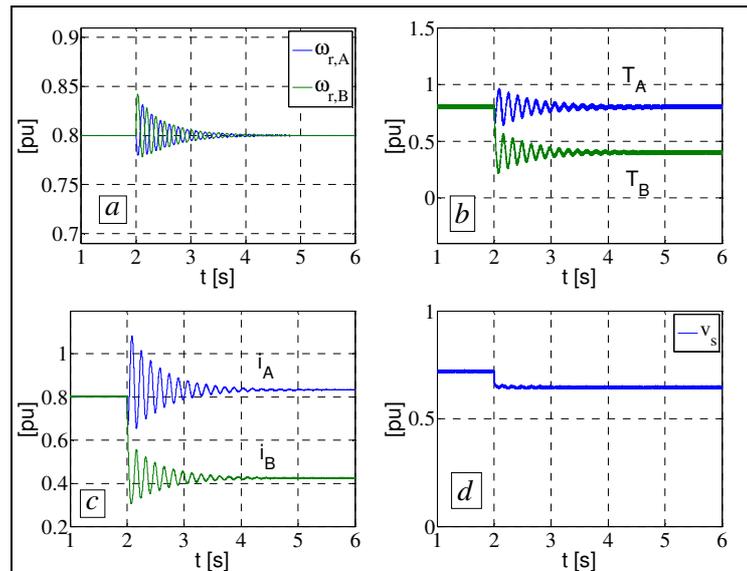


Fig.III.4.6 – Risultati del Mean Motor Control

Confrontando quest'ultima figura con la fig.III.4.4 si può notare che le oscillazioni delle grandezze di macchina si sono ridotte in ampiezza, ed anche il tempo necessario affinché il sistema ritrovi il nuovo punto di regime risulta più breve; ciò è particolarmente evidente se si guarda la tensione di riferimento (fig.III.4.4-d e fig.III.4.6-d).

### III.5 – UN APPROCCIO ANALITICO AI SISTEMI DUAL MOTOR

#### III.5.1 – INTRODUZIONE

Gli schemi di controllo visti ai precedenti paragrafi, ed in particolare il *Selector Control* (fig.III.3.1), il *Mean Voltage Control* (fig.III.4.3) ed il *Mean Motor Control* (fig.III.4.5), sono in grado di controllare un sistema dual motor, imponendo la velocità desiderata  $\omega_r^*$  anche in condizioni di carico sbilanciato, e mantenendo stabile il funzionamento delle due macchine che lavorano in condizioni di sincronismo.

Un confronto fra queste tecniche di controllo può essere effettuato con riferimento ad uno sbilanciamento istantaneo del carico che vede  $T_{LB}$  passare da 0.8 pu a 0.4 pu (fig.III.3.2, fig.III.4.4 e fig.III.4.6); i risultati possono convenientemente essere riassunti in tab.III.5.1. In tale tabella si sono riportati i valori di regime delle correnti, i rapporti coppia/corrente, la costante di tempo caratteristica delle oscillazioni elettromeccaniche a seguito dello sbilanciamento e le sovraelongazioni in termini di velocità e di coppia.

$T_{LA}=80\%; T_{LB}=40\%$ $\omega_r^*=80\%$	$i_A$ $i_B$	$T_A/i_A$ $T_B/i_B$	$\tau$ [s]	$\Delta T$ $\Delta\omega_r$
<b>Selector</b>	80%	100%	1.61	40.5
	50%	80%		6%
<b>Mean Voltage</b>	81.5%	98.1%	1.47	22%
	45%	88.8%		4.1%
<b>Mean Motor</b>	83.4%	95.8%	0.95	16%
	42.5%	94.1%		4.2%

Tab.III.5.1 – Risultati dei controlli di par.III.3 e par.III.4

Se si guarda ai rapporti coppia/corrente di tab.III.5.1 si capisce la diversa strategia dei tre controlli: mentre il *Selector* è esclusivo sul motore master ( $T_A/i_A=100\%$ ), il *Mean Voltage* ed il *Mean Motor* operano secondo criteri di valore medio che ripartiscono il criterio di massimizzazione  $T/I$  sulle due macchine ( $T/I$  è comunque più alto sul motore più caricato). Tale ripartizione dipende dalle condizioni del carico e non viene preimpostata o predeterminata a livello di controllo. Appare evidente, allora, che l’ottimizzazione prestazionale (max  $T/I$ ) è mal impostata, perché derivante da algoritmi scritti per azionamenti mono motore, e non tiene conto della presenza contemporanea delle due macchine. Il problema degli schemi di fig.III.3.1, fig.III.4.3 e fig.III.4.5, cioè, è che si pretende di applicare al sistema dual motor le strategie di controllo di azionamenti con inverter dedicato, risolvendo il problema dell’unicità della tensione attraverso degli artifici estemporanei che non hanno un reale fondamento matematico.

Ciò che ci si propone di fare nel presente paragrafo è impostare la strategia di controllo sulla base di un approccio analitico, che passi per la scrittura del modello matematico del sistema dual motor atto a rappresentare la copresenza di due macchine sincrone a magneti permanenti connesse in parallelo.

### III.5.2 – MODELLO MATEMATICO DEL SISTEMA DUAL MOTOR

Il modello matematico del sistema dual motor può essere ricavato attraverso la messa a sistema delle equazioni che rappresentano i modelli matematici di due motori PM brushless:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{v}_A^a = R \mathbf{i}_A^a + L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_A^a + jp \omega_{r,A} L \mathbf{i}_A^a + jp \omega_{r,A} \Phi_r \\ T_A - T_{LA} = J \frac{d}{dt} \omega_{r,A}; T_A = \frac{3}{2} p \Phi_r \Im m \{ \mathbf{i}_A^a \} \end{array} \right. \cap \quad (3.5.1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{v}_B^b = R \mathbf{i}_B^b + L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_B^b + jp \omega_{r,B} L \mathbf{i}_B^b + jp \omega_{r,B} \Phi_r \\ T_B - T_{LB} = J \frac{d}{dt} \omega_{r,B}; T_B = \frac{3}{2} p \Phi_r \Im m \{ \mathbf{i}_B^b \} \end{array} \right.$$

Nelle (3.5.1) si è supposto che le macchine siano gemelle e, pertanto, caratterizzate dagli stessi valori dei parametri in termini di resistenza, induttanza, flusso di rotore e numero di coppie polari. Inoltre, giacché i due motori hanno gli assi meccanici liberi si può supporre che il momento di inerzia delle masse rotanti è identico, potendo però essere differente il momento della coppia resistente.

Gli apici  $a$  e  $b$  nelle (3.5.1) stanno a significare che i vettori di spazio sono scritti nei riferimenti rotanti rispettivamente del motore A e del motore B; come si è visto in precedenza, tali riferimenti rotanti possono non coincidere e, anzi, necessariamente non coincidono in condizioni di carico sbilanciato. Occorrerà allora scegliere un unico riferimento nel quale riscrivere le (3.5.1) per la loro messa a sistema. In fig.III.5.1 si rappresentano i riferimenti rotanti dei due motori e si assume come riferimento unico (D, Q) quello il cui asse D cade nella posizione centrale fra gli assi  $d_a$  e  $d_b$ .

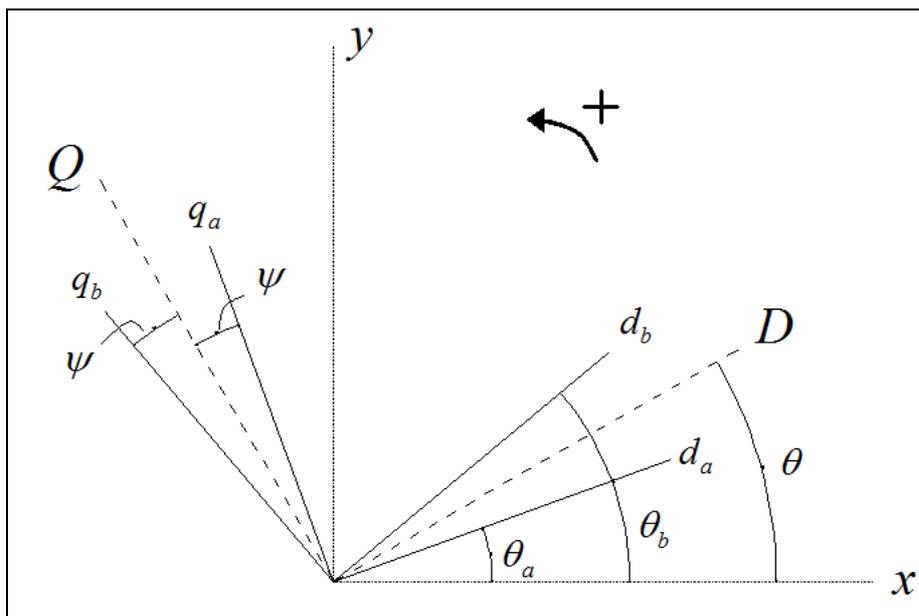


Fig.III.5.1 – Sistema di riferimento unico per il sistema dual motor

Il sistema di riferimento così scelto è anch'esso rotante ad una velocità che dipende da  $\omega_A$  e  $\omega_B$ , e che coincide con entrambi questi valori quando le macchine lavorano in condizioni di sincronismo. In fig.III.5.1 si è indicato con  $\psi$  il semisfasamento fra i sistemi di riferimento rotanti  $(d_a, q_a)$  e  $(d_b, q_b)$  dei due motori,

$$\psi = \frac{\theta_b - \theta_a}{2} \quad (3.5.2)$$

e con  $\theta$  l'angolo che individua la posizione del riferimento (D,Q) rispetto allo spazio fisso:

$$\theta = \frac{\theta_b + \theta_a}{2} \quad (3.5.3)$$

È facile ora passare dai riferimenti propri delle due macchine a quello unico (D,Q):

$$\begin{cases} \mathbf{i}_A^a = \mathbf{i}_A \cdot e^{j\psi} \\ \mathbf{v}_A^a = \mathbf{v}_A \cdot e^{j\psi} \\ \mathbf{i}_B^b = \mathbf{i}_B \cdot e^{-j\psi} \\ \mathbf{v}_B^b = \mathbf{v}_B \cdot e^{-j\psi} \end{cases} \quad (3.5.4)$$

Nelle (3.5.4) è opportuno specificare che il vettore di tensione del motore A scritto nel sistema di riferimento (D,Q) coincide con il vettore di tensione del motore B scritto nello stesso sistema di riferimento, in quanto le due macchine si trovano in parallelo elettrico. Vale cioè:

$$\mathbf{v}_A = \mathbf{v}_B = \mathbf{v} \quad (3.5.5)$$

Riscrivendo le (3.5.1) in base alle trasformazioni (3.5.4), e tenendo conto della (3.5.5), il modello matematico del sistema dual motor viene ad essere:

$$\begin{cases} \mathbf{v} \cdot e^{j\psi} = (R + jp \omega_{r,A} L) \mathbf{i}_A \cdot e^{j\psi} + L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_A \cdot e^{j\psi} + jp \omega_{r,A} \Phi_r \\ T_A - T_{LA} = J \frac{d}{dt} \omega_{r,A}; \quad T_A = \frac{3}{2} p \Phi_r \Im m \{ \mathbf{i}_A \cdot e^{j\psi} \} \\ \mathbf{v} \cdot e^{-j\psi} = (R + jp \omega_{r,B} L) \mathbf{i}_B \cdot e^{-j\psi} + L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_B \cdot e^{-j\psi} + jp \omega_{r,B} \Phi_r \\ T_B - T_{LB} = J \frac{d}{dt} \omega_{r,B}; \quad T_B = \frac{3}{2} p \Phi_r \Im m \{ \mathbf{i}_B \cdot e^{-j\psi} \} \end{cases} \quad (3.5.6)$$

Nelle (3.5.6) le quantità note sono le coppie da sviluppare a regime, in quanto imposte dai carichi, e le velocità angolari; queste ultime devono coincidere fra loro ed essere pari alla velocità desiderata. Le incognite sono invece la tensione, le correnti e lo sfasamento  $\psi$ . Il

sistema conta cioè 6 equazioni reali in 7 incognite e, quindi, contiene un grado di libertà che può essere sfruttato per imporre una strategia di ottimo. Risulta conveniente riscrivere le (3.5.6) tramite le seguenti posizioni:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{\Sigma} = \frac{T_A + T_B}{2} \quad ; \quad T_{\Delta} = \frac{T_A - T_B}{2} \\ T_{L\Sigma} = \frac{T_{LA} + T_{LB}}{2} \quad ; \quad T_{L\Delta} = \frac{T_{LA} - T_{LB}}{2} \\ \mathbf{i}_{\Sigma} = \frac{\mathbf{i}_A + \mathbf{i}_B}{2} \quad ; \quad \mathbf{i}_{\Delta} = \frac{\mathbf{i}_A - \mathbf{i}_B}{2} \\ \omega_{r\Sigma} = \frac{\omega_{r,A} + \omega_{r,B}}{2} \quad ; \quad \omega_{r\Delta} = \frac{\omega_{r,A} - \omega_{r,B}}{2} \end{array} \right. \quad (3.5.7)$$

Le (3.5.6) divengono:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{v} = R \cdot \mathbf{i}_{\Sigma} + L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{\Sigma} + jp \omega_{r\Sigma} L \mathbf{i}_{\Sigma} + jp \omega_{r\Delta} L \mathbf{i}_{\Delta} + jp \omega_{r\Sigma} \Phi_r \cos \psi + p \omega_{r\Delta} \Phi_r \sin \psi \\ T_{\Sigma} - T_{L\Sigma} = J \frac{d}{dt} \omega_{r\Sigma} \quad ; \quad T_{\Sigma} = \frac{3}{2} p \Phi_r (i_{\Sigma q} \cos \psi + i_{\Sigma d} \sin \psi) \\ 0 = R \mathbf{i}_{\Delta} + L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{\Delta} + jp \omega_{r\Sigma} L \mathbf{i}_{\Delta} + jp \omega_{r\Delta} L \mathbf{i}_{\Sigma} + p \omega_{r\Sigma} \Phi_r \sin \psi + jp \omega_{r\Delta} \Phi_r \cos \psi \\ T_{\Delta} - T_{L\Delta} = J \frac{d}{dt} \omega_{r\Delta} \quad ; \quad T_{\Delta} = \frac{3}{2} p \Phi_r (i_{\Delta q} \cos \psi + i_{\Delta d} \sin \psi) \end{array} \right. \quad (3.5.8)$$

Al fine di ricavare il modello a regime stazionario si dovrà imporre  $\omega_{rA} = \omega_{rB} = \omega_r$  ( $\omega_{r\Delta} = 0$ ) e si dovrà porre pari a zero i termini in derivata; ne consegue:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{v} = R \mathbf{i}_{\Sigma} + jp \omega_r L \mathbf{i}_{\Sigma} + jp \omega_r \Phi_r \cos \psi \\ 0 = R \mathbf{i}_{\Delta} + jp \omega_r L \mathbf{i}_{\Delta} + p \omega_r \Phi_r \sin \psi \\ T_{\Sigma} = \frac{3}{2} p \Phi_r (i_{\Sigma q} \cos \psi + i_{\Sigma d} \sin \psi) \\ T_{\Delta} = \frac{3}{2} p \Phi_r (i_{\Delta q} \cos \psi + i_{\Delta d} \sin \psi) \end{array} \right. \quad (3.5.9)$$

che rappresenta ancora un sistema di 6 equazioni reali, nel quale le quantità  $T_{\Sigma}$ ,  $T_{\Delta}$ ,  $\omega_r$  sono note e rappresentano le condizioni di funzionamento desiderate, mentre le quantità  $\mathbf{v}$ ,  $\mathbf{i}_{\Sigma}$ ,  $\mathbf{i}_{\Delta}$  e  $\psi$  sono incognite (6 equazioni in 7 incognite).

In un sistema dual motor, il calcolo delle correnti di riferimento a partire dalla condizioni di carico desiderate non può effettuarsi sulla base del solo modello matematico, ma necessità dell'aggiunta di una equazione che rappresenta la condizione ausiliaria, e che può essere sfruttata al fine di introdurre una ottimizzazione energetica e/o prestazionale. Non deve meravigliare il fatto che vi sia una sola condizione ausiliaria da aggiungere, e

non due; un grado di libertà è in effetti soppresso dal vincolo che la tensione ai morsetti del motore A coincide con quella vista dal motore B.

### III.5.3 – STRATEGIA DI OTTIMO

Le ultime tre equazioni delle (3.5.9) costituiscono il modello in corrente per un sistema dual motor, il quale esplicitato in parte reale e immaginaria diventa:

$$\begin{cases} 0 = R i_{\Delta d} - p \omega_r L i_{\Delta q} + p \omega_r \Phi_r \sin \psi \\ 0 = R i_{\Delta q} + p \omega_r L i_{\Delta d} \\ T_{\Sigma} = \frac{3}{2} p \Phi_r (i_{\Sigma q} \cos \psi + i_{\Delta d} \sin \psi) \\ T_{\Delta} = \frac{3}{2} p \Phi_r (i_{\Delta q} \cos \psi + i_{\Sigma d} \sin \psi) \end{cases} \quad (3.5.10)$$

Anche nelle 4 equazioni del sistema (3.5.10) si possono contare 5 incognite, rappresentate dalle 4 componenti delle correnti e dall'angolo  $\psi$ .

Così come visto per i sistemi a singolo motore, anche per un azionamento dual motor si può pensare di sfruttare la condizione ausiliaria al fine di massimizzare il rapporto coppia/corrente. È evidente, però, che in questo caso si dovrà parlare di rapporto fra la coppia risultante e la corrente risultante; l'equazione che costituisce la condizione ausiliaria viene quindi ad essere la seguente:

$$\max \left( \frac{T_{\Sigma}}{|\mathbf{i}_{\Sigma}|} \right) \quad (3.5.11)$$

Il rapporto che si vuole massimizzare è cioè quello fra il momento della coppia media e la corrente media. Con riferimento alla fig.III.5.2, si fa notare che la corrente risultante di cui alla (3.5.11) è proporzionale alla corrente che percorre il V.S.I.. L'imposizione della (3.5.11), cioè, mira – fissato il carico – a minimizzare la corrente fornita dall'inverter all'insieme dei due motori, a vantaggio di un minor sovradimensionamento dell'apparato di alimentazione e conversione.

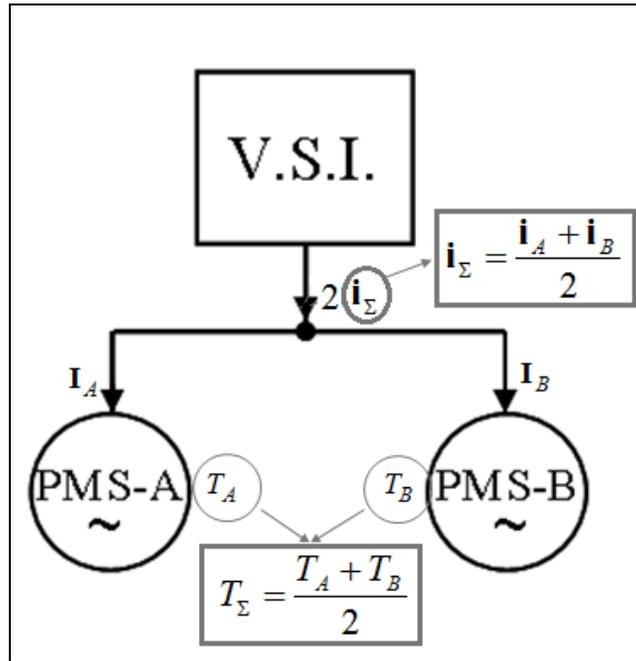


Fig.III.5.2 – Rapporto fra coppia e corrente risultanti

Nel ricavare l'espressione formale del rapporto coppia risultante/corrente risultante si possono sfruttare le (3.5.10) esprimendo tutte le componenti di corrente in funzione dell'angolo  $\psi$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{\Delta d} = -\frac{p\omega_r\Phi_r R}{R^2 + (p\omega_r L)^2} \sin \psi \\ i_{\Delta q} = \frac{(p\omega_r)^2 \Phi_r L}{R^2 + (p\omega_r L)^2} \sin \psi \\ i_{\Sigma d} = \frac{2T_{\Delta}}{3p\Phi_r} \frac{1}{\sin \psi} - \frac{(p\omega_r)^2 \Phi_r L}{R^2 + (p\omega_r L)^2} \cos \psi \\ i_{\Sigma q} = \frac{2T_{\Sigma}}{3p\Phi_r} \frac{1}{\cos \psi} + \frac{p\omega_r\Phi_r R}{R^2 + (p\omega_r L)^2} \frac{\sin^2 \psi}{\cos \psi} \end{array} \right. \quad (3.5.12)$$

Indicando con  $\rho$  il rapporto coppia risultante/corrente risultante, è facile verificare che risulta:

$$\rho = \frac{T_{\Sigma}}{|i_{\Sigma}|} = \frac{A\sqrt{(\sin \psi \cos \psi)^2}}{\sqrt{(B \cos \psi - C \sin \psi \cos^2 \psi)^2 + (D \sin \psi + E \sin^3 \psi)^2}} \quad (3.5.13)$$

dove le grandezze  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  ed  $E$  dipendono dai parametri di macchina, dalle condizioni di carico e dalla velocità angolare:

$$\begin{cases} A = T_{\Sigma} 3p \Phi_r \left[ R^2 + (p\omega_r L)^2 \right] \\ B = 2T_{\Delta} \left[ R^2 + (p\omega_r L)^2 \right] \\ C = 3p^3 \omega_r^2 \Phi_r^2 L \\ D = 2T_{\Sigma} \left[ R^2 + (p\omega_r L)^2 \right] \\ E = 3p^2 \omega_r \Phi_r^2 R \end{cases} \quad (3.5.14)$$

La (3.5.13) ha un andamento qualitativo del tipo di quello riportato alle fig.III.5.3 e presenta un massimo nell'intervallo  $0-\pi/2$ ; il massimo viene indicato in figura con il simbolo  $\rho_{opt}$ , in corrispondenza dell'angolo  $\psi_{opt}$ .

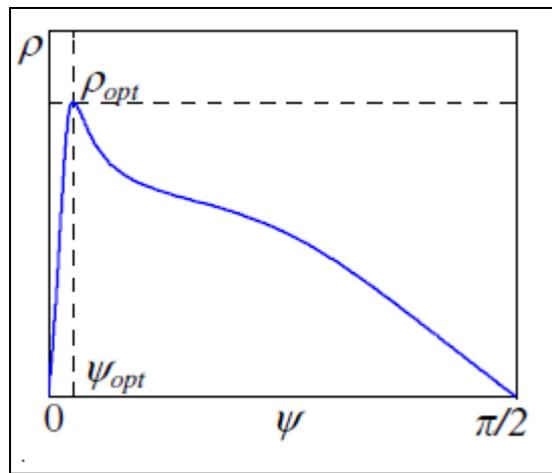


Fig.III.5.3 – Andamento qualitativo del rapporto coppia risultante/corrente risultante

La velocità angolare  $\omega_r$ , il carico  $T_{\Sigma}$  e il suo sbilanciamento  $T_{\Delta}$  influenzano l'andamento di fig.III.5.3 e, di conseguenza, modificano il punto di massimo. Per favorire una più immediata lettura dello sbilanciamento di carico, può risultare conveniente esprimerlo attraverso il rapporto  $r = T_B / T_A$ , che affiancato al valore di  $T_A$  definisce completamente i valori  $T_{\Sigma}$  e  $T_{\Delta}$ . In fig.III.5.4 si intuisce come l'andamento qualitativo del rapporto coppia risultante/corrente risultante si modifichi all'aumentare dei valori di velocità  $\omega_r$ , del carico  $T_A$  e dello sbilanciamento  $r = T_B / T_A$ .

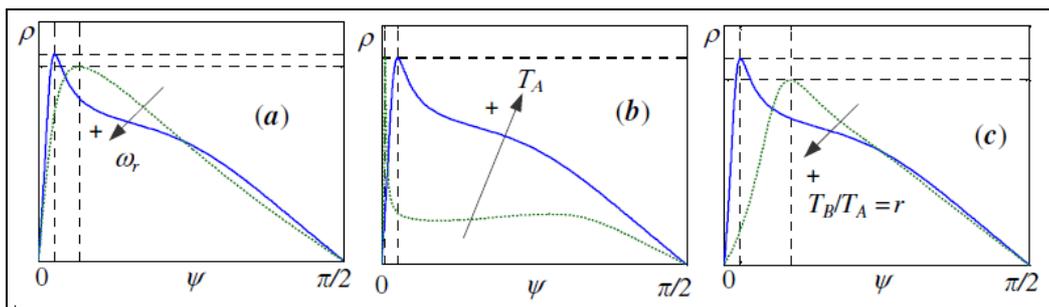


Fig.III.5.4 – Influenza delle condizioni di carico sulla (3.5.13)

Quando  $r \rightarrow 1$  ( $T_A \rightarrow 0$ ), l'angolo di ottimo  $\rightarrow 0$  (fig.III.5.4-c), restituendo le condizioni tipiche di un azionamento mono motore; in condizioni di carico bilanciato lo sfasamento fra i rotori delle due macchine deve annullarsi al fine di rendere massimo il rapporto  $T/I$ .

A voler ricavare l'espressione dell'angolo di ottimo al variare dello sbilanciamento si dovrebbe procedere per via analitica, calcolando la derivata prima della (3.5.13), imponendola pari a zero, calcolando la derivata seconda e imponendola minore di zero. Ci si rende subito conto, però, che l'approccio analitico è alquanto complesso, trovandosi a maneggiare una funzione non lineare, trascendente e di ordine elevato. Una strada alternativa è rappresentata dalla risoluzione numerica del problema: con riferimento ai dati del motore di cui alla tab.III.3.1, in fig.III.5.5 si riportano i risultati del calcolo numerico atti a determinare gli andamenti percentuali del rapporto coppia risultante/corrente risultante per diverse condizioni di carico, di sbilanciamento e di velocità.

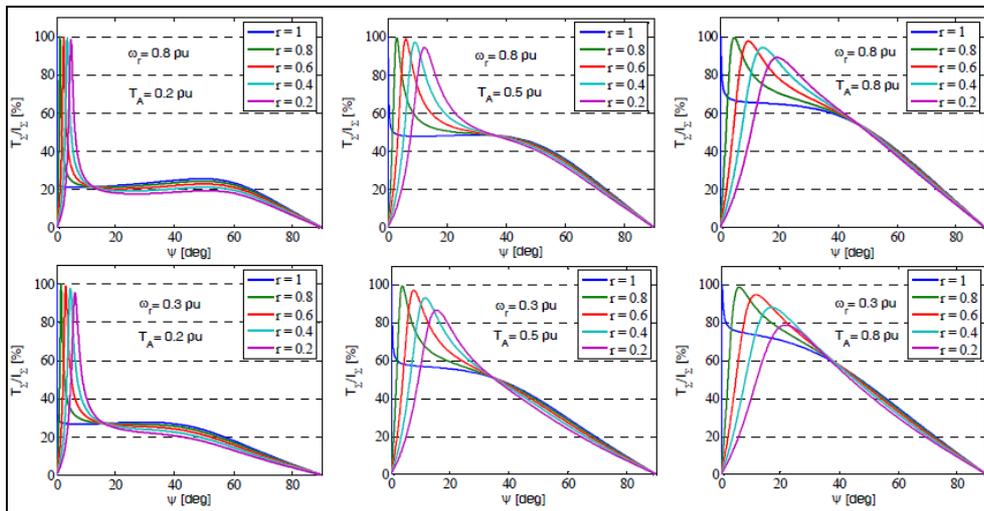


Fig.III.5.5 – Risultati del calcolo numerico del rapporto coppia risultante/corrente risultante

I diagrammi rappresentati alla fig.III.5.5 sono solo alcuni di quelli calcolati, prendendo a riferimento 3 diversi valori di  $T_A$ , 3 di  $\omega_r$  e 5 valori dello sbilanciamento  $r$ . Il vero risultato del calcolo numerico sono delle matrici tridimensionali, non sono rappresentabili graficamente, in cui è memorizzato il valore dell'angolo  $\psi_{opt}$  al variare di  $\omega_r$ ,  $T_A$  e  $r$ , e calcolate con un passo sufficientemente piccolo in modo da rendere la soluzione discreta molto prossima a quella continua. Per quanto possibile quindi, la risoluzione numerica pone un problema di carattere tecnico: nell'implementazione pratica dell'algoritmo di ottimo su una piattaforma di controllo si dovrebbe prevedere l'utilizzo di buffer di memoria di capienza proibitiva, data l'enorme mole di informazioni di cui tenere conto.

Si fa notare, a questo punto, che l'angolo di ottimo  $\psi_{opt}$ , rappresentato dall'ascissa dei punti di massimo degli andamenti di fig.III.5.5, risulta di valore molto contenuto, anche per

notevoli sbilanciamenti di carico. È possibile ritenere, quindi, che per sbilanciamenti relativamente modesti, l'angolo  $\psi$  che massimizza la (3.5.13) risulti sufficientemente piccolo e tale da introdurre le seguenti approssimazioni:

$$\psi \ll 1 \Rightarrow \cos \psi \cong 1 \quad ; \quad \sin \psi \cong \psi \quad (3.5.15)$$

Con le approssimazioni (3.5.15) è possibile ricavare una espressione chiusa dell'angolo di ottimo che rappresenta una soluzione approssimata del problema di massimo (3.5.11):

$$\psi_{opt}^a = \frac{2T_A \left[ R^2 + (p\omega_r L)^2 \right]}{3p^3 \omega_r^2 \Phi_r^2 L} \quad (3.5.16)$$

dove si è introdotto l'apice  $a$  ad indicare che la soluzione è approssimata.

Al fine di verificare la legittimità dell'approssimazione introdotta si mettono a confronto i valori di  $\psi_{opt}$  ottenuti mediante il calcolo numerico, e che attengono al vero punto di ottimo, con i valori approssimati ricavati mediante la (3.5.16). Al variare dello sbilanciamento  $r$ , e per diversi valori del carico  $T_A$  e della velocità  $\omega_r$ , in fig.III.5.6 le linee puntate attengono alla soluzione approssimata, mentre le linee continue al calcolo numerico.

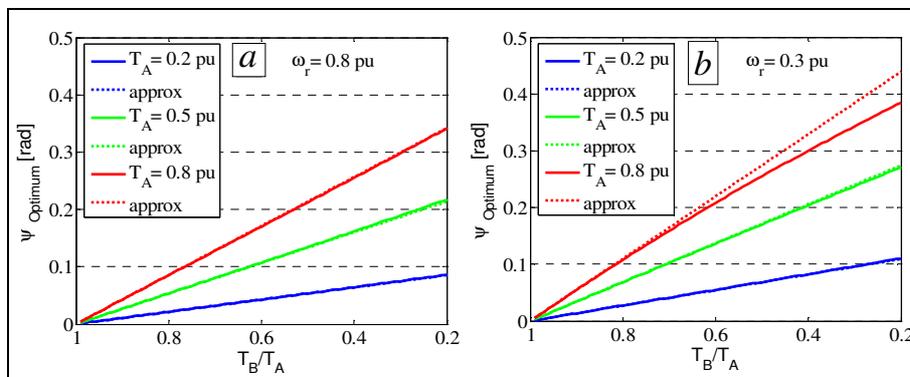


Fig.III.5.6 – Valori di ottimo e ottimo approssimato di  $\psi$  in funzione di  $T_B/T_A$

Come si può notare dalla fig.III.5.6, il risultato della (3.5.16) è praticamente coincidente con il vero punto ottimo, in un ampio range di condizioni operative, e fino a sbilanciamenti notevoli ( $T_B$  pari al 20% di  $T_A$ ). La discrepanza fra le due soluzioni diviene apprezzabile solo a bassa velocità, a carico elevato e per grossi sbilanciamenti (fig.III.5.6-b per  $T_A=0.8pu$ ). Le stesse considerazioni possono essere fatte diagrammando  $\psi$  in funzione di  $T_A$  (anziché in funzione di  $T_B/T_A$ ), e parametrizzandolo rispetto a  $T_\Sigma$  (anziché rispetto a  $T_A$ ); tali diagrammi sono riportati alla fig.III.5.7.

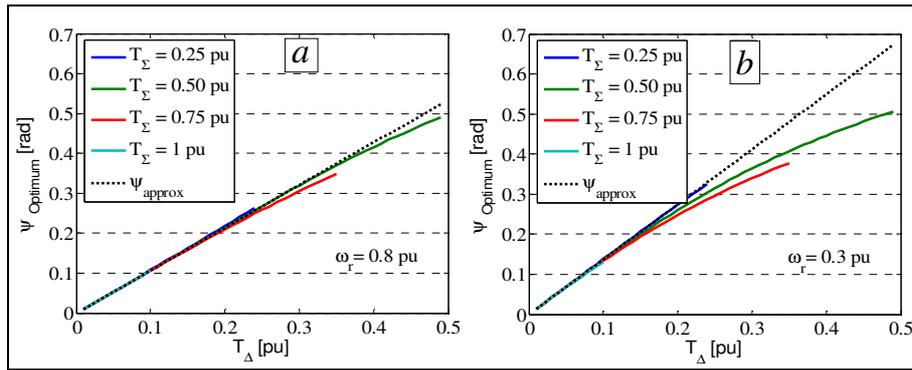


Fig.III.5.7 – Valori di ottimo e ottimo approssimato di psi in funzione di  $T_A$

L'unica differenza consiste nel fatto che in questo caso la soluzione approssimata non dipende da  $T_\Sigma$ , coerentemente con quanto espresso dalla (3.5.16). I valori di  $\psi$  di fig.III.5.6 inseriti nelle seconde due equazioni delle (3.5.12) generano le componenti di corrente  $i_{\Sigma d}$ ,  $i_{\Sigma q}$  di fig.III.5.8.

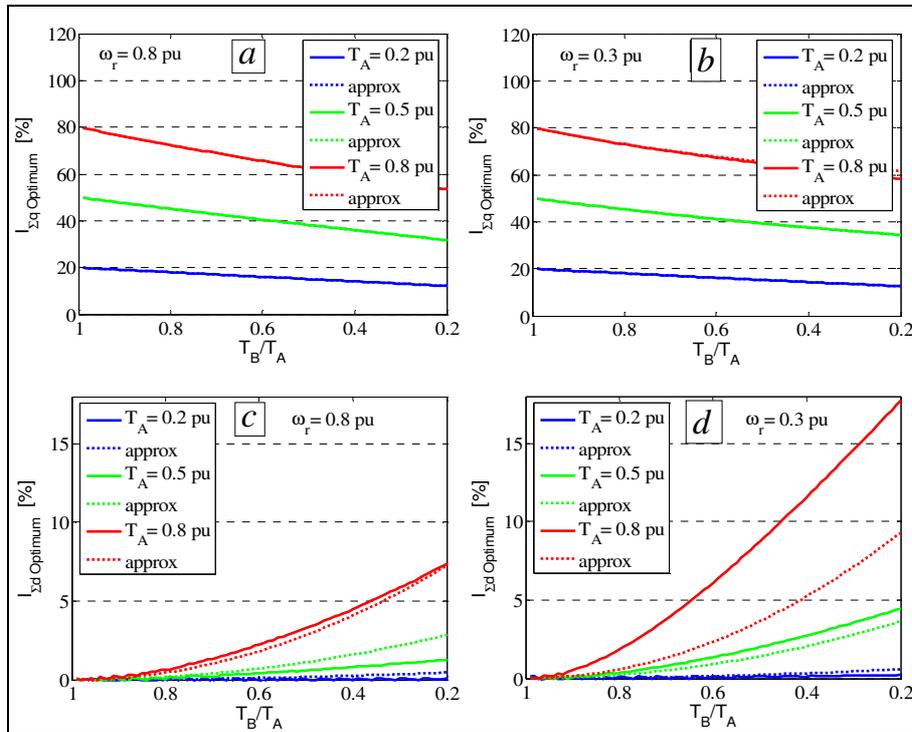


Fig.III.5.8 – Valori di ottimo e ottimo approssimato di  $i_{\Sigma d}$ ,  $i_{\Sigma q}$

Il risultato finale dell'approssimazione in termini di rapporto  $T_\Sigma/i_\Sigma$  è visibile alla fig.III.5.9,

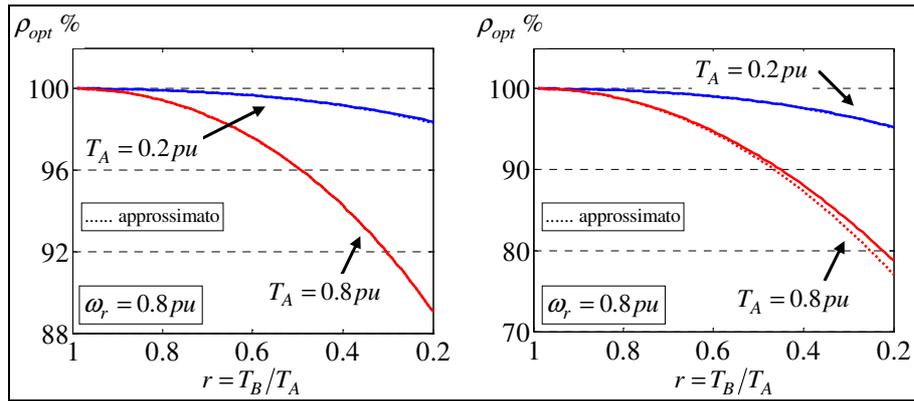


Fig.III.5.9 – Valori di ottimo e ottimo approssimato del rapporto  $T_2/i_\Sigma$

dove si conferma la validità della (3.5.16).

### III.5.4 – SCHEMA DI CONTROLLO E ANALISI NUMERICA

Se si vuole che il sistema di controllo sia basato sul modello matematico del sistema dual motor, i riferimenti di corrente si dovranno calcolare secondo le (3.5.12) e, al fine di introdurre la strategia di massimizzazione del rapporto coppia risultante/corrente risultante, si dovrà tenere conto dell'espressione approssimata di psi di ottimo (3.5.16). Lo schema di controllo che ne deriva è del tipo di quello rappresentato alla fig.III.5.10 e può denominarsi *Optimal Control*.

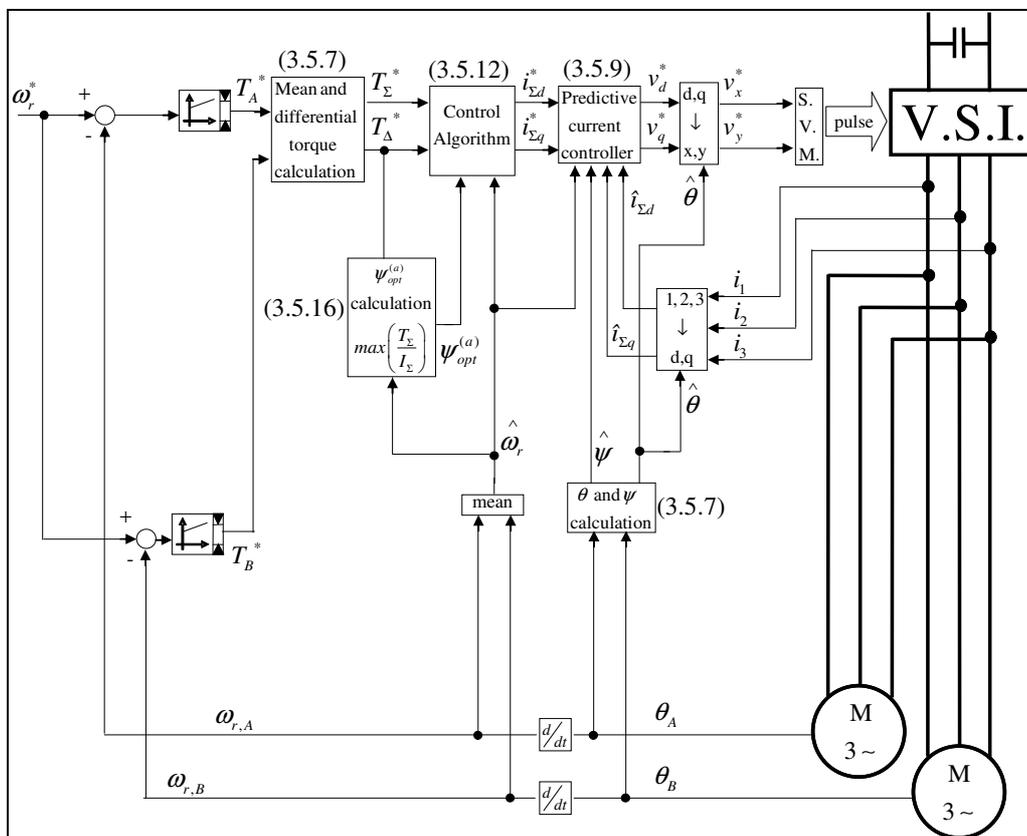


Fig.III.5.10 – Optimal Control Diagram

A partire dalla misura delle posizioni rotoriche delle macchine si calcolano le velocità angolari, le quali confrontate con la velocità desiderata e a mezzo di regolatori PI forniscono i momenti di coppia richiesti ai motori. In base alle posizioni (3.5.7) si calcolano le coppie  $T_\Sigma$  e  $T_A$ . Il valore di  $T_A$  entra nel blocco di ottimizzazione basato sulla (3.5.16) insieme al valore medio di velocità angolare, producendo l'angolo di ottimo approssimato. Si possono così calcolare i riferimenti di corrente  $i_{\Sigma d}$ ,  $i_{\Sigma q}$  particolarizzando le seconde due equazioni delle (3.5.12) con l'angolo di ottimo. Per passare dalle correnti alle tensioni è indipendente la scelta di utilizzare un regolatore di corrente di tipo predittivo (come in fig.III.5.10) o dei semplici regolatori PI, in quanto la strategia di ottimo ha esaurito il suo compito con il calcolo delle correnti. Nel caso di un regolatore predittivo, comunque, si dovrà implementare il calcolo della tensione (prima delle (3.5.9)) secondo quanto visto al par.II.2. Si fa notare, inoltre, che lo schema di controllo ottimo di fig.III.5.10 non necessita della misura di corrente per entrambi i motori, essendo l'informazione della copresenza delle due macchine già contenuta nel suo modello matematico; lo stesso non può dirsi per il *Selector Control*, il *Mean Voltage Control* e il *Mean Motor Control* che utilizzano un maggior numero di trasduttori di corrente.

Ripetendo il caso già visto per le altre strategie di controllo di un improvviso sbilanciamento del carico  $T_{LB}$  da  $0.8 pu$  a  $0.4 pu$ , con il controllo ottimo si ottengono gli andamenti riportati alla fig.III.5.11,

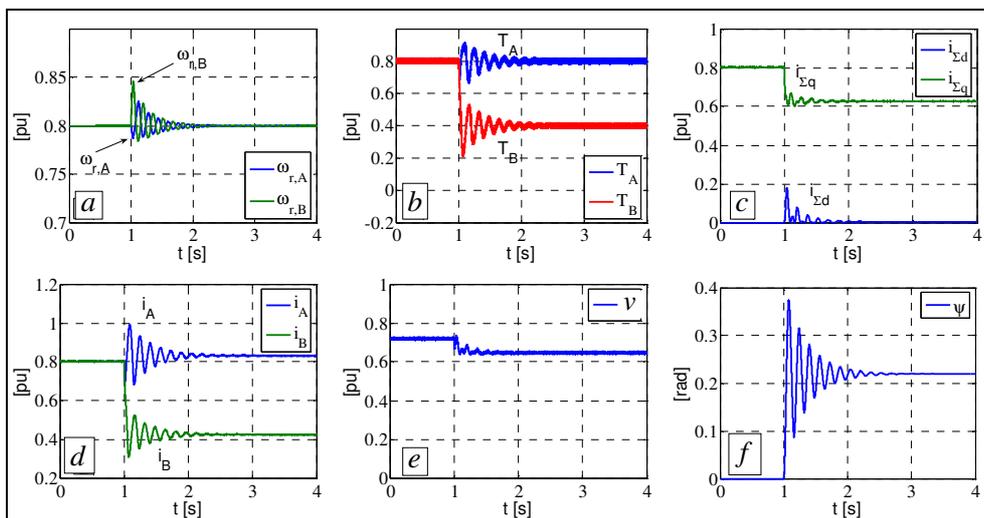


Fig.III.5.11 – Risultati dell'Optimal Control per  $\omega_r^* = 0.8 pu$

relativi ad una velocità di riferimento desiderata  $\omega_r^* = 0.8 pu$ . Abbassando tale valore a  $0.3 pu$ , gli andamenti si modificano come in fig.III.5.12.

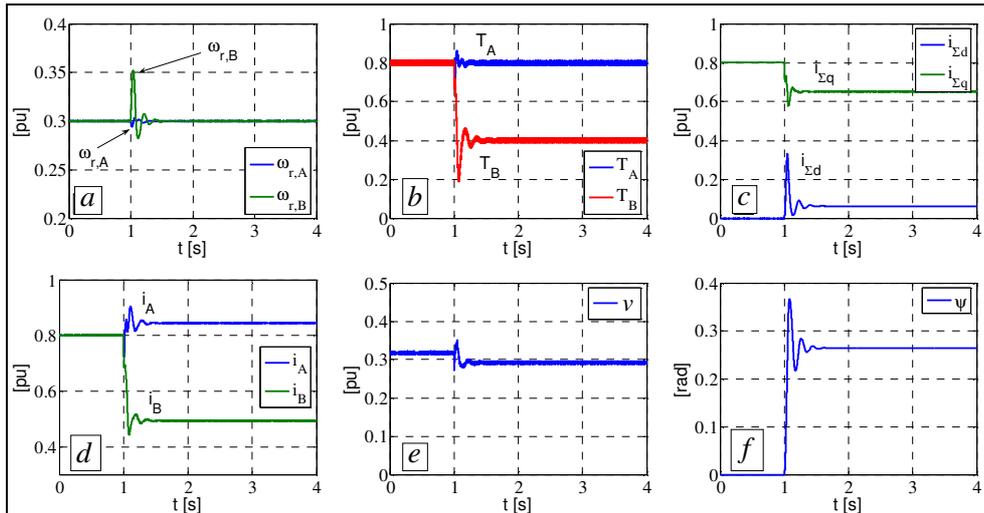


Fig.III.5.12 – Risultati dell'Optimal Control per  $\omega_r^*=0.3 pu$

I risultati del controllo ottimo, se confrontati con quelli dei metodi precedentemente discussi, garantiscono un vantaggio non solo in termini di valori a regime, ma anche in termini di oscillazioni transitorie. Con riferimento al caso più comune qui ipotizzato ( $\omega_r^*=0.8pu$ ,  $T_A=0.8pu$ ,  $T_B$  da  $0.8 pu$  a  $0.4 pu$ ), il comportamento dei sistemi di controllo *Selector*, *Mean Voltage*, *Mean Motor* e *Optimal* possono convenientemente essere riassunti in tab.III.5.2.

$\omega_r^*=80\%$ ; $T_A^*=80\%$ $T_B^*=80 \rightarrow 40\%$	$T_\Sigma / i_\Sigma$	$i_\Sigma$	$i_{\Sigma d}$ $i_{\Sigma q}$	$i_A$ $i_B$	$T_A / i_A$ $T_B / i_B$	$\tau$ [s]	$\Delta T$ $\Delta\omega_r$
<i>Selector</i>	92.5%	64.8%	19% 62%	80% 50%	100% 80%	1.61	40.5% 6%
<i>Mean Voltage</i>	95.9%	62.8%	8% 62%	81.5% 45%	98.1% 88.8%	1.47	22% 4%
<i>Mean Motor</i>	96%	62.5%	0% 62.5%	83.4% 42.5%	95.8% 94.1%	0.95	16% 4.1%
<i>Optimal</i>	96.8%	62%	1% 62%	82.5% 42.5%	96.9% 94.1%	0.56	11% 4%

Tab.III.5.2 – Confronto fra controllo *Selector*, *Mean Voltage*, *Mean Motor* e *Optimal*

Appare evidente che il controllo ottimo, oltre a garantire il più alto rapporto  $T_\Sigma/i_\Sigma$ , è caratterizzato da un tempo necessario a trovare il nuovo punto di equilibrio più breve (minore costante di tempo  $\tau$ ) e contiene le sovraelongazioni di coppia e di velocità entro valori minori (ultima colonna a destra di tab.III.5.2). Se si guardano i parametri  $T_\Sigma/i_\Sigma$ ,  $\Delta T$  e  $\Delta\omega_r$ , il tipo di controllo che più di avvicina ai valori garantiti dall'*Optimal Control* è il *Mean Motor Control*. Quest'ultimo impone nulla la quantità  $i_{\Sigma d}$  perché paragona questa quantità alla componente  $i_d$  di un azionamento monomotore. Come è evidente,

quest'approccio semplicistico non basta a garantire la massimizzazione del rapporto coppia corrente, pur avvicinandosene notevolmente, dovendo essere  $i_{\Sigma d}$  molto piccola ma non nulla.

### **III.6 – CONTROLLO A DINAMICA VELOCE**

Nel precedente paragrafo si è visto che il modello matematico di un sistema dual motor contiene un numero di incognite superiore al numero di equazioni, quando si vogliono calcolare le correnti di riferimento a partire dalla condizioni di funzionamento desiderate. Tale grado di libertà può essere saturato aggiungendo una ulteriore equazione, che nel caso dell'*Optimal Control* fornisce il valore di  $\psi$  tale da massimizzare il rapporto  $T_{\Sigma}/i_{\Sigma}$ ; tale valore di  $\psi$  viene raggiunto dopo un certo tempo necessario al sistema per ritrovare il nuovo punto di equilibrio, a seguito di uno sbilanciamento del carico (fig.III.5.11-f). È evidente, però, che esiste una infinità di valori  $\psi$  di possibile funzionamento, e tali da assicurare le condizioni desiderate, se si rinuncia al massimo  $T_{\Sigma}/i_{\Sigma}$ .

#### **III.6.1 – SCHEMA DI CONTROLLO**

Per calcolare le correnti di riferimento si potrebbe scegliere, ad esempio, di non scrivere una ulteriore equazione ausiliaria, ma, piuttosto, saturare il grado di libertà del modello matematico a mezzo della misura diretta di  $\psi$ , tramite l'informazione delle posizioni rotoriche dei due motori: con riferimento allo schema di fig.III.5.10, si elimina il blocco (3.5.16) e si utilizza quale valore di  $\psi$  quello calcolato dal blocco (3.5.7), inviandolo direttamente al 'Control Algorithm' (3.5.12) per il calcolo delle correnti di riferimento. Lo schema diviene quello di fig.III.6.1, nel quale si sta in pratica dicendo al sistema di imporre come valore di  $\psi$  proprio lo sfasamento misurato fra le due macchine. In uno schema come quello di fig.III.6.1, a seguito di uno sbilanciamento del carico, il controllo calcolerà i riferimenti di corrente cercando di imporre lo stesso valore di  $\psi$  che sperimenta a livello di misura. Ne consegue che il nuovo punto di regime verrà raggiunto in tempi rapidissimi, poiché durante la prima oscillazione il sistema si stabilizzerà nella prima configurazione utile, fra le infinite di possibile funzionamento.

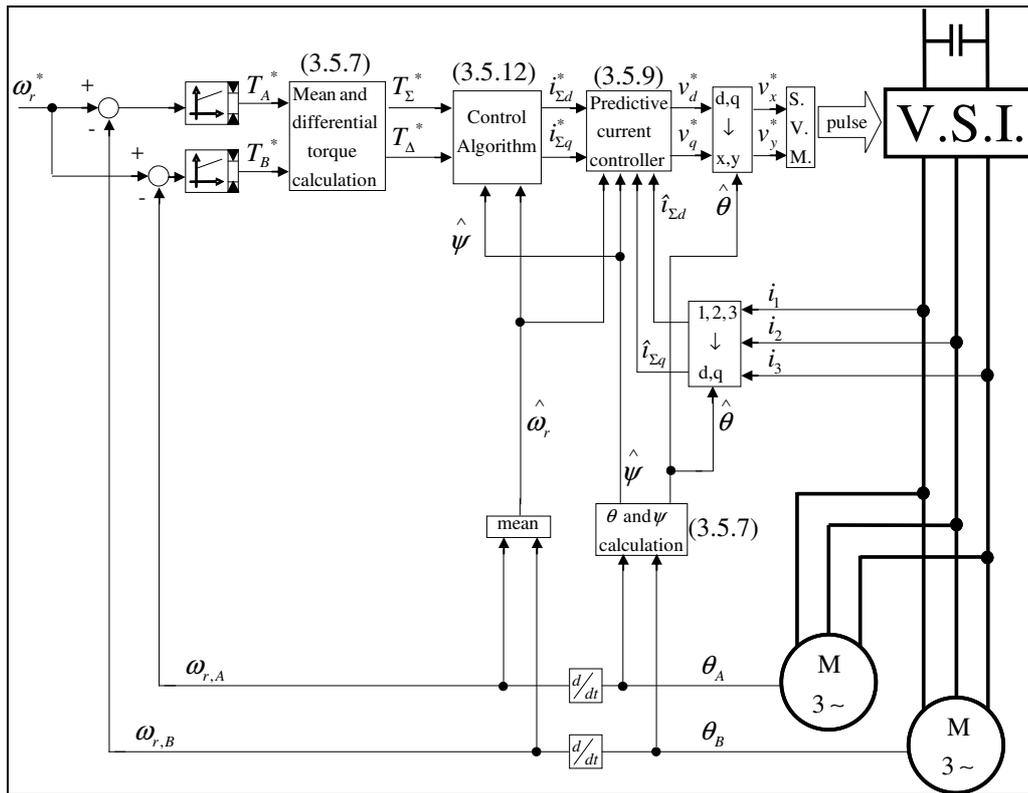


Fig.III.6.1 – Dual Motor Fast Dynamic Control Diagram

Preferendo la rapidità con cui il sistema ritrova un nuovo punto di regime, piuttosto che valori di regime ottimi, lo schema di fig.III.6.1 può battezzarsi *Fast Dynamic Control*.

### III.6.2 – ANALISI NUMERICA

Con riferimento ad uno sbilanciamento del momento resistente del motore B da 0.8 pu a 0.4 pu, nel caso del *Fast Dynamic Control* il transitorio elettromeccanico appare come quello in fig.III.6.2.

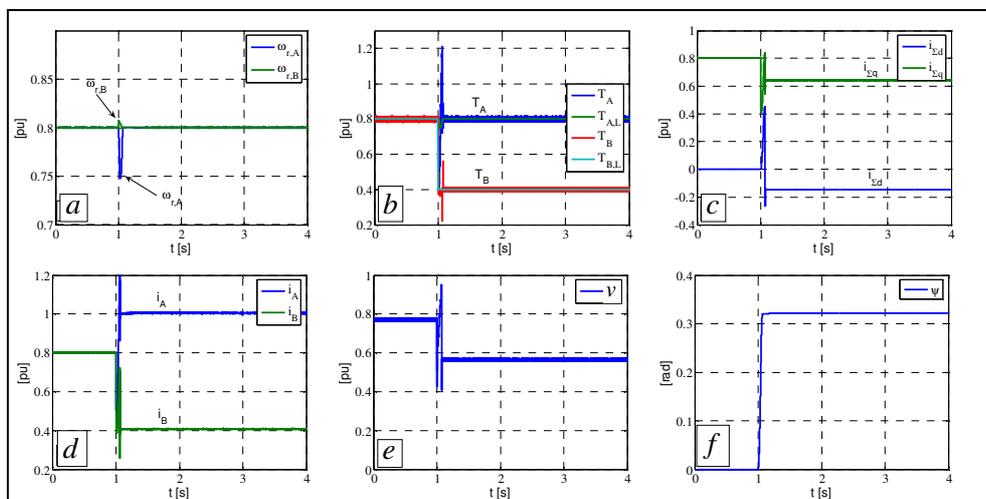


Fig.III.6.2 – Risultati del Fast Dynamic Control

La strategia di controllo a dinamica veloce, come è evidente da fig.III.6.2, punta alla minimizzazione dell'intervallo di tempo in cui il funzionamento dei motori è caratterizzato da velocità differenti (condizioni non sincrone), anche a scapito di valori di corrente a regime più elevati e maggiori sovraelongazioni. Il *Fast Dynamic Control*, infatti, è il peggiore degli schemi fin qui visti per quel che riguarda i parametri  $T_{\Sigma}/i_{\Sigma}$ ,  $\Delta T$  e  $\Delta\omega_r$ .

Quale prova di ciò, in tab.III.6.1, si ripropone un confronto fra le strategie di controllo *Selector*, *Mean Voltage*, *Mean Motor* e *Optimal*, a cui si aggiungono le informazioni ricavate per il *Fast Dynamic*.

$\omega_r^*=80\%; T_A^*=80\%$ $T_B^*=80\rightarrow 40\%$	$T_{\Sigma}/ i_{\Sigma}$	$i_{\Sigma}$	$i_{\Sigma d}$ $i_{\Sigma q}$	$i_A$ $i_B$	$T_A/ i_A$ $T_B/ i_B$	$\tau$ [s]	$\Delta T$ $\Delta\omega_r$
<i>Selector</i>	92.5%	64.8%	19% 62%	80% 50%	100% 80%	1.61	40.5 6%
<i>Mean Voltage</i>	95.9%	62.8%	8% 62%	81.5% 45%	98.1% 88.8%	1.47	22% 4%
<i>Mean Motor</i>	96%	62.5%	0% 62.5%	83.4% 42.5%	95.8% 94.1%	0.95	16% 4.1%
<i>Optimal</i>	96.8%	62%	1% 62%	82.5% 42.5%	96.9% 94.1%	0.56	11% 4%
<i>Fast Dynamic</i>	89.9%	66.7%	-15% 65%	100% 41%	80% 97.5%	0.07	41% 6%

Tab.III.6.1 – Confronto fra controllo *Selector*, *Mean Voltage*, *Mean Motor*, *Optimal* e *Fast Dynamic*

Come appare evidente in tab.III.6.1 il *Fast Dynamic Control* si pone all'ultimo posto per quel che riguarda i risultati in termini di valore a regime, ma assicura una costante di tempo notevolmente minore. Esso può essere preferito all'*Optimal Control* solo quando vi sia l'esigenza di assicurare una dinamica molto veloce, al fine di ritrovare nel più breve tempo possibile la condizione di sincronismo dei motori.

## **CAPITOLO IV**

### **MONITORAGGIO PARAMETRICO E DIAGNOSTICA**

Lo studio del motore PM brushless fin qui condotto ha riguardato principalmente aspetti relativi alle tecniche di controllo, in contesti applicativi per i quali può risultare conveniente utilizzare questa macchina al posto dei motori tradizionali; il PMSM, infatti, può garantire maggiore efficienza e compattezza, rimanendo al contempo un motore affidabile e dotato di buone prestazioni dinamiche. Bisogna però evidenziare che, a differenza del motore sincrono tradizionale, del motore a induzione, e del motore in corrente continua, un motore a magneti permanenti determina la presenza di una sezione sempre attiva, costituendo i magneti una sorgente di campo anche a motore non alimentato. Non si può, cioè, per un tale tipo di macchina, annullare il campo magnetico di eccitazione tramite l'interruzione di tutte le alimentazioni esterne. Tale aspetto può risultare sconveniente nei casi in cui la macchina si trovi a lavorare in condizioni di funzionamento anomalo, a causa del danneggiamento di una delle sue parti o per malfunzionamento del sistema di alimentazione. Accadimenti come il distacco improvviso dell'alimentazione, o l'instaurarsi di un corto circuito sugli avvolgimenti di statore, possono risultare molto gravosi e compromettere l'integrità strutturale degli apparati di conversione e del motore stesso. Di qui la necessità di monitorare costantemente lo stato di "salute" del motore e prevedere sistemi di protezione in grado di far fronte alle problematiche peculiari del caso.

Nel presente capitolo ci si soffermerà su aspetti che riguardano il monitoraggio parametrico e la diagnostica, rispondendo alla necessità di prevedere sistemi atti a prevenire, o quantomeno rilevare tempestivamente, l'insorgere di una condizione anormale prima che questa determini effetti gravi. Gli studi condotti sono supportati da una serie di prove sperimentali di cui verranno presentati i risultati.

#### **IV.1 – VARIABILITÀ DEI PARAMETRI DI UN PMSM**

##### **IV.1.1 – INTRODUZIONE**

Il modello matematico del motore sincrono a magneti permanenti ricavato al cap.I si fonda su alcune ipotesi semplificative che contemplano la simmetria costruttiva, la linearità dei circuiti magnetici e l'idealità di alcuni materiali. Si tratta di ipotesi molto comuni nello studio delle macchine rotanti e grazie ad esse è possibile ricavare dei modelli matematici

semplificati che rappresentano con buona approssimazione il reale funzionamento di motori e generatori; tali modelli consentono di prevedere il comportamento delle macchine e si impiegano con successo negli ambiti del controllo. Le prove di caratterizzazione parametrica viste al par.II.1 restituiscono i valori della resistenza degli avvolgimenti di statore, del flusso di rotore concatenato e delle induttanze d'asse diretto e quadratura, e definiscono il modello lineare a parametri costanti nel riferimento di Park:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{d i_{sd}}{dt} - p \omega_r L_q i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{d i_{sq}}{dt} + p \omega_r L_d i_{sd} + p \omega_r \Phi_r \\ T = \frac{3}{2} p i_{sq} [\Phi_r + (L_d - L_q) i_{sd}] \end{cases} \quad (4.1.1)$$

Come è naturale che sia, però, tale modello potrebbe non aderire perfettamente alla realtà quando il valore dei suoi parametri venga a modificarsi, sia a causa di fattori esterni relativi all'ambiente di installazione della macchina, sia a causa di fattori interni che attengono alla non idealità del motore stesso. Il valore dei parametri di un PMSM possono cioè essere influenzati dalle condizioni di funzionamento del motore, e le prove di caratterizzazione di cui al par.II.1 sono da riguardarsi come atte a determinare un determinato valore nominale dei parametri, quello relativo alle condizioni di funzionamento nominali.

Il valore della resistenza degli avvolgimenti di statore è una caratteristica fisica del materiale conduttore e, come è noto, dipende dalla temperatura di quest'ultimo. In un motore AC brushless la resistenza dipenderà dalle condizioni di esercizio della macchina, dal sistema di raffreddamento, nonché dalla temperatura ambiente.

Le induttanze d'asse diretto e quadratura  $L_d, L_q$  possono ritenersi costanti solo nell'ipotesi di idealità del materiale ferromagnetico costituente la macchina e supponendo lineare la caratteristica dei magneti permanenti. In particolare bisognerà supporre che il legame B-H nel ferro non presenti isteresi e anzi sia lineare, così come la caratteristica dei magneti nel secondo quadrante; una tale situazione è riprodotta alla fig.IV.1.1.

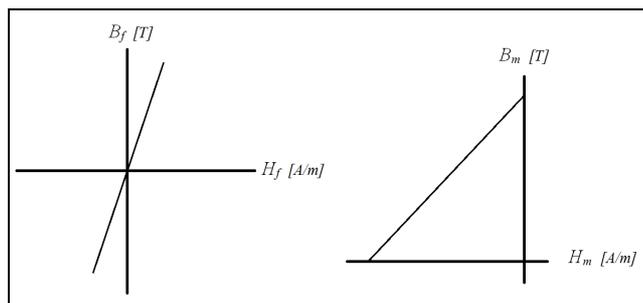


Fig.IV.1.1 – Linearità della caratteristica B-H nel ferro e dei magneti permanenti

Se si immagina di separare i circuiti magnetici relativi ai percorsi di asse diretto e quadratura, si avrà una situazione del tipo di quella rappresentata alla fig.IV.1.2.

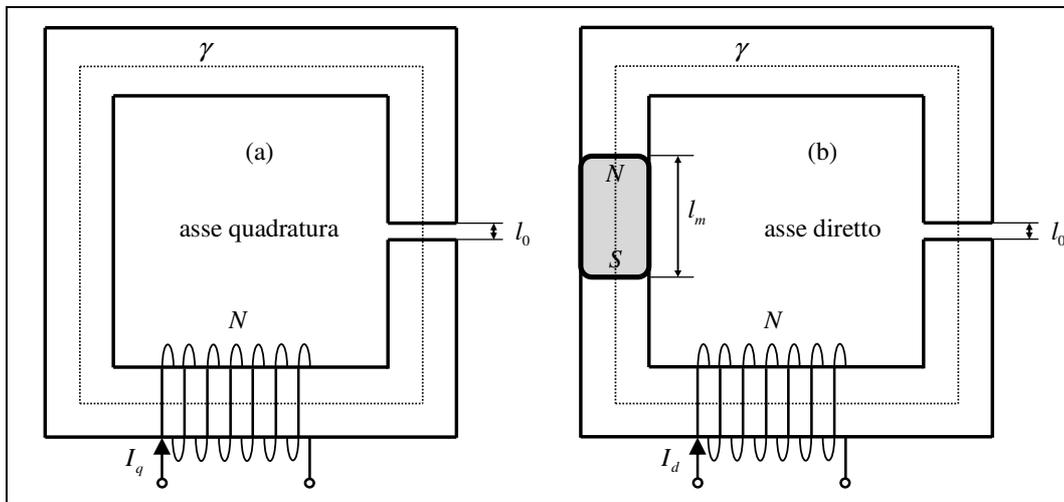


Fig.IV.1.2 – Scomposizione dei circuiti magnetici d'asse diretto e quadratura

Supponendo nullo il flusso disperso per il circuito d'asse quadratura, e assumendo il campo magnetico uniformemente distribuito nella generica sezione trasversale del nucleo, a sua volta costante, la circuitazione del vettore campo magnetico  $\mathbf{H}$  lungo la linea di forza chiusa indicata con il simbolo  $\gamma$  in fig.IV.1.2 sarà pari a:

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = H_f \cdot l_f + H_0 \cdot l_0 = \frac{B_f}{\mu_f} \cdot l_f + \frac{B_0}{\mu_0} \cdot l_0 = NI_q \quad (4.1.2)$$

dove  $H_f$  è l'intensità di campo magnetico nel ferro,  $B_f$  è l'induzione magnetica nel ferro,  $\mu_f$  è la permeabilità del ferro,  $l_f$  è la lunghezza del tratto di linea nel ferro,  $H_0$  è l'intensità del campo magnetico nel tratto di traferro,  $B_0$  è l'induzione magnetica nel tratto di traferro,  $l_0$  è la lunghezza di traferro.

Se inoltre si suppone che la sezione del ferro sia uguale a quella del traferro, essendo il flusso nel ferro pari a quello nel traferro, si potrà porre  $B_f = B_0$ ; dalla (4.1.2) è facile verificare che risulta:

$$B_f = NI_q \cdot \frac{\mu_0}{\frac{\mu_0}{\mu_f} l_f + l_0} \quad (4.1.3)$$

Avendo supposto lineare la caratteristica del ferro (e quindi  $\mu_f$  costante), l'induzione  $B_f$  è proporzionale alla corrente  $I_q$ . La conseguenza di ciò è che il flusso concatenato con l'avvolgimento percorso dalla corrente  $I_q$  è proporzionale alla stessa corrente secondo un

fattore costante che rappresenta l'induttanza d'asse in quadratura. In termini di modello matematico nel riferimento rotante di un motore PM brushless, si avrà:

$$\psi_q = L_q i_q \quad (4.1.4)$$

con  $\psi_q$  flusso totale d'asse quadratura,  $L_q$  induttanza d'asse quadratura,  $i_q$  componente quadratura del vettore spaziale della terna di correnti di fase.

Per quanto riguarda il circuito magnetico d'asse diretto, trascurando ancora il flusso disperso, si potrà scrivere:

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = H_f \cdot l_f + H_m \cdot l_m + H_0 \cdot l_0 = \frac{B_f}{\mu_f} \cdot l_f + H_m \cdot l_m + \frac{B_0}{\mu_0} \cdot l_0 = NI_d \quad (4.1.5)$$

dove i simboli hanno lo stesso significato del caso precedente ed  $m$  si riferisce ai magneti permanenti. Al solito, supponendo che la sezione non vari, e che quindi valga  $B_f=B_m=B_0$ , si potrà ricavare la seguente relazione:

$$B_m = NI_d \cdot \left( \frac{\mu_0}{\frac{\mu_0}{\mu_f} l_f + l_0} \right) - H_m \cdot \left( \frac{\mu_0 \cdot l_m}{\frac{\mu_0}{\mu_f} l_f + l_0} \right) \quad (4.1.6)$$

Se si suppone  $\mu_f$  costante, la (4.1.6) corrisponde all'equazione di una retta nel piano ( $H_m$ ,  $B_m$ ); in particolare, tale retta ha un coefficiente angolare costante e interseca l'asse delle ascisse in un punto che dipende dal valore della corrente  $I_d$  (passa per l'origine per  $I_d$  nulla). Nella fig.IV.1.3 la caratteristica semplificata dei magneti permanenti è rappresentata insieme alla (4.1.6) per 3 differenti valori della corrente  $I_d$ .

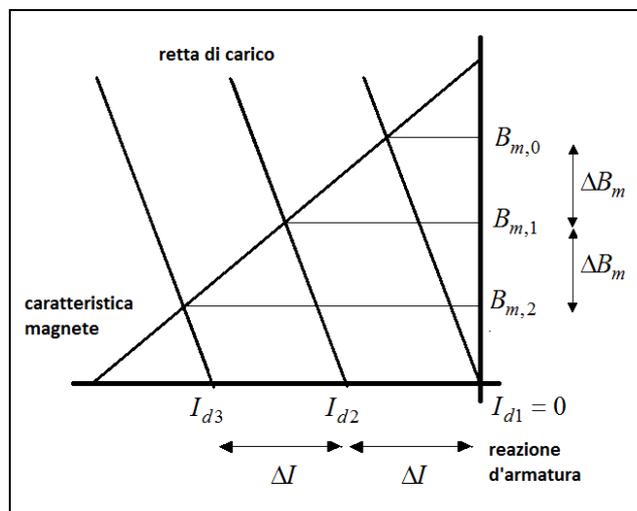


Fig.IV.1.3 – Induzione determinata da incrementi costanti della corrente  $I_d$  nel caso lineare

Da quest'ultima figura si può notare che quando  $I_d=0$  il valore di  $B_m$  è pari a un valore costante indicato con  $B_{m,0}$ , e ad incrementi identici del valore assoluto della corrente  $I_d$  negativa corrispondono decrementi identici di  $B_m$ . Il valore dell'induzione può, cioè, essere messo nella forma:

$$B_m = k_1 + k_2 I_d \quad (4.1.7)$$

con  $k_1$  e  $k_2$  costanti. Ciò è conseguenza delle ipotesi di linearità ed implica che il flusso concatenato d'asse diretto sia pari ad una aliquota costante, più una aliquota che dipende linearmente dalla corrente  $I_d$  secondo un fattore di proporzionalità costante; quest'ultimo rappresenta l'induttanza d'asse diretto. In termini di modello matematico nel riferimento rotante di un motore PM brushless, si avrà:

$$\psi_d = \Phi_r + L_d i_d \quad (4.1.8)$$

con  $\psi_d$  flusso totale d'asse diretto,  $L_d$  induttanza d'asse diretto,  $i_d$  componente diretta del vettore spaziale della terna di correnti di fase,  $\Phi_r$  flusso di rotore concatenato con lo statore. Il significato fisico implicito della (4.1.8) è che le variazioni di flusso sono attribuite al termine  $L_d \cdot i_d$  con  $L_d$  costante, mentre si ritiene che il flusso di rotore concatenato con lo statore non dipenda dalla corrente. Ciò evidentemente è solo una convenzione, in quanto al variare della corrente  $i_d$  ciò che si modifica è il flusso totale d'asse diretto, ad opera della diminuzione di induzione secondo l'intersezione della retta di carico (4.1.6) e la caratteristica dei magneti permanenti (fig.IV.1.3). L'effetto combinato dei magneti e della corrente  $i_d$  risulta in un flusso totale minore, senza che si possa veramente discriminare fra i due contributi. Si potrebbe per esempio porre:

$$\psi_d = \Phi_m^{(i_d)} = \Phi_{r,0} + k i_d \quad (4.1.9)$$

implicando che il flusso creato dai magneti e concatenato con lo statore si fa carico della variazione totale del flusso d'asse diretto, secondo una legge lineare in cui  $\Phi_{r,0}$  diviene il flusso concatenato a motore disalimentato, e  $k$  ha le dimensioni di una induttanza; chiaramente a livello numerico  $\Phi_{r,0}$  coinciderà con  $\Phi_r$ , e  $k$  coinciderà con  $L_d$ . Di conseguenza, non ha importanza quale significato fisico si attribuisce alla composizione di  $\psi_d$ , contando solo il suo valore, come si può verificare dal modello del motore PM brushless scritto in termini di flusso; quest'ultimo può ricavarsi dal seguente:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_d}{dt} - p\omega_r \psi_q \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_q}{dt} + p\omega_r \psi_d \\ M_e = \frac{3}{2} p [\psi_d i_{sq} - \psi_q i_{sd}] \end{cases} \quad (4.1.10)$$

ottenuto dal modello ricavato (4.1.1) mediante le posizioni (4.1.4) e (4.1.8).

#### IV.1.2 – PARAMETRI DIPENDENTI DALLE CONDIZIONI OPERATIVE

Il materiale ferromagnetico costituente il motore, però, non è ideale, e come tale è soggetto al fenomeno della saturazione. Pur trascurando le perdite nel ferro, quindi, la permeabilità  $\mu_f$  non può essere ritenuta costante, ma diminuisce all'aumentare del campo magnetico, in maniera sempre più evidente quanto più ci si avvicina al ginocchio della caratteristica. Inoltre, anche la caratteristica dei magneti permanenti può non essere lineare nel secondo quadrante; le curve campo-induzione del ferro e dei magneti sono cioè simili a quelle rappresentate alla fig.IV.1.4.

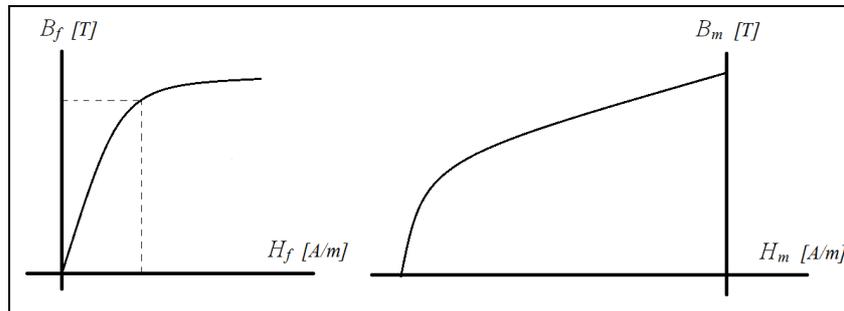


Fig.IV.1.4 – Non linearità della caratteristica B-H nel ferro e dei magneti permanenti

Giacché il legame flusso-corrente non può essere ritenuto lineare in tutto il dominio di funzionamento, le induttanze non possono ritenersi costanti.

Con riferimento alla relazione (4.1.3), all'aumentare di una componente di corrente d'asse quadratura la permeabilità del ferro  $\mu_f$  diminuisce, determinando un minore valore della costante di proporzionalità fra induzione e corrente; di conseguenza, l'induttanza d'asse quadratura  $L_q$  diminuisce.

In riferimento al percorso magnetico d'asse diretto, quando il motore non è alimentato, il campo generato dai magneti determina le condizioni di saturazione del ferro e fissa il punto di lavoro sulla caratteristiche del circuito magnetico; in genere si sceglie di fissare il punto nominale sul ginocchio della caratteristica magnetica (fig.IV.1.4). L'adduzione di un sistema di correnti di statore tale da determinare una componente negativa di corrente

lungo l'asse diretto sposta la curva di carico che trasla parallelamente a se stessa nella direzione negativa del semiasse delle ascisse. La situazione è rappresentata in fig.IV.1.5, dove la curva di carico è stata riprodotta per tre valori della corrente d'asse diretto corrispondenti a incrementi costanti  $\Delta I$ .

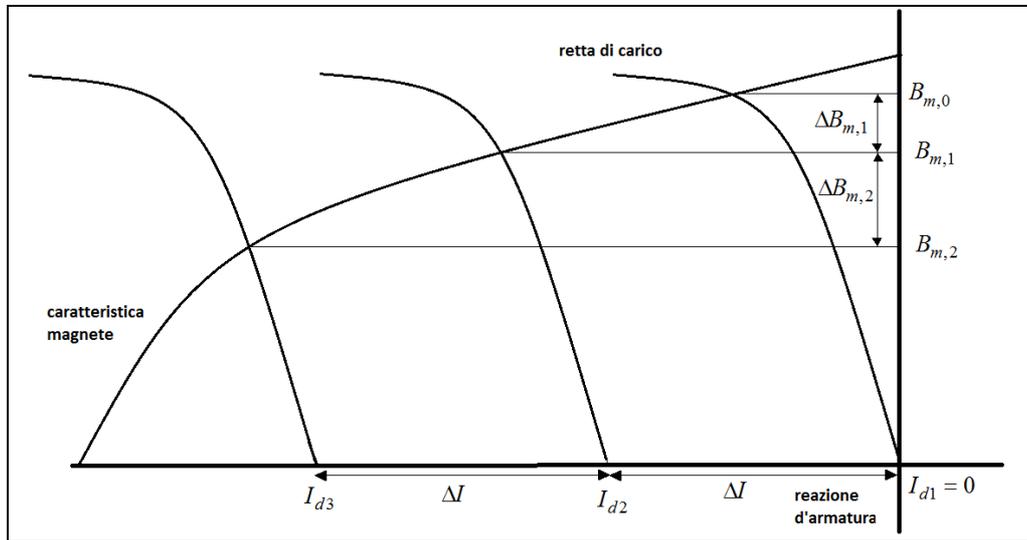


Fig.IV.1.5 – Induzione determinata da incrementi costanti della corrente  $I_d$  nel caso non lineare

Come si può notare dalla fig.IV.1.5, a incrementi identici  $\Delta I$  della corrente non corrispondono decrementi identici dell'induzione  $\Delta B$ , essendo non lineare sia la caratteristica dei magneti, sia quella del ferro (in realtà il fenomeno si presenta anche quando una sola delle due caratteristiche è non lineare). In tal caso si potrà ancora attribuire la diminuzione del flusso alla quantità  $L_d \cdot i_d$ , ma si dovrà ammettere che il coefficiente di induzione è funzione della corrente; in fig.IV.1.5 l'induttanza  $L_d$  è aumentata all'aumentare della corrente  $i_d$ .

Se si considera che parte delle linee di campo si richiudono in aria, inoltre, il fenomeno della saturazione diviene incrociato, nel senso che il valore della corrente d'asse diretto agisce anche sull'induttanza d'asse quadratura e viceversa. Bisogna infatti considerare che le induttanze  $L_d$  e  $L_q$  non attengono solo al flusso di mutua ma contengono anche il valore del coefficiente di induzione che riguarda il flusso dispersione (si guardi le (4.1.11)).

$$\begin{cases} L_d = L_s + L_1 \\ L_q = L_s - L_1 \end{cases} \quad \text{con :} \quad \begin{cases} L_s = L_m + L_{\sigma,s} \\ L_1 = \frac{\lambda_1}{2\lambda_0} L_m \end{cases} \quad (4.1.11)$$

Una corrente  $i_q$  tale da portare in saturazione il ferro nel percorso magnetico dell'asse quadratura produrrà una diminuzione dell'induttanza di mutua, determinando una

diminuzione di  $L_q$ , ma influenzando contemporaneamente il valore di  $L_d$ ; allo stesso modo una componente di corrente  $i_d$  influirà su entrambe le induttanze d'asse. È a questo punto evidente che i valori dei coefficienti di induzione  $L_d, L_q$  che compaiono nel modello (4.1.1) non possono essere ritenuti costanti, poiché dipendono dalle condizioni di funzionamento del motore, ed in particolare da entrambe le componenti di corrente lungo gli assi diretto e in quadratura.

Il flusso creato dai magneti permanenti e concatenato con lo statore  $\Phi_r$  è teoricamente costante, posto che i magneti non subiscano una smagnetizzazione permanente, avendo scelto di attribuire la variazioni di flusso totale d'asse diretto alla reazione di armatura. È evidente però che quando  $i_d = 0$  l'aumento di una componente di corrente  $i_q$  modifica le condizioni del ferro in tutta la macchina, sia nella parte prossima all'asse quadratura, dove le linee di campo risultano più addensate, sia nella zona relativa all'asse diretto, dove in ogni caso aumenta la densità di campo magnetico. Ciò rende il ferro meno permeabile al campo creato dal rotore, che, pur rimanendo inalterato sulla superficie dei magneti permanenti, vedrà un minore accoppiamento con gli avvolgimenti di statore. Diminuisce il flusso totale d'asse diretto e, non potendo attribuire tale diminuzione alla quantità  $L_d \cdot i_d$ , si dovrà ammettere che sia diminuito il valore di  $\Phi_r$ . Il flusso creato dai magneti e concatenato con lo statore viene ad essere funzione della sola componente quadratura di corrente, mentre rimane costante al variare della corrente  $i_d$ , agendo quest'ultima sul flusso totale d'asse diretto tramite il prodotto  $L_d \cdot i_d$ .

Alla luce delle considerazioni esposte il modello matematico del motore sincrono a magneti permanenti (4.1.1), può essere riscritto nel seguente modo:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_d = R_s^{(\tau)} i_d + \frac{d}{dt} [L_d^{(i_d, i_q)} i_d + \Phi_r^{(i_q)}] - p \omega_r L_q^{(i_d, i_q)} i_q \\ v_q = R_s^{(\tau)} i_q + \frac{d}{dt} [L_q^{(i_d, i_q)} i_q] - p \omega_r [L_d^{(i_d, i_q)} i_d + \Phi_r^{(i_q)}] \\ T = \frac{3}{2} p i_q \left\{ \Phi_r^{(i_q)} + [L_d^{(i_d, i_q)} - L_q^{(i_d, i_q)}] i_d \right\} \\ \frac{d \omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M_e - M_L) \end{array} \right. \quad (4.1.12)$$

dove i simboli hanno lo stesso significato fisico del modello (4.1.1), ma si è voluto sottolineare la dipendenza dei parametri dalle condizioni operative; le induttanze ed il flusso di rotore dipendono dalle componenti  $i_d, i_q$  della corrente. Si è considerato, inoltre, che il valore della resistenza  $R_s$  può variare con la temperatura  $\tau$  degli avvolgimenti di statore.

## IV.2 – SISTEMI DI MONITORAGGIO PARAMETRICO

### IV.2.1 – INTRODUZIONE

Come si è visto al precedente paragrafo, il set di parametri che caratterizza un motore PM brushless non può considerarsi costante e indipendente dalle condizioni operative del motore stesso. Di conseguenza, non basta misurarne i valori alle sole condizioni nominali per ritenere completamente definito il modello matematico; occorrerà bensì determinare il valore di tali parametri in tutti i punti di possibile funzionamento e, in particolare, al variare di entrambe le componenti  $i_d$ ,  $i_q$  della corrente di statore e per diverse temperature degli avvolgimenti. Un modello matematico accuratamente definito consente alla logica di controllo di lavorare correttamente; su di esso si basa, infatti, sia il calcolo delle correnti di riferimento, sia la definizione dei limiti operativi nel piano di controllo, nonché la strategia di ottimizzazione prestazionale (si veda Cap.I). A titolo esemplificativo, in una macchina isotropa si consideri di ricavare una componente di corrente  $i_q^*$  proporzionale al valore di coppia desiderato  $T^*$  tramite il valore  $\Phi_r$  del flusso di rotore (controllo in coppia con  $i_d^*=0$ ): immaginando che  $\Phi_r$  non corrisponda al vero, il valore  $i_q^*$  non potrà assicurare che il motore sviluppi la coppia richiesta. Il problema non è rilevante quando si effettua un controllo in velocità, in quanto l'anello in  $\omega_r$  compenserà la discrepanza adattando  $T^*$  in modo da assicurare  $\omega_r^* = \omega_r$  a regime. È evidente, inoltre, che in ogni caso il rischio di superare i valori limite di corrente e tensione non sussiste, poiché quand'anche i valori di riferimento calcolati dovessero eccedere il dominio di funzionamento, essi sarebbero comunque limitati al valore  $V_L$  e  $I_L$  (producendo però uno scostamento fra la coppia di riferimento e la coppia effettivamente sviluppata). Di contro, qualora il calcolo della coppia massima (fig.I.7.3) fornisse valori inferiori a quelli che il motore potrebbe effettivamente sviluppare, la prestazione dell'azionamento sarebbe penalizzata rispetto alle sue reali potenzialità. Per lo stesso motivo, la strategia di massimizzazione del rapporto coppia/corrente può non produrre l'effetto desiderato quando il modello matematico è mal caratterizzato, soprattutto nel caso di un motore anisotropo.

Appare evidente, quindi, la necessità di determinare il valore dei parametri di macchina in un ampio range di variazione delle condizioni operative, ad esempio a mezzo di misurazioni off-line che producano mappe parametriche rappresentabili con delle superfici nel piano di variabili indipendenti  $i_d$ ,  $i_q$ . In alternativa, si può pensare all'impiego di un sistema di rilevazione parametrica in grado di lavorare on-line, parallelamente al controllo, che fornisca il valore dei parametri in tempo reale. La necessità di un tale sistema è

giustificata dal fatto che i parametri di macchina possono variare anche per cause non prevedibili e non riproducibili in sede di prove di caratterizzazione (deterioramento e deformazione dei materiali, smagnetizzazione dei magneti, perdite di isolamento, ecc.). Inoltre, a prescindere dalle problematiche relative al controllo, calcolare il valore dei parametri in tempo reale consente di monitorare lo stato di salute della macchina, controllare il degrado delle prestazioni, prevedere eventuali guasti, o comunque rilevarne tempestivamente l'insorgenza, in modo da attivare i sistemi di protezione atti a garantire la sicurezza.

#### IV.2.2 – ALGORITMI DI STIMA PARAMETRICA

Il monitoraggio parametrico on-line di un motore PM brushless può essere effettuato a mezzo di implementazione di vari algoritmi estimativi, più o meno complessi, che si basano su teorie abbastanza note e consolidate; *osservatori di Luenberger*, sistemi basati sulla *trasformata di Fourier* o sul *filtro di Kalman* sono alcuni esempi. La scelta dovrebbe essere effettuata in base al grado di precisione richiesto, alla rapidità di risposta e tenendo conto dell'onere computazionale caratteristico dell'algoritmo stesso in relazione al periodo di aggiornamento dei valori che si vuole assicurare. Se si immagina di costituire un sistema integrato unico in cui sia la parte relativa agli algoritmi di controllo sia il monitoraggio parametrico lavorino in maniera sincrona, al fine di alleggerire lo sforzo dell'unità centrale a microprocessore, si può optare per algoritmi più semplici o comunque caratterizzati da un onere computazionale minore. Fra questi ultimi si può far riferimento ai sistemi *Neural Network* o agli algoritmi ricorsivi quali il *Recursive Least Square*.

Indipendentemente dal tipo di algoritmo scelto, però, il primo problema da affrontare attiene al fatto che il modello matematico di un PMSM non consente di definire univocamente i suoi 4 parametri a partire dalle 2 equazioni di equilibrio delle tensioni; il sistema è cioè "rango-deficiente". Quando il sistema di stima parametrica è basato su un modello deficiente in rango si corre il rischio di convergere ad un punto di ottimo relativo, piuttosto che all'ottimo assoluto, determinando errori significativi nelle quantità stimate. Una soluzione parziale a questo problema sarebbe quella di dotare il motore di un torsionmetro, in modo da aggiungere al modello l'equazione che esprime il momento della coppia elettromagnetica e portare a 3 il numero di parametri stimabili. La necessità della presenza di un misuratore di coppia (costoso ed ingombrante), però, rende questa soluzione poco utilizzata. Altre tecniche passano per l'aggiunta di segnali di eccitazione a bassa frequenza, in modo da poter considerare lo stesso modello matematico ma in due diverse

condizioni operative; si ottiene un sistema di 4 equazioni indipendenti con gli stessi 4 parametri di macchina. È evidente però che un tale criterio può essere applicato correttamente solo quando i parametri possano essere ritenuti costanti e non dipendenti dalle condizioni operative del motore, o comunque quando, pur in presenza di parametri non costanti, la loro variabilità sia non eccessiva e tale da rendere accettabile l'errore che si commette; l'ampiezza dei segnali di eccitazione extra dovrà essere scelta opportunamente per non influenzare il comportamento della macchina.

In presenza di un PM brushless caratterizzabile con il modello (4.1.12) e con parametri fortemente variabili, si dovrà necessariamente fare in modo di diminuire il numero di parametri da stimare in tempo reale. Se si sceglie che i parametri da stimare on-line siano le induttanze d'asse diretto e quadratura, si dovrà ricavare l'informazione su  $R_s$  e  $\Phi_r$  in maniera preventiva. Tale scelta non è casuale, considerato che la resistenza varia solo in funzione della temperatura e, quindi, lentamente nel tempo, mentre il valore del flusso di rotore varia solo ad opera della componente  $i_q$  e, come è lecito attendersi, in misura non molto sensibile. Lo stesso non può dirsi per le induttanze  $L_d$ ,  $L_q$ , che possono avere una forte dipendenza da entrambe le componenti  $i_d$ ,  $i_q$  e, quindi, una variazione anche rapida nel tempo.

Siccome sia la temperatura degli avvolgimenti, sia la resistenza, sono quantità direttamente misurabili, si potranno effettuare una serie di misurazioni off-line tese a tabellare il valore di  $R_s$  in funzione della temperatura  $\tau$ , quest'ultima relativa ad uno specifico punto dell'avvolgimento di statore (o riferendosi alla media di più punti di misura).

Il flusso di rotore concatenato con lo statore, come si è detto in precedenza, può essere supposto dipendente dalla sola componente  $i_q$ . Se, quindi, si impone  $i_d = 0$  in condizioni di regime stazionario, la seconda delle (4.1.12) fornisce direttamente il valore di  $\Phi_r$ , indipendentemente dai valori delle induttanze e per qualunque valore della corrente  $i_q$ . Attraverso una serie di misure si potrà diagrammare il valore di  $\Phi_r$  al variare della componente  $i_q$ .

La procedura descritta per la determinazione delle informazioni sulla resistenza e sul flusso di rotore è da eseguirsi fuori linea, fornendo dati che andranno memorizzati su supporto fisico. Al termine di tale procedura, i parametri  $R_s$  e  $\Phi_r$  sono da considerarsi noti e verranno forniti come dati di ingresso all'algoritmo di monitoraggio che opera on-line, durante il normale esercizio del motore; la procedura può essere ripetuta dopo un certo intervallo di tempo al fine di aggiornarne i risultati. Nel fare ciò, è evidente, occorrerà

misurare non solo le correnti e la posizione rotorica, come già si rende necessario per il sistema di controllo, ma anche le tensioni ai morsetti di macchina. L'informazione relativa alle tensioni può in realtà ricavarsi anche a partire dalla sola misura della tensione dello stadio in continua, noto lo stato di conduzione dell'inverter, o generarsi dai segnali di impulso alla *gate* dei componenti controllati.

Il valore delle induttanze d'asse diretto e quadratura potrà essere stimato tramite l'impiego di un algoritmo estimativo in grado di operare in tempo reale, sfruttando le informazioni ricavate in sede di misure preliminari.

#### IV.2.3 – SISTEMA INTEGRATO DI CONTROLLO E MONITORAGGIO RLS

Uno degli algoritmi che può essere utilmente impiegato per la stima in tempo reale delle induttanza d'asse diretto e in quadratura è il *Recursive Least Square Algorithm* (RLS). Caratterizzato da un modesto onere computazionale, tale algoritmo è adatto ad essere implementato insieme al controllo vettoriale in un sistema unico integrato, in grado di lavorare ad elevate frequenze computazionali. Si tratta di un algoritmo abbastanza noto e che nel caso bidimensionale del sistema costituito dalle prime due delle (4.1.12) può essere formulato attraverso la seguente equazione algebrica:

$$\hat{\mathbf{L}}_k = \hat{\mathbf{L}}_{k-1} + \mathbf{G}_k \left( \mathbf{y}_k - \mathbf{m}_k^T \hat{\mathbf{L}}_{k-1} \right) \quad (4.2.1)$$

dove:

$$\hat{\mathbf{L}} = \begin{bmatrix} \hat{L}_d \\ \hat{L}_q \end{bmatrix} \text{ è il vettore dei parametri stimati;}$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} v_d - R_s i_d \\ v_q - R_s i_q - \omega \Phi_r \end{bmatrix} \text{ è il vettore delle uscite;}$$

$$\mathbf{m} = \begin{bmatrix} 0 & \omega i_d \\ -\omega i_q & 0 \end{bmatrix} \text{ è la matrice delle misure;}$$

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ è la matrice identità;}$$

$$\begin{cases} \mathbf{G}_k = \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{m}_k \left[ \lambda \cdot \mathbf{I} + \mathbf{m}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{m}_k \right]^{-1} \\ \mathbf{P}_k = \frac{1}{\lambda} \left( \mathbf{P}_{k-1} - \mathbf{G}_k \mathbf{m}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \right) \end{cases} \text{ sono le matrici di correlazione;}$$

$T$  è l'operatore di trasposizione matriciale;

$\lambda \in [0,1]$  è il *forgetting factor*.

L'algoritmo in questione persegue l'obiettivo di minimizzare la sommatoria del quadrato degli errori di stima, a partire dalla prima computazione ( $n=1$ ), fino al calcolo corrente ( $n=k$ ), dove gli errori sono pesati da una funzione esponenziale di  $\lambda$ :

$$\min \left\{ \sum_{n=1}^k \boldsymbol{\varepsilon}_k^2 \lambda^{k-n} \right\} = \min \left\{ \sum_{n=1}^k \left( \mathbf{y}_k - \mathbf{m}_k^T \hat{\mathbf{L}}_{k-1} \right)^2 \lambda^{k-n} \right\} \quad (4.2.2)$$

L'algoritmo RLS non contiene alcun regolatore da tarare e l'unica quantità da settare è il *forgetting factor*  $\lambda$ , che determina il grado di reattività e di stabilità del sistema. Come è possibile intuire dalla (4.2.2), quando  $\lambda=0$  solo il passo di computazione "attuale" nel tempo ( $n=k$ ) dà un reale contributo, mentre quelli passati non influenzano la stima dei parametri; ciò corrisponde alla massima reattività e alla minima stabilità del sistema. Viceversa, quando  $0 < \lambda < 1$  anche i passi di computazione passati divengono significativi, ma con il concetto che quanto più remoti sono nel tempo, minor contributo forniscono. Al limite, per  $\lambda=1$  tutti i passi di computazione forniscono eguale contributo, determinando la massima stabilità del sistema e la minima reattività. Il parametro  $\lambda$  permette cioè di stabilire quanto il sistema debba ricordare o dimenticare le informazioni che si sono ottenute nel passato, e quanto queste debbano influenzare il risultato finale;  $\lambda$  deve essere opportunamente scelto in modo da assicurare la stabilità del sistema e seguire con buona reattività le variazioni dei parametri da stimare.

Trattandosi di un algoritmo per cui non è richiesto un eccessivo sforzo dal punto di vista computazionale, si può immaginare di costituire un sistema del tipo di fig.IV.2.1, dove controllo e monitoraggio parametrico divengono due sottoinsiemi dello stesso sistema integrato. L'algoritmo lavora cioè in maniera sincrona col sistema di controllo, sfruttando gli stessi valori misurati di corrente e posizione rotorica, e aggiungendo misure di tensione e temperatura; le tensioni di macchina sono ricostruite a partire dai segnali di comando ai componenti controllati e dal valore della tensione nello stadio in continua. Se si immagina che la frequenza di campionamento sia pari alla frequenza di modulazione PWM, diviene necessario filtrare le tensioni misurate; giacché è nota la frequenza fondamentale, si può compensare l'attenuazione e lo sfasamento introdotti dal filtro.

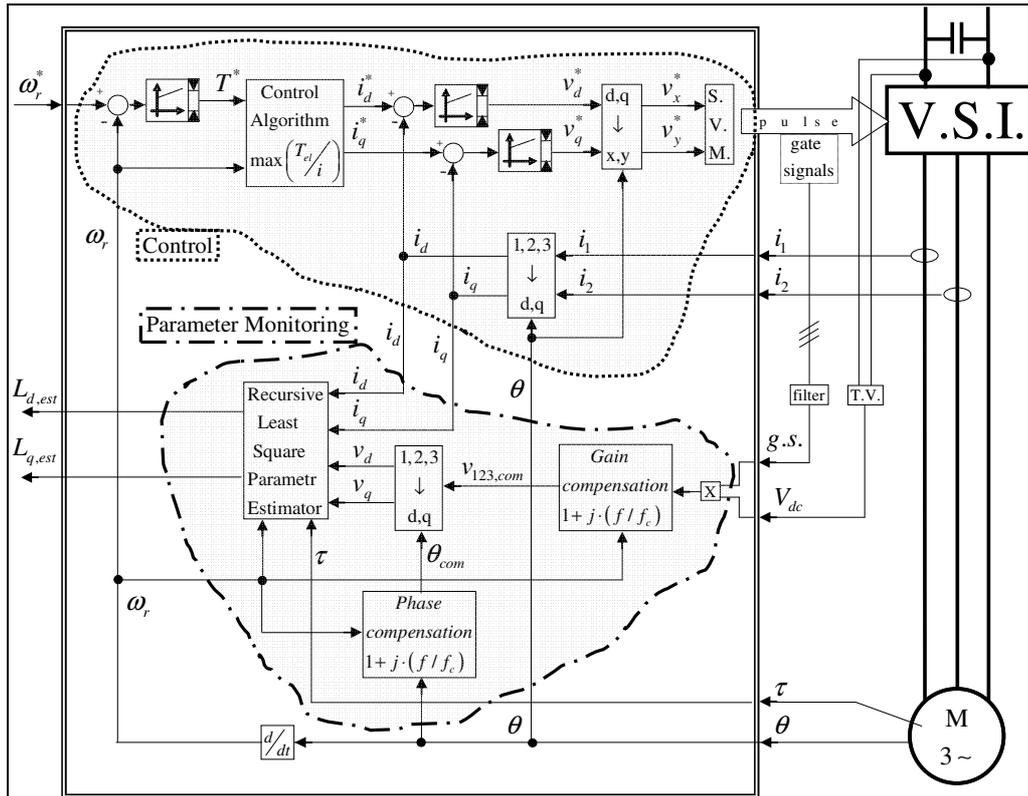


Fig.IV.2.1 – Schema di sistema integrato per controllo e monitoraggio parametrico di un PMSM

Sfruttando le informazioni preliminarmente ottenute riguardanti gli andamenti  $R_s(\tau)$  e  $\Phi_r(i_q)$ , il sistema di fig.IV.2.1 fornirà in uscita il valore stimato delle induttanze d'asse diretto e quadratura al variare delle condizioni di funzionamento del motore.

### IV.3 – ANALISI NUMERICA E SPERIMENTALE

#### IV.3.1 – RIFERIMENTI

Al fine di verificare la bontà del metodo di identificazione parametrica, si è proceduto alla implementazione al calcolatore dell'algoritmo *Recurvive Least Square* in ambiente Matlab-Simulink. Il motore preso a riferimento per l'analisi numerica è una macchina PM brushless progettata dal Dipartimento di Azionamenti Elettrici, Istituto per le Tecnologie Energetiche e di Automazione dell'Università Tecnica di Berlino (*Technische Universität Berlin*); i principali dati nominali di tale macchina sono riassunti in tab.IV.3.1. Poiché i parametri del motore in questione variano sensibilmente al variare delle condizioni di funzionamento, come si è potuto notare già in sede di calcoli FEM, il set parametrico di tab.IV.3.1, non è da intendersi valido per ogni punto di lavoro, bensì è relativo a una specifica condizione operativa; in particolare,  $R_{s,n}$  è il valore di resistenza degli

avvolgimenti di statore alla temperatura nominale,  $\Phi_{r,n}$ ,  $L_{d,n}$  e  $L_{q,n}$  sono relativi alle condizioni nominali e con  $i_d=0$ .

Descrizione	Simbolo	Valore
potenza nominale	$P_n$	52 kW
coppia motrice nominale	$T_n$	150 N·m
velocità nominale	$\omega_{r,n}$	3300 rpm
corrente nominale (efficace)	$I_n$	113A
tensione nominale (efficace)	$V_n$	350V
numero di coppie polari	$p$	5
resistenza di fase di statore	$R_{s,n}$	18.4 mΩ
induttanza d'asse diretto	$L_{d,n}$	0.779 mH
induttanza d'asse quadratura	$L_{q,n}$	0.618 mH
flusso dei magneti permanenti	$\Phi_{r,n}$	0.125 Wb

Tab.IV.3.1 – Dati nominali del motore PM brushless “caso-studio”

A valle del dimensionamento elettromagnetico, il motore è stato realizzato in scala 1:1 e montato su banco prova, rendendo possibile l'esecuzione di una serie di misurazioni atte a definire il valore dei suoi parametri in diverse condizioni operative. L'architettura del sistema utilizzato per la caratterizzazione parametrica tramite misure fuori linea è riportato alla fig.IV.3.1.

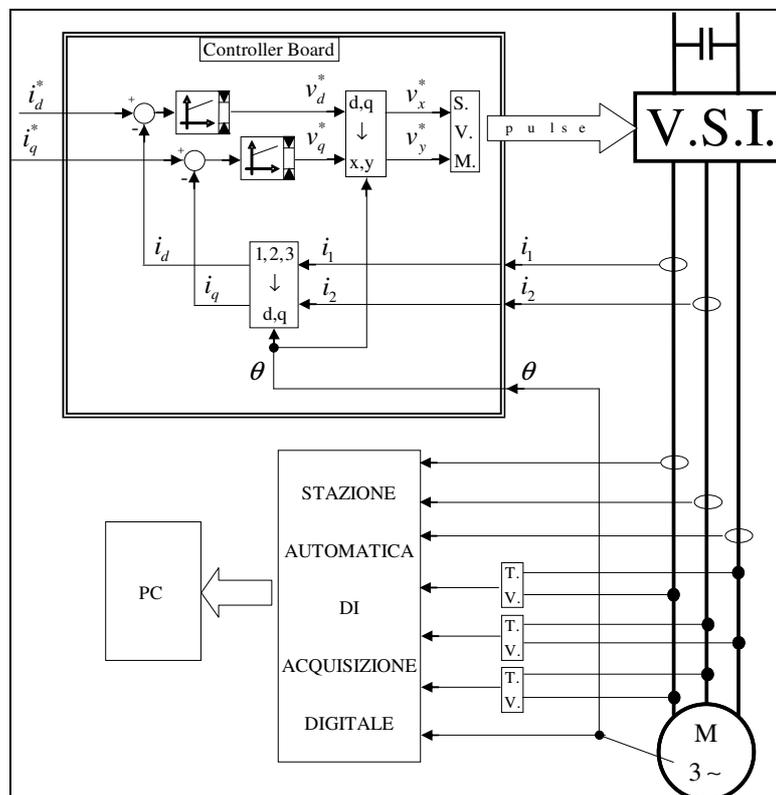


Fig.IV.3.1 – Architettura per la caratterizzazione parametrica off-line del motore PMSM

Il motore PM brushless è stato alimentato da inverter e controllato secondo lo schema di fig.IV.2.1 imponendo direttamente i valori  $i_d^*$ ,  $i_q^*$ . In particolare, il programma di controllo è stato implementato su piattaforma dSpace (Controller Board: DS1104) e posto in esecuzione alla frequenza di  $5kHz$ , coincidente con la frequenza di commutazione dei componenti d’inverter. Per il sistema di controllo si sono utilizzati trasduttori di corrente tradizionali ad effetto hall compensati e un resolver con scheda RDC AD2S1200. La velocità di rotazione è stata fissata a mezzo di un motore in c.c. controllato in catena chiusa, connesso in asse al PMSM, e regolabile tramite un potenziometro. Parallelamente al sistema di controllo è stata allestita una stazione di acquisizione digitale delle grandezze di interesse ad elevata frequenza di campionamento, utilizzando trasduttori di precisione ad elevata banda passante per correnti e tensioni, e sfruttando la misura digitale della posizione rotorica già resa disponibile per il controllo. Ogni acquisizione, della durata di pochi secondi, è stata effettuata imponendo una coppia di valori costanti  $i_d^*$ ,  $i_q^*$  e mantenendo stabile la velocità  $\omega_r$ . A valle di ogni acquisizione è stata misurata la resistenza dei tre avvolgimenti ed il dato relativo al valore medio è stato aggiunto alle informazioni registrate su memoria fisica da parte della stazione di acquisizione. I dati così ottenuti sono stati successivamente elaborati isolando il contributo dell’armonica fondamentale con algoritmi FFT e calcolando il valore dei parametri di macchina tramite il modello (4.1.12) per ogni coppia di valori  $i_d$ ,  $i_q$  e a differenti velocità angolari  $\omega_r$ . Il valore delle induttanze  $L_d$ ,  $L_q$  è risultato dipendere da entrambe le componenti di corrente  $i_d$ ,  $i_q$ , mentre non si è riscontrata una influenza significativa della velocità di rotazione. Interpolando linearmente i dati ottenuti, il valore di induttanza d’asse diretto  $L_d$  descrive la superficie rappresentata alla fig.IV.3.2,

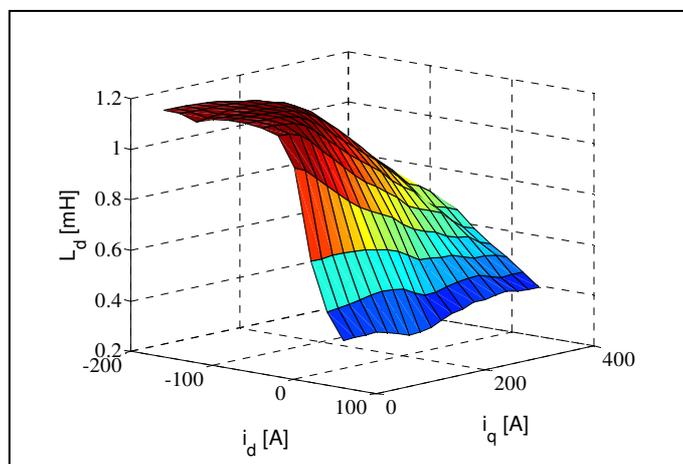


Fig.IV.3.2 – Andamento sperimentale di  $L_d$  al variare delle componenti di corrente  $i_d$ ,  $i_q$

mentre il valore di induttanza d'asse quadratura  $L_q$  appare come in fig.IV.3.3.

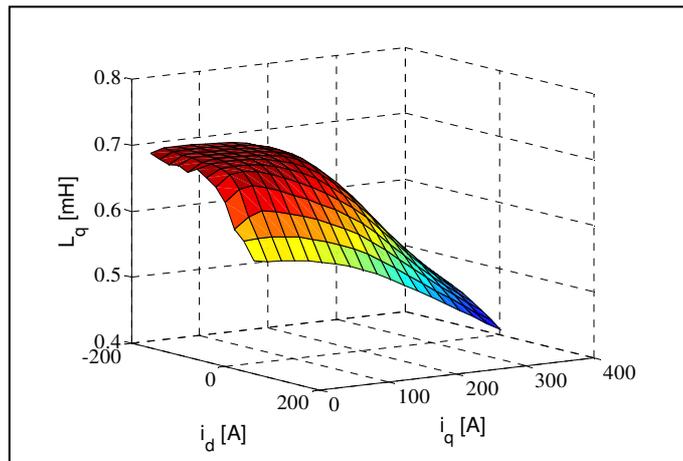


Fig.IV.3.3 – Andamento sperimentale di  $L_q$  al variare delle componenti di corrente  $i_d, i_q$

Avendo attribuito alla quantità  $L_d i_d$  la variazione del flusso totale d'asse diretto ad opera della variazione della componente  $i_d$  di corrente (si veda par.IV.1), il valore di  $\Phi_r$  è risultato dipendere dalla sola componente di corrente  $i_q$ ; ne consegue l'andamento di fig.IV.3.4.

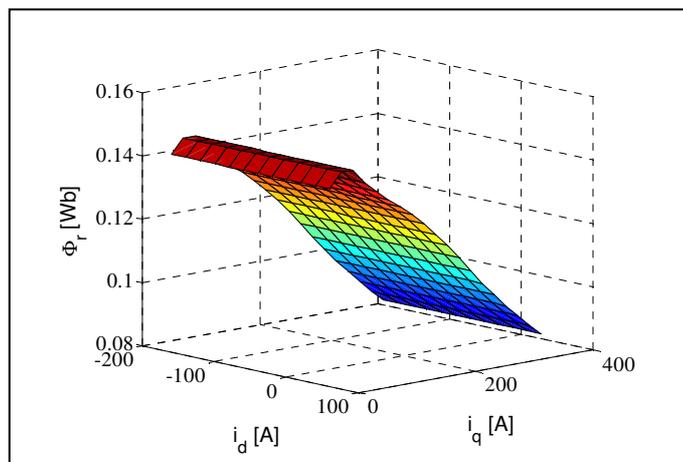


Fig.IV.3.4 – Andamento sperimentale di  $\Phi_r$  al variare delle componenti di corrente  $i_d, i_q$

In sede di analisi numerica il comportamento del motore è stato simulato utilizzando il modello (4.1.12), nel quale il valore dei parametri è stato particolarizzato ai valori ricavati sperimentalmente (fig.IV.3.2-4).

#### IV.3.2 – CONTROLLO IN COPPIA

In un primo set di simulazioni è stato condotto imponendo direttamente il valore del momento delle coppia elettromagnetica desiderato  $T^*$  ed escludendo l'anello di velocità di fig.IV.2.1 (controllo in coppia); si è supposto che al variare di  $T^*$  la velocità rimanga

stabile, data l'elevata inerzia del carico meccanico. Alla velocità di 1650 rpm, il riferimento di coppia  $T^*$  viene variato come rappresentato alla fig.IV.3.5-a, inizialmente in maniera lineare nel tempo (da 90% a 40% fra 0.2 e 0.4 s.), per poi subire un aumento repentino nell'istante  $t=0.6$  s. tale da riportare il riferimento al valore 90%. In fig.IV.3.5-b si possono notare le variazioni delle componenti di corrente  $i_d, i_q$  ad opera dell'algoritmo di controllo al fine di assicurare che il motore sviluppi la coppia richiesta di fig.IV.3.5-a.

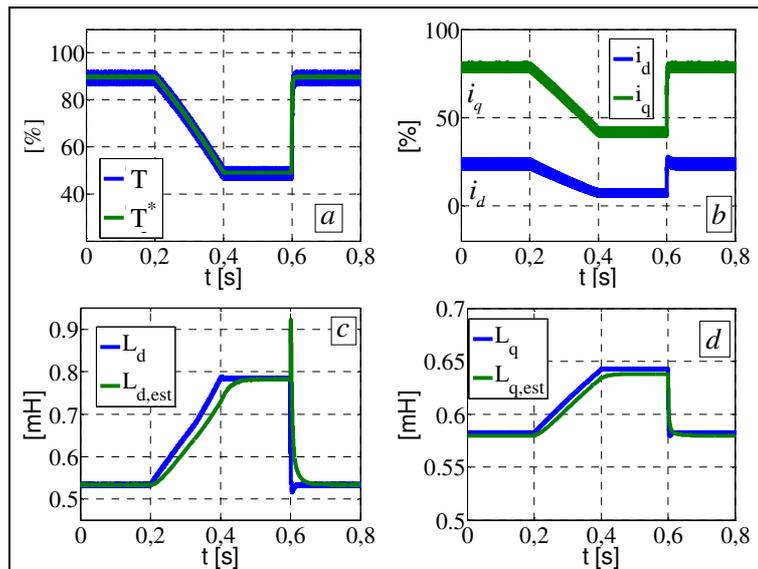


Fig.IV.3.5 – Controllo in coppia e stima parametrica induttanze d'asse

Alle fig.IV.3.5-c,d i valori stimati delle induttanze  $L_{d,est}$ ,  $L_{q,est}$  ad opera dell'algoritmo RLS con  $\lambda=0.995$  sono confrontati con i valori reali; questi ultimi si riferiscono alle superfici di fig.IV.3.2-3 particolarizzate per valori  $i_d$  e  $i_q$  di fig.IV.3.5-b. Come appare evidente da fig.IV.3.5, le variazioni di coppia richiesta determinano cambiamenti nelle componenti di corrente che si ripercuotono nei valori di induttanza. Il sistema di monitoraggio parametrico appare in grado di seguire tali variazioni con sufficiente rapidità, mantenendo entro valori accettabili l'errore di stima, ossia la differenza fra il valore reale delle induttanze e il valore stimato, ad eccezione dei punti nell'intorno dell'istante  $t=0.6$  s.; in tale porzione il sistema reagisce al gradino di coppia generando una sovraelongazione nel valore  $L_{d,est}$  (fig.IV.3.5-c).

Un modo per eliminare la sovraelongazione che si presenta a  $t=0.6$  s. sarebbe quello di diminuire la reattività del sistema a mezzo di un aumento del valore scelto per  $\lambda$ . In fig.IV.3.6 si ripropongono i valori di induttanza stimati nelle stesse condizioni di fig.IV.3.5 ma con  $\lambda$  pari a 0.999.

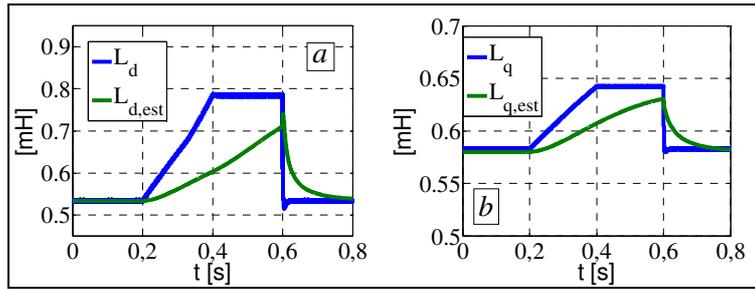


Fig.IV.3.6 – Induttanze stimate per reattività ridotta

Come si può notare da fig.IV.3.6, la diminuita reattività del sistema da un lato elimina la sovranelongazione in corrispondenza di  $t=0.6$  s., ma dall'altro determina errori di stima inaccettabili proprio a causa della lentezza introdotta. Allo stesso modo, se rispetto alla situazione di fig.IV.3.5 si sceglie di diminuire  $\lambda$ , e cioè di aumentare la reattività del sistema, si otterranno i risultati di fig.IV.3.7 ( $\lambda=0.900$ ).

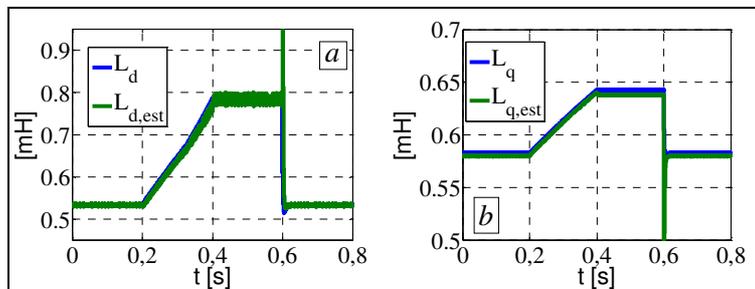


Fig.IV.3.7 – Induttanze stimate per reattività incrementata

Confrontando le figg.IV.3.5 e IV.3.7 si nota come in quest'ultimo caso siano diminuiti gli errori di stima grazie alla maggiore rapidità con cui reagisce l'algoritmo, a scapito però della stabilità, essendo aumentata la sovranelongazione su  $L_{d,est}$  e comparso essa anche su  $L_{q,est}$ . Il fatto che l'algoritmo produca un'uscita meno regolare quando si diminuisce il valore di  $\lambda$  è evidente se si mettono a confronto i risultati ottenuti in termini di  $L_{d,est}$ , relativi alle scelte  $\lambda=0.995$  e  $\lambda=0.900$ ; tale confronto è riprodotto in fig.IV.3.8.

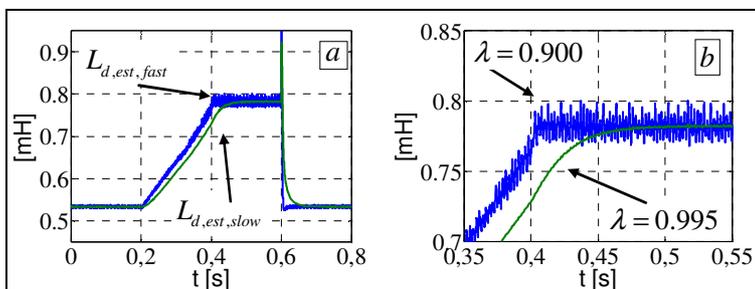


Fig.IV.3.8 – Confronto fra due valori del forgetting factor in termini di  $L_{d,est}$

Risultati analoghi a quelli di fig.IV.3.5- 8 si sono ottenuti per differenti valori della velocità angolare  $\omega_r$  e introducendo variazioni lente della temperatura  $\tau$ , senza però

eliminare il problema di evidenti sovraelongazioni dei parametri stimati in corrispondenza di variazioni a gradino della coppia richiesta. Come si è visto, l'eliminazione delle sovraelongazioni non può avvenire a mezzo di un adattamento del valore di  $\lambda$ ; quest'ultimo deve essere scelto in modo da assicurare la stabilità del sistema e, al contempo, garantire che il sistema abbia una reattività sufficiente a produrre una stima accettabile delle induttanze.

#### IV.3.3 – METODO DI LIMITAZIONE DELLE SOVRAELONGAZIONI

Un metodo atto a limitare il fenomeno delle sovraelongazioni nei parametri stimati può basarsi sull'osservazione dei termini transitori. Come si è visto dai primi risultati numerici, infatti, la comparsa delle sovraelongazioni avviene a seguito della variazione repentina di coppia desiderata  $T^*$ , la quale determina cambiamenti improvvisi delle componenti  $i_d, i_q$  di corrente (fig.IV.3.5-b). In tali istanti di tempo accade che i termini transitori del modello (4.1.12) (termini in derivata) risultano predominanti e determinano una forte discrepanza fra il comportamento della macchina e l'algoritmo di stima parametrica. I termini transitori costituiscono cioè la causa delle sovraelongazioni e forniscono indicazioni utili a prevederne la comparsa. A tal proposito bisogna però considerare che, essendo i valori  $L_d, L_q$  le variabili da stimare, i termini in derivata del modello (4.1.12) non sono direttamente osservabili.

Al fine di rilevare la predominanza di una condizione transitoria, quindi, ci si dovrà riferire alle derivate temporali delle grandezze di macchina disponibili, costituite dalle componenti d'asse diretto e quadratura delle correnti e delle tensioni. In particolare, può definirsi un indice *Transient Predominance* nel seguente modo:

$$TP = \max \left\{ \left| \frac{di_d}{dt} \right|, \left| \frac{di_q}{dt} \right|, \left| \frac{dv_d}{dt} \right|, \left| \frac{dv_q}{dt} \right| \right\} \quad (4.3.1)$$

dove le quantità differenziali sostituiscono le derivate temporali semplificando la computazione. In condizioni di funzionamento stazionario il valore di  $TP$  risulterà modesto, mentre assumerà valori notevoli in condizioni di funzionamento fortemente variabili nel tempo. In condizioni non stazionarie, ma comunque caratterizzate da una variabilità temporale limitata delle grandezze (variabilità ordinaria), il valore di  $TP$  risulterà comunque minore di un opportuno valore limite prefissato; quest'ultimo tiene conto della variabilità temporale ammissibile delle grandezze di macchina in condizione ordinarie di funzionamento.

Al fine di limitare le sovraelongazioni si potrà bloccare il processo di aggiornamento dei parametri stimati quando il  $TP$  superi il limite prefissato, sbloccandolo quando il  $TP$  sia rientrato nel valore limite (4.3.2); in tal modo l’algoritmo non tiene conto della porzione temporale in cui i termini transitori sono predominanti, o comunque superiori ai valori consueti di funzionamento ordinario.

$$TP \begin{cases} \leq \text{limite} & \rightarrow \text{RLS Updating Process Running} \\ > \text{limite} & \rightarrow \text{RLS Updating Process Blocked} \end{cases} \quad (4.3.2)$$

A titolo di esempio, nelle stesse condizioni di funzionamento di fig.IV.3.5, l’indice  $TP$  è riportato in fig.IV.3.9-a insieme ad un valore limite prefissato e costante.

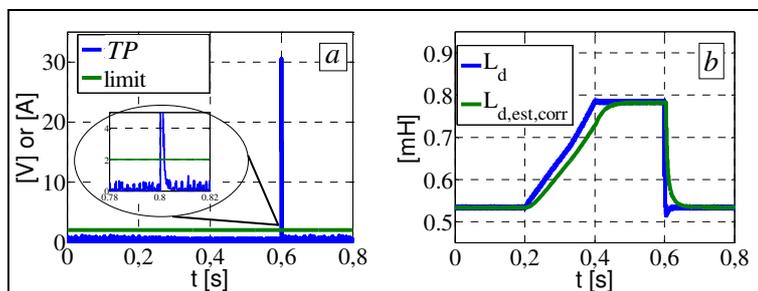


Fig.IV.3.9 – Transient Predominance e taglio sovraelongazione su  $L_{d,est}$

Sulla base delle informazioni dell’indice  $TP$  di fig.IV.3.9-a e applicando il metodo di limitazione delle sovraelongazioni, il valore stimato dell’induttanza d’asse diretto diviene  $L_{d,est,corr}$  riportato alla fig.IV.3.9-b insieme con il valore reale dell’induttanza; il metodo consente cioè di eliminare la sovraelongazione che compariva alla fig.IV.3.5-c.

#### IV.3.4 – CONTROLLO IN VELOCITÀ

Una seconda serie di simulazioni ha riguardato il controllo del motore PM brushless imponendo il valore della velocità angolare desiderata  $\omega_r^*$  (controllo in velocità) e calcolando la coppia desiderata  $T^*$  a mezzo del regolatore standard che compare nello schema di fig.IV.2.1. In questo caso la coppia non è costante, ma diviene una grandezza in continua evoluzione dinamica insieme con i riferimenti di tensione e corrente; tutte le grandezze di macchine, elettriche e meccaniche, sono tempo-varianti. A titolo di esempio, alcuni risultati sono riportati in fig.IV.3.10 dove si è imposto che la velocità desiderata  $\omega_r^*$  subisca una variazione a gradino dal 50 % al 60 % al tempo  $t=1$  s.

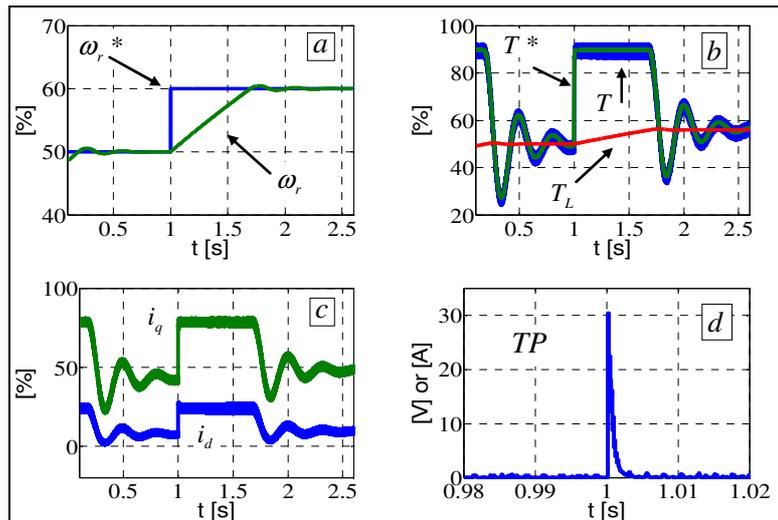


Fig.IV.3.10 – Grandezze di macchina nel caso di controllo in velocità

Con riferimento alla fig.IV.3.10, a seguito della variazione di  $\omega_r^*$  (a), il riferimento di coppia  $T^*$  subisce una variazione repentina (b) che influisce sui riferimenti di corrente, modificando i valori di  $i_d$ ,  $i_q$  (c); la coppia sviluppata  $T$  ricalca il suo riferimento (b) e la velocità  $\omega_r$  aumenta (a), determinando l'aumento della coppia resistente  $T_L$  (b) supposta lineare con la velocità. La velocità si stabilizza poi al nuovo valore di regime grazie all'adattamento dinamico di  $T^*$  a mezzo del regolatore PI che genera oscillazioni smorzate in tutte le grandezze di macchina. In fig.IV.3.10-d è anche riportato l'andamento assunto dall'indice  $TP$  (4.3.1) in una finestra temporale più breve a cavallo dell'istante  $t=1$  s. in cui si verifica il salto di velocità.

Il valore stimato delle induttanze d'asse diretto e quadratura nelle condizioni di funzionamento di fig.IV.3.10, e applicando il metodo di limitazione delle sovraelongazioni (4.3.2), appare come in fig.IV.3.11, dove al solito si è anche riportato il valore reale delle induttanze.

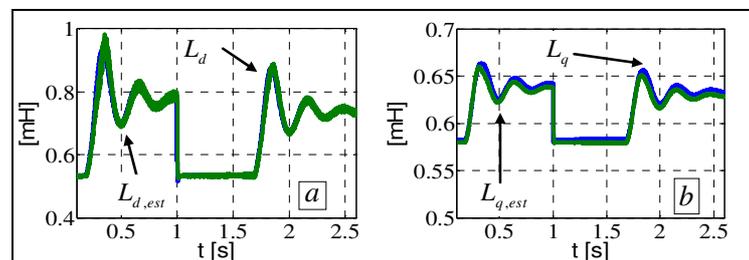


Fig.IV.3.11 – Induttanze stimate nel caso di controllo in velocità

I risultati di fig.IV.3.11 si riferiscono ad un valore scelto per il *forgetting factor*  $\lambda$  pari a 0.995, garantendo la stabilità del sistema e, al contempo, una reattività sufficiente ad inseguire le variazioni nel tempo dei parametri induttivi.



a magneti. In fig.IV.3.13 si riporta una foto del motore PM brushless (a destra) montato in asse alla macchina in corrente continua (a sinistra).

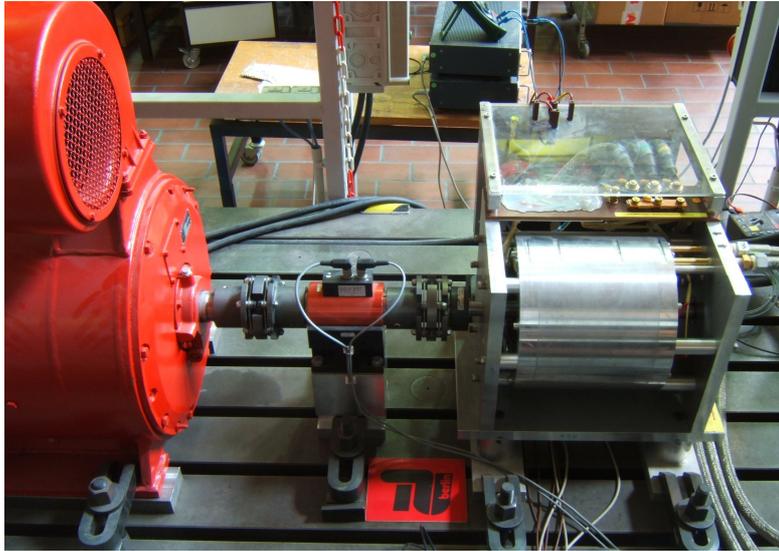


Fig.IV.3.13 – Foto del motore PM brushless montato su banco prova

Un primo set di prove ha riguardato l'indagine sperimentale su punti di lavoro a regime stazionario: il motore PMSM è stato controllato imponendo valori desiderati delle componenti di corrente  $i_d^*$ ,  $i_q^*$  costanti ad una velocità di rotazione prefissata e costante. Per ogni velocità  $\omega_r$ , e per ogni coppia di valori  $i_d^*$ ,  $i_q^*$  è stato possibile ricavare il valore stimato a regime delle induttanze d'asse diretto e quadratura ad opera dell'algoritmo RLS che opera on-line; anche grazie alle informazioni su  $\Phi_r$  ricavate dalle prove fuori linea, e misurando il valore della resistenza  $R_s$  prima e dopo ogni prova di breve durata.

A titolo di esempio, con riferimento ai valori  $i_d^* = -50A$ ,  $i_q^* = 90A$ ,  $\omega_r \approx 1200rpm$ , in fig.IV.3.14 si riportano gli andamenti temporali delle principali grandezze d'interesse acquisite sperimentalmente.

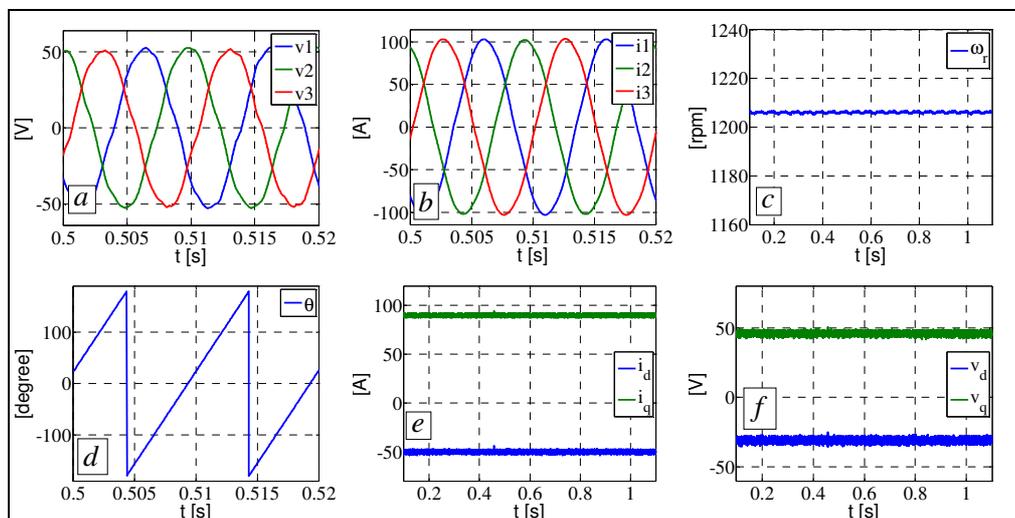


Fig.IV.3.14 – Grandezze acquisite sperimentalmente in un punto di regime stazionario

Con riferimento al punto di lavoro di fig.IV.3.14, gli andamenti nel tempo dei valori di induttanza stimati appaiono come in fig.IV.3.15.

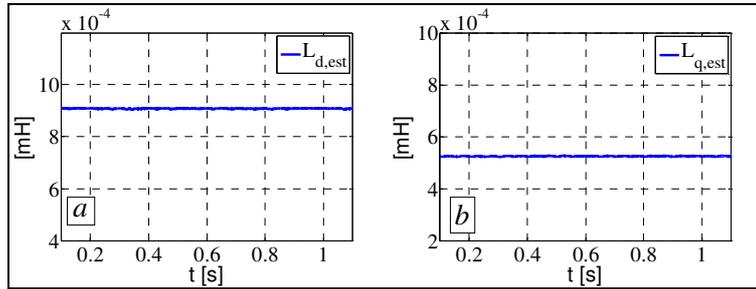


Fig.IV.3.15 – Valori stimati delle induttanze relativi ad una prova sperimentale di regime stazionario

Il valore stimato nel tempo delle induttanze è praticamente costante e può essere posto pari a  $L_{d,est}=0.908mH$ ,  $L_{q,est}=0.525mH$ . Tali valori possono essere messi a confronto con quelli ricavati in sede di caratterizzazione off-line relativi alle mappe parametriche di fig.IV.3.2-3; entrando nelle mappe con  $i_d=-40A$ ,  $i_q=90A$ , si trovano  $L_d=0.866mH$ ,  $L_q=0.555mH$ . Il confronto restituisce una discrepanza caratterizzabile in termini percentuali con i valori  $\Delta L_d=-4.90\%$ ,  $\Delta L_q=5.36\%$ .

Il procedimento è stato ripetuto per differenti punti di lavoro, constatando che il valore delle induttanze non viene influenzato dalla velocità di rotazione, ma dipende dalla coppia di valori scelti per le correnti  $i_d$ ,  $i_q$ ; i risultati di alcuni punti di lavoro alla velocità  $\omega_r=1200rpm$  sono riassunti in tab.IV.3.2.

$i_d$ [A]	$i_q$ [A]	$i_d$ [%]	$i_q$ [%]	$L_d$ [mH]	$L_q$ [mH]	$v_d$ [V]	$v_q$ [V]	$\Delta v_d$ [%]	$\Delta v_q$ [%]	$\Delta L_d$ [%]	$\Delta L_q$ [%]
0	80	0	50	NaN	0.480	-24	72	5.69	4.17	NaN	5.65
0	-140	0	-87	NaN	0.625	55	65	2.86	4.48	NaN	2.87
10	-90	6.2	-56.2	0.275	0.674	38	73	2.09	4.12	64.57	2.11
-20	140	-12	87	0.988	0.529	-47	61	4.99	3.57	-23.56	4.98
-30	-130	-18.7	-81.2	0.848	0.649	53	52	3.12	3.13	-11.82	3.10
-50	90	-31.2	56.2	0.908	0.525	-31	46	5.30	2.80	-4.90	5.36
-70	-140	-43.7	-87	0.848	0.649	56	30	3.43	5.00	-4.38	3.36
-80	150	-50	93.9	0.864	0.563	-55	29	4.71	3.19	-2.28	4.79

Tab.IV.3.2 – Risultati sperimentali a regime stazionario

In tab.IV.3.2, oltre ai risultati ottenuti a mezzo dell’algoritmo di stima on-line, si sono riportate le differenze percentuali di questi stessi risultati rispetto a quelli ottenuti in sede di caratterizzazione off-line. In particolare alle ultime 4 colonne compaiono le differenze percentuali in termini di componenti della tensione  $v_d$ ,  $v_q$  e di induttanze stimate  $L_d$ ,  $L_q$ ,

mentre risultano praticamente nulle le differenze in termini di corrente. Se si particularizza il modello (4.1.12) a regime stazionario, ci si aspetta che gli errori commessi sulla misura delle tensioni influenzino in maniera incrociata gli errori relativi alle induttanze;  $v_d$  influenza  $L_q$  e  $v_q$  influenza  $L_d$ . Come appare evidente da tab.IV.3.2, infatti, l'errore percentuale in termini di  $L_q$  è fondamentalmente legato all'errore che si commette sulla misura di  $v_d$  e non dipende dall'ampiezza di  $i_q$ . La cosa sembra però non valere per  $\Delta L_d$ , che risulta significativo anche a fronte di un piccolo errore su  $v_q$ . In realtà anche  $\Delta L_d$  dipende dall'errore su  $v_q$  ma risulta anche dipendere dall'ampiezza della corrente, e diviene tanto più piccolo quanto maggiore è il valore assoluto di  $i_d$ . Con  $i_d$  piccola, cioè, anche piccoli errori percentuali in termini di tensione portano a scostamenti significativi in termini di induttanza. Ciò è dovuto al fatto che, a regime stazionario, la seconda delle (4.1.12) – a meno della caduta resistiva – vede la tensione  $v_q$  proporzionale al flusso totale d'asse diretto, con la conseguenza di perdere sensibilità nel discriminare la parte statorica da quella rotorica quando la corrente  $i_d$  non è sufficientemente elevata. Se si calcolano gli errori percentuali in termini di flusso totale d'asse diretto, infatti, questi risulteranno bassi (poche unità percentuali), perché dipendenti dal solo scostamento  $\Delta v_q$ . È poi ovvio che una qualsiasi delle due induttanze d'asse non può essere stimata, né misurata, quando la componente di corrente dello stesso asse è posta pari a zero (1<sup>a</sup> e 2<sup>a</sup> riga tab.IV.3.2).

L'algoritmo implementato, quindi, risente dell'errore che si commette nel misurare le tensioni e lo trasferisce in termini di induttanze stimate. Risulta ciononostante abbastanza preciso con correnti sufficientemente elevate; in particolare, mentre  $i_q$  deve essere semplicemente apprezzabile,  $i_d$  deve superare un valore soglia, che nel caso in esame può essere collocato intorno al 20% della corrente nominale.

Un secondo set di prove è stato condotto imponendo riferimenti di corrente variabili nel tempo e constatando la buona velocità di risposta del sistema di stima parametrica a fronte dei cambiamenti nel tempo di  $L_d$  e  $L_q$ . In fig.IV.3.16, ad esempio, si riportano i risultati di una prova sperimentale in cui mantenendo la corrente  $i_d$  costante, si è variata la componente di corrente  $i_q$ .

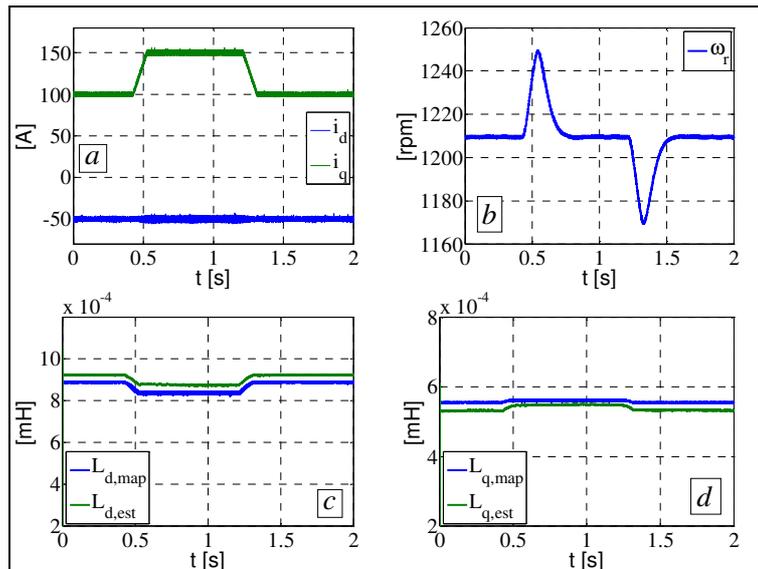


Fig.IV.3.16 – Valori stimati delle induttanze in una prova sperimentale con riferimenti di corrente variabili

In tale prova, come si può notare dalla fig.IV.3.16-b, la velocità non è stata mantenuta perfettamente costante, a causa della lentezza di risposta del sistema di compensazione che controlla il motore in corrente continua. In fig.IV.3.16-c,d si può notare come la stima parametrica insegue le variazioni del valore reale di  $L_d$ ,  $L_q$  con uno scostamento accettabile, presente già nel tratto di costanza della corrente  $i_q$  e tipico dei punti a regime di tab.IV.3.2; lo scostamento è riportato alla fig.IV.3.17 in termini percentuali.

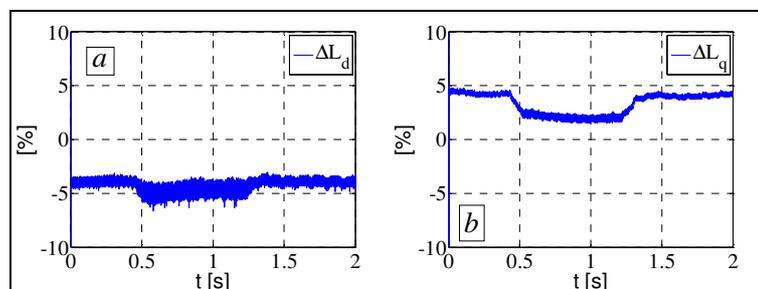


Fig.IV.3.17 – Scostamenti dei parametri stimati in una prova sperimentale con riferimenti di corrente variabili

Gli scostamenti percentuali di cui si è parlato al presente paragrafo sono computati rispetto ai valori di  $L_d$ ,  $L_q$  delle mappe parametriche di fig.IV.3.2-3. Tali mappe sono state costruite a mezzo di una stazione di acquisizione ad elevata frequenza di campionamento, con trasduttori di precisione ad elevata banda passante, e a seguito di una complessa elaborazione eseguita fuori linea. Il sistema di stima parametrica on-line, invece, opera a frequenze relativamente modeste, coincidenti con la frequenza di modulazione PWM, e utilizza trasduttori a basso costo prevedendo il filtraggio e la successiva compensazione delle tensioni. È inevitabile, quindi, che la stima risulti meno accurata. Ciononostante, però, il sistema risulta sufficientemente preciso in certe condizioni di funzionamento, e

soprattutto può fornire utili indicazioni ai sistemi di diagnostica per variazioni dei parametri che intervengano a seguito di malfunzionamenti o di un guasto.

#### **IV.4 – SISTEMI DI DIAGNOSTICA**

##### IV.4.1 – INTRODUZIONE

La necessità di un sistema di diagnostica nel caso di un PMSM è dovuta alla presenza dei magneti permanenti che rendono la macchina attiva se posta in rotazione, anche quando si siano interrotte tutte le alimentazioni. Nel caso di un corto circuito interno agli avvolgimenti di statore, ad esempio, anche aprendo i morsetti esterni di macchina, il guasto può essere alimentato dalla tensione indotta ad opera dei magneti, e determinare correnti elevate. La tempestività con cui si interviene nel rilevare il guasto ed azionare gli organi di protezione è determinante al fine di limitare i danni, e salvaguardare l'integrità strutturale degli apparati di conversione e del motore stesso.

Alcuni dei metodi più comuni per eseguire la *fault detection* si basano sull'analisi della forma d'onda delle correnti di statore e, in particolare, sfruttano la trasformata di Fourier per monitorarne il contenuto armonico. Nonostante la FFT possa essere applicata solo per segnali a frequenza costante, esistono svariati algoritmi in grado di lavorare in condizioni non stazionarie, quando il motore lavora a velocità variabile; *Short-time Fourier Transforms* (STFT), *Wigner Ville Distribution* (WVD), e *Wavelet Transform* (WT) ne sono alcuni esempi. Il vantaggio di tali metodi consiste nel fatto che si sfruttano le sole misure di corrente, già previste nel caso di motori controllati a mezzo di retroazione. Di contro, però, può accadere che il guasto sia inizialmente di piccola entità, tale da non produrre effetti significativi sulle correnti, e poi evolva in una condizione più gravosa; il guasto verrebbe rilevato con ritardo, e potrebbe aver già determinato danni strutturali. Il fatto che un guasto di piccola entità possa non influenzare le correnti è tipico degli azionamenti controllati in catena chiusa, i regolatori, infatti, adattano le tensioni di riferimento al fine di mantenere costanti le correnti misurate. Come conseguenza, anche un guasto di piccola entità è rilevabile quando si analizzano le informazioni congiunte di tensione e corrente.

Uno dei metodi atti a rilevare una condizione di funzionamento anomalo e/o un guasto di un motore PM brushless prevede l'utilizzo di osservatori parametrici on-line, del tipo di quello visto ai paragrafi precedenti, sfruttando le informazioni provenienti dalle misure delle correnti e delle tensioni di macchina. Il concetto di un tale approccio risiede nel fatto che solo quando la macchina è in condizioni di normale funzionamento la stima dei suoi

parametri restituisce risultati coerenti, potendo rappresentare il sistema a mezzo del suo modello matematico. Viceversa, all'instaurarsi di un eventuale guasto il modello matematico non potrà più rappresentare il funzionamento del motore e, quindi, un estimatore parametrico fondato su tale modello produrrà degli scostamenti significativi rispetto a dei valori di riferimento. Al fine di assicurare un tempestivo rilievo della condizione anomala, è determinante la reattività dell'estimatore, piuttosto che la sua precisione intrinseca. Non conta cioè il reale valore dei parametri di macchina, quanto lo scostamento fra le uscite in tempo reale del sistema di monitoraggio e i valori assunti come riferimento. In fase di set up, quindi, bisognerà caratterizzare il motore a mezzo dello stesso sistema di monitoraggio parametrico che verrà poi usato ai fini della *fault detection*, stabilendo dei riferimenti che, anche se imprecisi, saranno ripetibili in condizioni di motore elettricamente sano. La caratterizzazione avviene cioè direttamente sull'azionamento di destinazione finale del motore, e i riferimenti ottenuti saranno da considerarsi validi per la specifica configurazione; una modifica dell'inverter, della frequenza di modulazione o della strumentazione di misura renderà necessaria una nuova caratterizzazione. Si otterranno delle mappe parametriche del tipo di quelle alle fig.IV.3.2-3, che, al variare delle condizioni operative, rappresenteranno i valori di riferimento secondo cui valutare lo stato di salute della macchina.

#### IV.4.2 – FUNZIONAMENTO IN CORTO CIRCUITO DI UN PMSM

Al fine di indagare sul funzionamento di un motore sincrono a magneti permanenti in condizione di guasto, e in particolare quando si verifichi un corto circuito interno agli avvolgimenti di statore, occorre utilizzare un modello matematico diverso da quello scritto nel riferimento di Park fin qui impiegato. Nella fattispecie, bisogna costruire il modello circuitale trifase della macchina, calcolando i coefficienti di auto e di mutua induzione relativi agli interi avvolgimenti, alle matasse o alle singole spire, a seconda del grado di dettaglio con cui si vuole simulare il corto circuito. L'effetto dei magneti permanenti può essere simulato tramite la presenza di avvolgimenti percorsi da corrente continua (elettromagneti), a distribuzione spaziale pseudo-sinusoidale, o che comunque ricalchi l'effettiva forma d'onda dell'induzione rotorica, con accoppiamenti magnetici verso gli avvolgimenti di statore. I coefficienti di mutua statorici possono dipendere dalla posizione di rotore nel caso sia presente anisotropia magnetica, mentre l'accoppiamento statore-rotore è dipendente dalla posizione rotorica anche in assenza di anisotropia.

A titolo di esempio, si immagini un motore trifase a 60 cave e 5 coppie polari: si avranno 12 cave per coppia polare, e, quindi, 2 cave per polo e per fase. Sotto ogni coppia polare, si abbia una distribuzione spaziale di f.m.m. del tipo di quella rappresentata alla fig.IV.4.1, ottenibile dividendo l'avvolgimento in 4 spire distribuite su 3 cave di andata e 3 cave di ritorno.

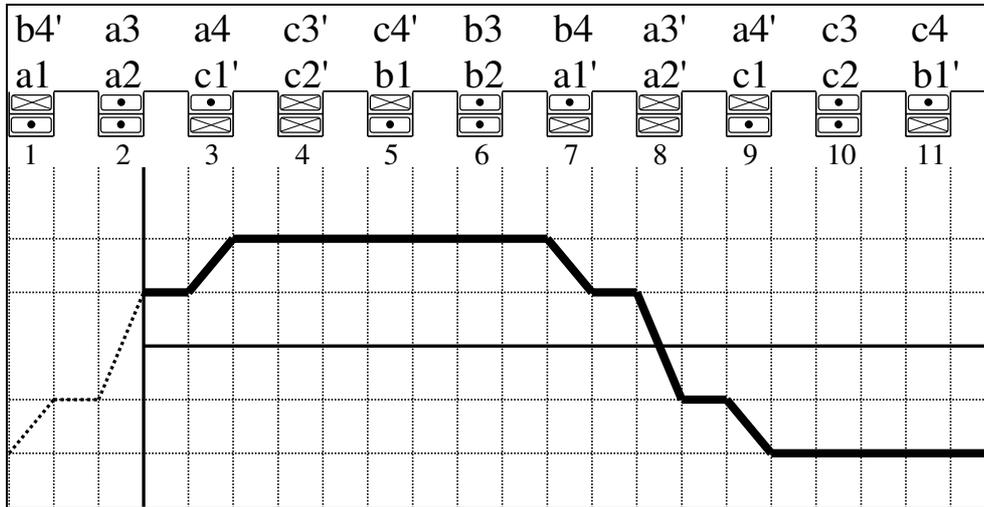


Fig.IV.4.1 – Esempio di distribuzione avvolgimento in un motore 60 cave 5 coppie polari

Immaginando che gli avvolgimenti di ogni coppia polare siano connessi in serie, e che le tre fasi siano connesse a stella, il circuito elettrico degli avvolgimenti di statore conterà 60 singole spire: 4 spire per coppia polare, 5 coppie polari e 3 fasi (fig.IV.4.2).

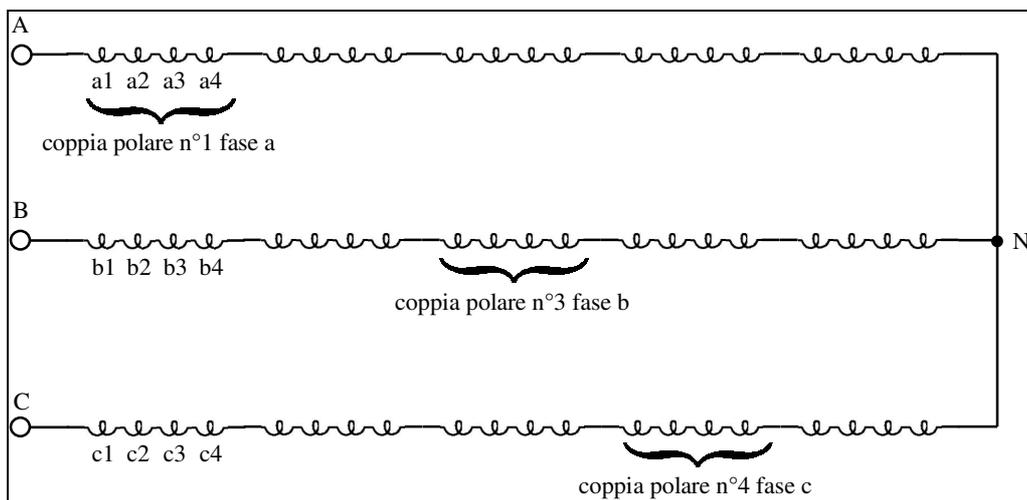


Fig.IV.4.2 – Esempio di connessione degli avvolgimenti in un motore 60 cave 5 coppie polari

Per ognuna delle 60 spire si potrebbero calcolare il valore di resistenza offerto alla corrente, il coefficiente di autoinduzione, e i coefficienti di mutua induzione verso le restanti 59 spire; a questi si dovrebbe aggiungere il coefficiente di mutua induzione verso l'avvolgimento percorso da corrente continua che rappresenta i magneti permanenti. In

realtà, al fine di simulare il contatto elettrico fra due punti G1 e G2, per esempio coincidenti con quelli rappresentati alla fig.IV.4.3, basterà considerare lo statore come costituito da soli 5 avvolgimenti.

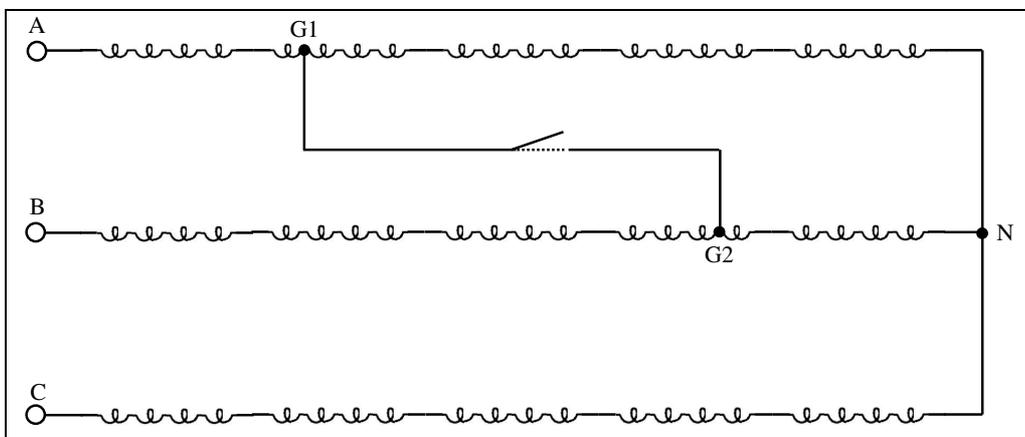


Fig.IV.4.3 – Guasto bifase interno agli avvolgimenti di statore

L'avvolgimento della prima fase sarà cioè scomposto in due porzioni, una prima porzione da A a G1 (comprensivo di 5 spire), e una seconda da G1 a N (con le restanti 15 spire). Lo stesso può farsi per la seconda fase: da B a G2, e G2 a N. L'avvolgimento della terza fase, invece, non sarà scomposto in quanto non è interessato dal guasto; il circuito diventa quello di fig.IV.4.4.

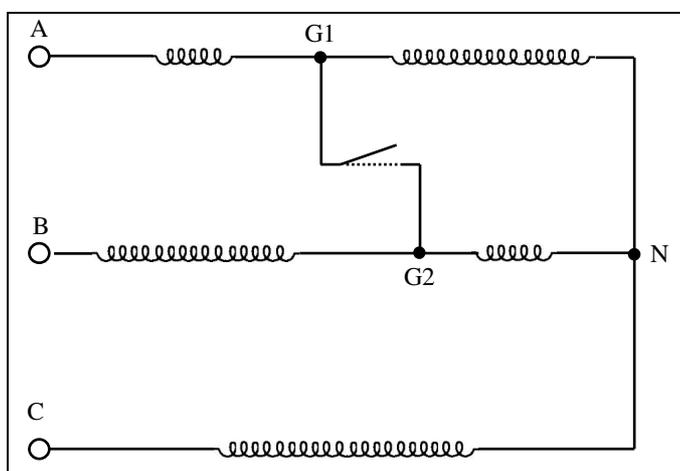


Fig.IV.4.4 – Riduzione a 5 avvolgimenti nel caso di guasto bifase

Per ognuno dei 5 avvolgimenti dovrà essere calcolata la resistenza offerta al passaggio della corrente, il coefficiente di autoinduzione, i coefficienti di mutua induzione verso i restanti 4 avvolgimenti e il coefficiente di induzione verso l'avvolgimento che rappresenta i magneti permanenti. Il circuito equivalente diviene quello di fig.IV.4.5,

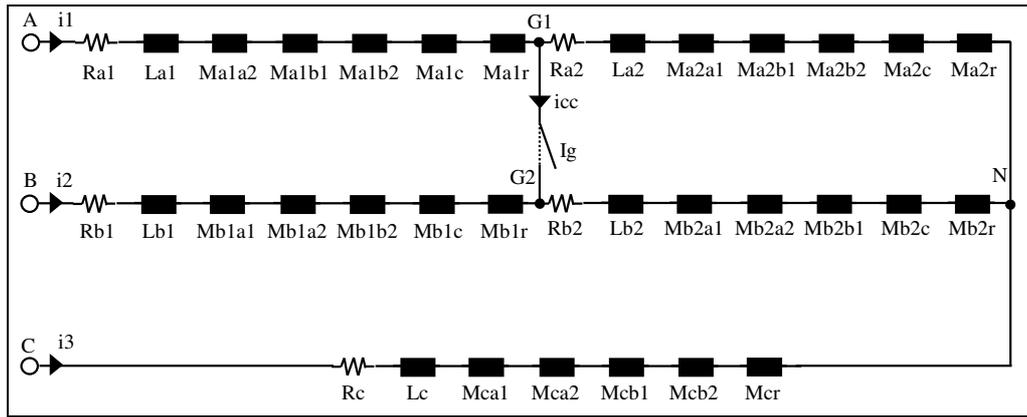


Fig.IV.4.5 – Circuito equivalente rappresentativo di un corto circuito bifase interno agli avvolgimenti di statore

dove i simboli hanno il seguente significato:  $Ra1$  è la resistenza della prima parte dell'avvolgimento di fase A;  $La1$  è il coefficiente di autoinduzione della prima parte dell'avvolgimento di fase A comprensivo dell'aliquota di flusso disperso,  $Ma1a2$  è il coefficiente di mutua fra la prima parte dell'avvolgimento della fase A e la seconda parte dell'avvolgimento della stessa fase A;  $Ma1b1$  è il coefficiente di mutua fra la prima parte dell'avvolgimento della fase A e la prima parte dell'avvolgimento della fase B;  $Ma1b2$  è il coefficiente di mutua fra la prima parte dell'avvolgimento della fase A e la seconda parte dell'avvolgimento della fase B;  $Ma1c$  è il coefficiente di mutua fra la prima parte dell'avvolgimento della fase A e l'avvolgimento della fase C;  $Ma1r$  è il coefficiente di mutua fra la prima parte dell'avvolgimento della fase A e il rotore; e così via.

Fatto ciò potranno, essere scritte le equazioni di Kirchhoff che, aggiunte all'espressione del momento di coppia elettromagnetica, rappresentano il modello matematico del motore e forniscono uno strumento utile a simularne il comportamento. In particolare, quando l'interruttore di guasto  $Ig$  di fig.IV.4.5 è supposto aperto, il modello rappresenterà la macchina in condizioni di normale funzionamento, quando  $Ig$  è chiuso si simulerà il funzionamento in corto circuito. Si fa notare che il modello deve essere preventivamente particolarizzato per rappresentare un certo tipo di corto circuito, e che a voler simulare un guasto di diverso tipo dovranno essere ricalcolati i coefficienti, o anche riscritte le equazioni se cambia la topologia della rete; per esempio un contatto tra fase A e fase C, o un guasto che interessi la sola fase A.

#### IV.4.3 – RILEVAZIONE DEL GUASTO A MEZZO DELL'ESTIMATORE PARAMETRICO

È evidente che al verificarsi di un corto circuito, che interessi anche poche spire di un avvolgimento di fase, il comportamento del motore non potrà più essere rappresentato con il modello (4.1.1). Un sistema di monitoraggio parametrico che si basi su tale modello,

quindi, produrrà delle variabili stimate di uscita che si discostano da quelle che avrebbe calcolato in condizioni di normale funzionamento. Se il motore è stato preventivamente caratterizzato a mezzo dello stesso estimatore, si avranno a disposizione dei valori di riferimento secondo i quali valutare gli scostamenti. In particolare, con riferimento al generico parametro  $P$ , potrà essere definita una quantità  $FI$  pari alla deviazione quadratica normalizzata della stima di  $P$  rispetto al suo riferimento:

$$FI = \frac{(P_{stimato} - P_{riferimento})^2}{P_{riferimento}^2} \quad (4.4.1)$$

Il valore assunto da una tale quantità fornisce utili informazioni in merito alle condizioni operative dell'azionamento, in quanto è atteso essere modesto in condizioni di normale funzionamento e significativamente più grande in condizioni di funzionamento anomale e/o di guasto ( $FI$ : Fault Indicator). Nel caso in cui la stima parametrica sia operata sulle induttanze d'asse diretto a quadratura, così come visto ai par.IV.2-3, si avranno i seguenti due indici  $FI$ :

$$FI_d = \frac{(L_{d,est} - L_{d,rif})^2}{L_{d,rif}^2} ; \quad FI_q = \frac{(L_{q,est} - L_{q,rif})^2}{L_{q,rif}^2} \quad (4.4.2)$$

Tali quantità sono di entità modesta quando il motore si trova a lavorare in condizioni di normale funzionamento, mentre divengono significative all'instaurarsi del guasto. L'informazione combinata dei due indici può essere visualizzata su un piano  $FI$ : un piano cartesiano che in ascissa riporta i valori dell'indice  $FI_d$  ed in ordinata quelli  $FI_q$ . In condizioni di normale funzionamento la traiettoria del punto descritto dai due indici sul piano  $FI$  si muoverà nell'intorno dell'origine come rappresentato alla fig.IV.4.6-a. All'instaurarsi del guasto, invece, la traiettoria diverrà anomala, sconfinando la zona di sicurezza rappresentata in grigio in fig.IV.4.6-b, e determinando la rilevazione del guasto.

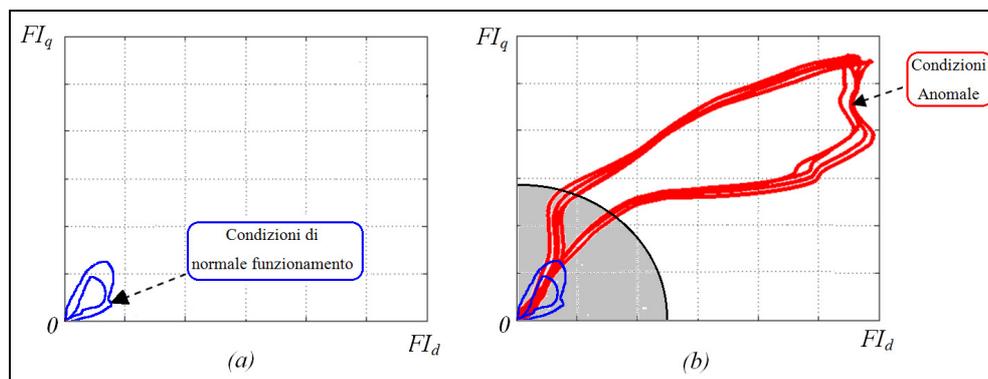


Fig.IV.4.6 – Traiettorie sul piano Fault Indicator

Il criterio di rilevazione guasti può rappresentarsi analiticamente introducendo un indice totale  $FI_t$  nel seguente modo:

$$FI_t = \sqrt{(FI_d)^2 + (FI_q)^2} \begin{cases} \leq SL & \rightarrow \text{normale funzionamento} \\ > SL & \rightarrow \text{guasto} \end{cases} \quad (4.4.3)$$

dove  $SL$  (Security Limit) è il raggio del settore di cerchio che rappresenta la zona di sicurezza.

#### IV.4.4 – ANALISI NUMERICA

Si prende in considerazione un motore PM brushless a parametri costanti i cui dati principali sono riassunti in tab.IV.4.1.

Descrizione	Simbolo	Valore
potenza nominale	$P_n$	52 kW
coppia motrice nominale	$T_n$	150 N·m
velocità nominale	$\omega_{r,n}$	3300 rpm
corrente nominale (efficace)	$I_n$	113A
tensione nominale (efficace)	$V_n$	350V
numero di coppie polari	$p$	5
resistenza di fase di statore	$R_s$	18.4 mΩ
induttanza d'asse diretto	$L_d$	0.779 mH
induttanza d'asse quadratura	$L_q$	0.618 mH
flusso dei magneti permanenti	$\Phi_r$	0.125 Wb

Tab.IV.4.1 – Dati nominali del motore PM brushless per simulazioni guasto “caso-studio”

La macchina presenta una distribuzione degli avvolgimenti di statore del tipo di quella vista alla fig.IV.4.1, con 60 singole spire connesse in serie a gruppi di 20 a formare gli avvolgimenti delle tre fasi e realizzando 5 coppie polari per ciascuna fase (fig.IV.4.2).

In una prima analisi numerica si considera il corto circuito bifase fra le fasi A e B come rappresentato alla fig.IV.4.3, e si particolarizza il modello matematico seguendo la procedura descritta al par.IV.4.2. Al motore si applica il sistema di controllo e monitoraggio parametrico di fig.IV.3.12 e si suppone che l'interruttore  $I_g$  di fig.IV.4.5 sia inizialmente aperto, permettendo il normale funzionamento della macchina: il motore lavora a regime stazionario con correnti imposte  $i_d = -50A$ ,  $i_q = 70A$ , alla velocità di 600 rpm. All'istante  $t = 1.3$  s. si suppone che l'interruttore  $I_g$  venga chiuso, instaurando il corto

circuito. A partire da tale istante nasce una corrente di corto circuito  $i_{cc}$  che modifica la terna di correnti assorbite e influisce sulle componenti  $i_d, i_q$ ; gli andamenti sono riportati in fig.IV.4.7.

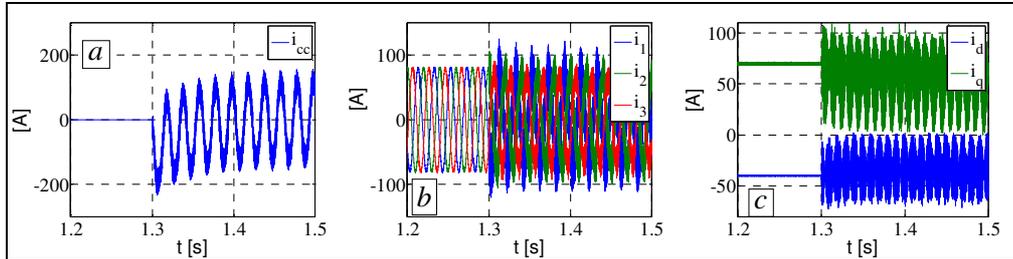


Fig.IV.4.7 – Andamento delle correnti per guasto bifase

Di conseguenza, si assiste allo scostamento dei valori di induttanza stimati da parte del sistema di monitoraggio parametrico rispetto ai riferimenti (fig.IV.4.8-a,b), e gli indici  $FI_d, FI_q$  divengono significativi (fig.IV.4.8-c).

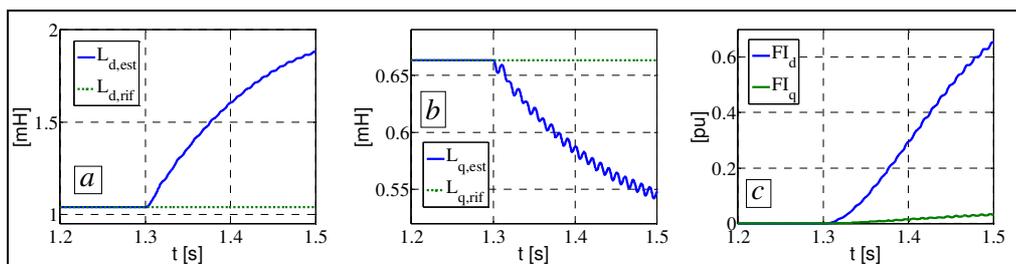


Fig.IV.4.8 – Deviazione dei parametri stimati dai riferimenti e indici FI per guasto bifase

In fig.IV.4.9 viene visualizzata la traiettoria assunta dal punto di coordinate  $(FI_d, FI_q)$  sul piano  $FI$ ; la parte in blu corrisponde agli istanti di tempo precedenti al guasto, la parte in rosso corrisponde agli istanti di tempo successivi a  $t=1.3$  s.

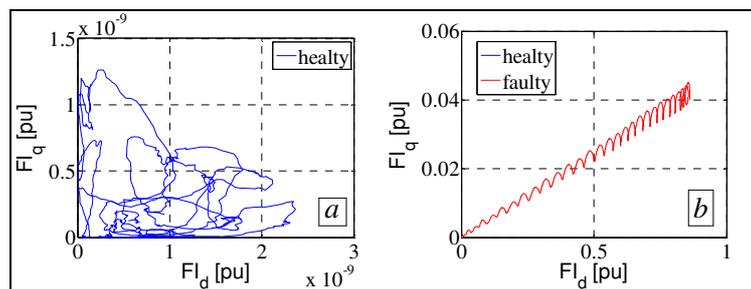


Fig.IV.4.9 – Traiettorie sul piano FI per guasto bifase

Come si può notare dalla fig.IV.4.9-a, in condizioni di normale funzionamento il punto di coordinate  $(FI_d, FI_q)$  si muove entro un'area limitata, che può essere ad esempio contenuta in un cerchio di raggio  $5 \cdot 10^{-9}$ . Viceversa, dopo l'istante  $t=1.3$  s., la traiettoria descritta diviene anomala e consente la rilevazione del guasto (fig.IV.4.9-b). La tempistica di

rilevazione può essere ricavata osservando l'andamento dell'indice totale  $FI_t$  riportato alla fig.IV.4.10.

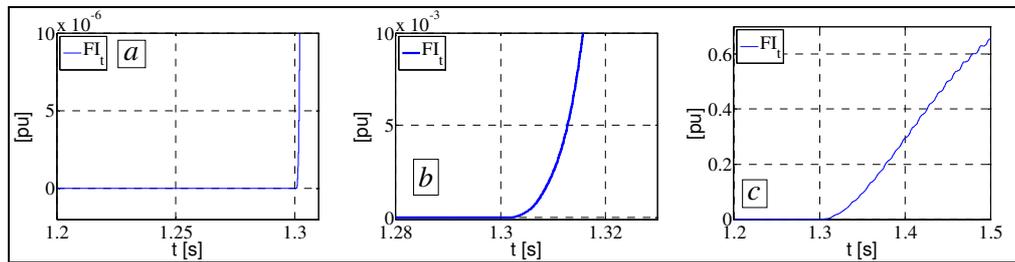


Fig.IV.4.10 – Andamento dell'indice totale  $FI_t$  nel caso di guasto bifase

Il guasto provoca un incremento di  $FI_t$  di diversi ordini di grandezza (fig.IV.4.10.a,c), consentendo un rilievo tempestivo, in particolare il guasto può essere verosimilmente rilevato in tempi di poche decine di *ms*, ad esempio fissando  $SL=5 \cdot 10^{-3}$  (fig.IV.4.10.b).

Il tipo di guasto ipotizzato, però, è in effetti abbastanza semplice da rilevare, anche a mezzo della sola informazione sulle correnti, in quanto produce forti distorsioni della terna di correnti assorbite (fig.IV.4.7-b), che si ripercuotono in termini di componenti d'asse (fig.IV.4.7-c). L'effetto appare evidente anche in termini di componenti armoniche della sola corrente  $i_1$ ; sviluppando in serie di fourier tale corrente, infatti, si avranno i diagrammi a barre di fig.IV.4.11-a in condizioni di normale funzionamento, e di fig.IV.4.11-b a guasto avvenuto.

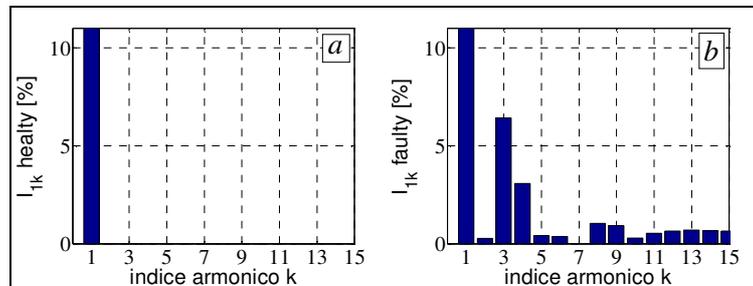


Fig.IV.4.11 – Analisi armonica della corrente  $i_1$  prima e dopo il guasto nel caso di guasto bifase

Se, invece, si ipotizza un corto circuito che riguardi poche spire dell'avvolgimento di una singola fase, l'effetto prodotto sulle correnti assorbite potrebbe essere di piccola entità e, quindi, poco rilevabile.

In una seconda analisi numerica si è considerato un guasto monofase del tipo di quello rappresentato alla fig.IV.4.12, dove una singola spira è stata posta in corto circuito.

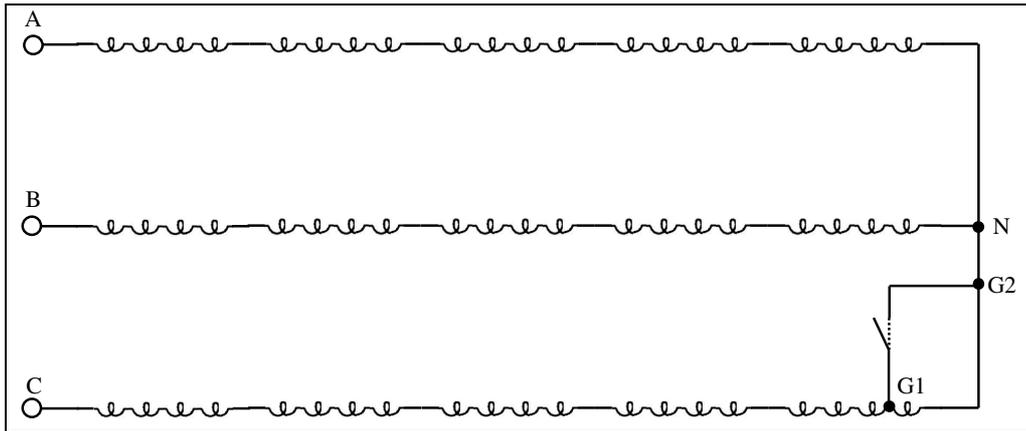


Fig.IV.4.12 – Guasto monofase interno agli avvolgimenti di statore

Il circuito equivalente che ne consegue è quello di fig.IV.4.13.

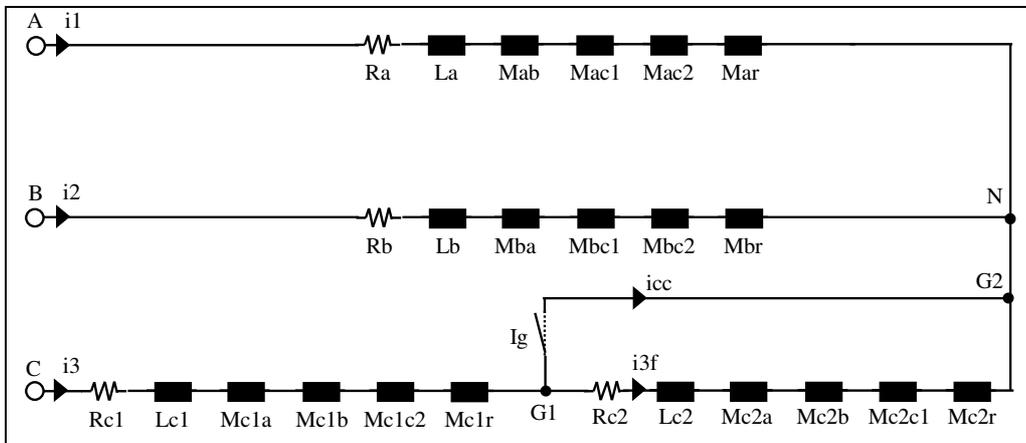


Fig.IV.4.13 – Circuito equivalente rappresentativo di un corto circuito monofase interno agli avvolgimenti di statore

dove i simboli hanno lo stesso significato visto in merito al guasto fase-fase.

Al solito, dopo aver particolarezzato il set di equazioni come descritto al par.IV.4.2, si è simulato il comportamento del motore, prima in condizioni di normale funzionamento ( $i_d=40A$ ,  $i_q=70A$ , alla velocità di 600 rpm), e poi instaurando il guasto a mezzo della chiusura dell'interruttore  $I_g$  nell'istante  $t=1.3$  s. L'andamento delle correnti indicate in fig.IV.4.13 con i simboli  $i_3$ ,  $i_{3f}$ ,  $i_{cc}$ , è risultato quello di fig.IV.4.14.

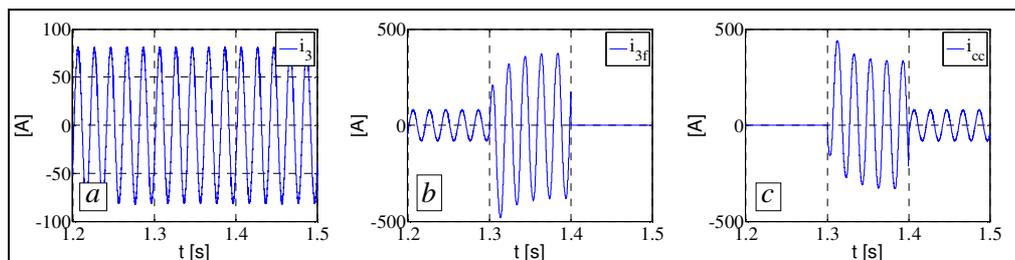


Fig.IV.4.14 – Andamento delle correnti  $i_3$ ,  $i_{3f}$  e  $i_{cc}$  nel caso di guasto monofase.

In particolare, dato l'elevato valore della corrente  $i_{3f}$ , si è supposto che il conduttore costituente la spira interessata dal guasto venga a danneggiarsi strutturalmente, interrompendo il contatto galvanico dopo un tempo di 0.1 s.; la corrente  $i_3$  continua a richiudersi verso il neutro tramite il corto circuito. A dispetto degli elevati valori delle correnti di corto circuito, l'effetto che il guasto produce sulle correnti ai morsetti di macchina risulta modesto. In fig.IV.4.15 si possono visualizzare gli andamenti delle correnti, sia in termini di terna assorbita (*a* e *b*), sia in termini di componenti d'asse (*c*).

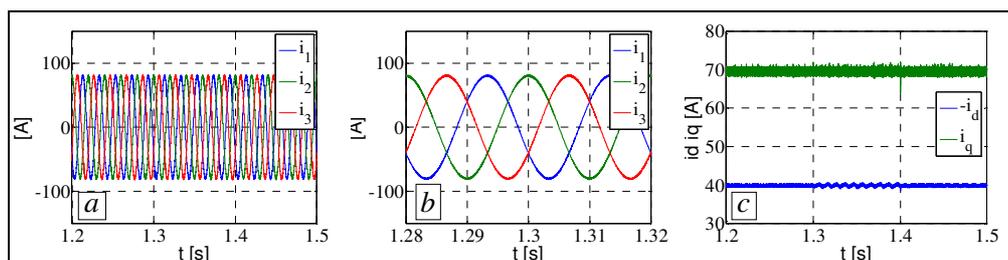


Fig.IV.4.15 – Andamento della terna di correnti assorbite e delle componenti d'asse nel caso di guasto monofase.

Come si può notare da fig.IV.4.15, anche a seguito del guasto, il sistema di controllo riesce a stabilizzare le correnti facendo in modo che le componenti  $i_d$ ,  $i_q$ , non si discostino dai riferimenti. Anche eseguendo un'analisi armonica sulla corrente della terza fase (quella interessata dal guasto), i diagrammi a barre appariranno come in fig.IV.4.16-a nelle condizioni di normale funzionamento, e come in fig.IV.4.16-b a seguito del guasto.

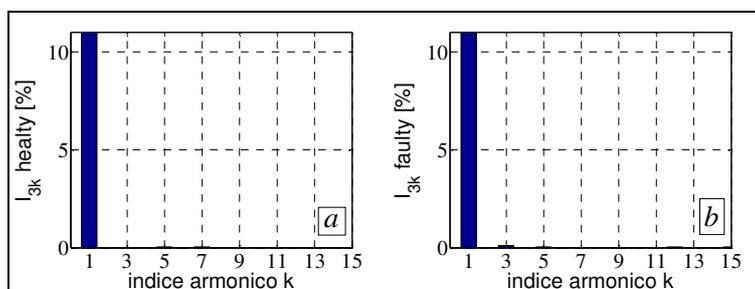


Fig.IV.4.16 – Analisi armonica della corrente  $i_3$  prima e dopo il guasto nel caso di guasto monofase

Nonostante però il fenomeno non sia avvertibile in termini di corrente, esso influirà sulle tensioni, modificando i riferimenti in termini di  $v_d$  e  $v_q$  al fine si assicurare le condizioni operative desiderate; gli andamenti dei riferimenti di tensione sono riportati in fig.IV.4.17.

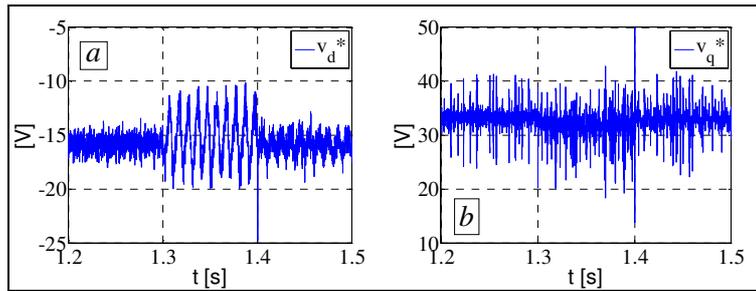


Fig.IV.4.17 – Riferimenti di tensione durante il guasto monofase

Ciò produce lo scostamento delle induttanze stimate rispetto ai valori di riferimento e, di conseguenza, l'aumento degli indici  $FI_d$ ,  $FI_q$  (fig.IV.4.18).

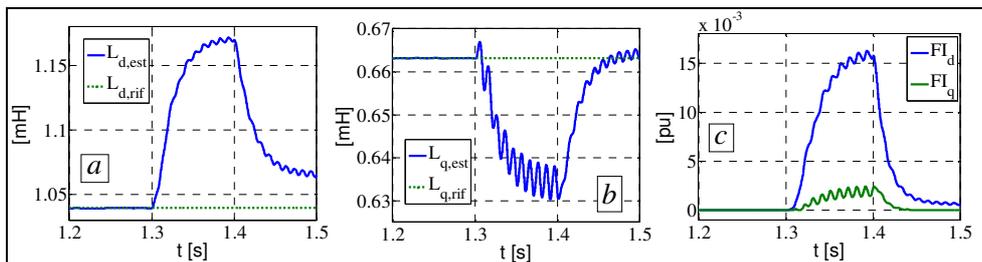


Fig.IV.4.18 – Deviazione dei parametri stimati dai riferimenti e indici FI per guasto monofase

Anche in questo caso, quindi, se si visualizza la traiettoria assunta dal punto di coordinate  $(FI_d, FI_q)$ , questa diviene anomala a seguito del guasto, sconfinando la zona di sicurezza e permette la rilevazione (fig.IV.4.19).

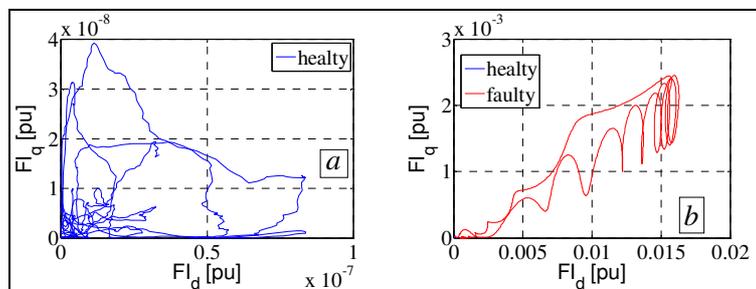


Fig.IV.4.19 – Traiettorie sul piano FI per guasto monofase

Con riferimento all'andamento dell'indice  $FI_t$  di fig.IV.4.20.b, fissando  $SL$  nell'ordine di  $10^{-3}$  si può ammettere un tempo di rilevazione guasto di poche decine di  $ms$ .

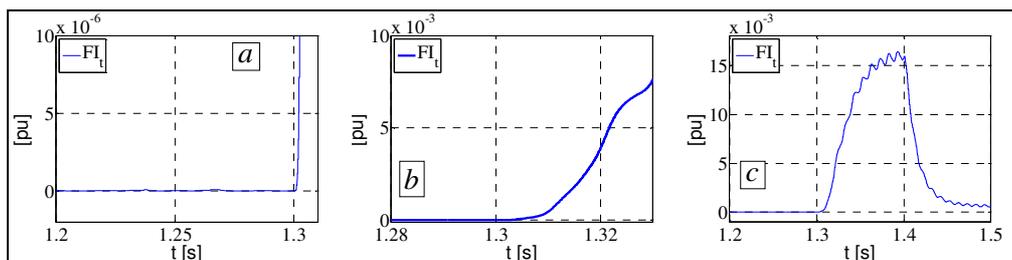


Fig.IV.4.20 – Andamento dell'indice totale FI nel caso di guasto monofase

Confrontando la fig.IV.4.10 con la fig.IV.4.20, si può constatare che l'indice totale  $FI_t$  assume valori molto più elevati nel caso di guasto fase-fase rispetto a quelli assunti per un guasto monofase su poche spire. In entrambi i casi, comunque, la rilevazione del guasto è possibile, dati i valori molto minori che l'indice  $FI_t$  assume in condizioni di normale funzionamento; si ha un ampio margine per fissare il valore di  $SL$ . A tal proposito, va chiarito che la scelta da operarsi circa il valore di  $SL$  andrebbe fatta con riferimento all'effettivo funzionamento della macchina, portando in conto l'errore che il sistema di stima parametrica può commettere anche in condizioni di normale funzionamento. Si tenga conto che con errori di stima parametrica dell'ordine del 12-15% si raggiungono i valori massimi assunti dall'indice  $FI_t$  di fig.IV.4.20, con il rischio di rilevazione guasto anche quando in realtà si lavora in condizioni di normalità. Una tale situazione costringerebbe ad aumentare la zona di sicurezza perdendo sensibilità rispetto ai guasti di piccola entità. Un valore  $SL=5 \cdot 10^{-5}$  consentirebbe di rilevare entrambi i due tipi di guasto ipotizzati in poche decine di  $ms$ ; tale valore corrisponde ad un errore di stima di circa il 7%. Di conseguenza, sebbene non sia richiesta una precisione molto spinta, il sistema di monitoraggio parametrico dovrà garantire un errore più o meno modesto a seconda della sensibilità che si vuole garantire nei confronti delle condizioni anomale. Tale errore risulterà più piccolo se il motore è stato caratterizzato a mezzo dello stesso estimatore che viene poi impiegato ai fini di diagnostica, e sull'azionamento di destinazione finale del motore; si può in ogni caso decidere di aggiornare la caratterizzazione a seguito di interventi inappropriati del sistema di diagnostica (falsi positivi).

L'utilizzo di estimatori parametrici ai fini diagnostici presenta una caratteristica interessante, in quanto qualsiasi tipo di guasto può essere associato ad una condizione di funzionamento anomala. Il metodo ha cioè carattere di generalità e potrebbe teoricamente intervenire anche per tipi di guasto differenti dal corto circuito (danneggiamento dei magneti, dissimmetrie strutturali, eccentricità, ecc.), dal momento che producono una discrepanza fra il comportamento della macchina ed il modello matematico che ne descrive il funzionamento. Di contro, non è possibile discriminare se la deviazione dei parametri stimati dai riferimenti sia causata da un tipo di guasto, piuttosto che da un altro. In genere, però, non è necessario conoscere in tempo reale le cause che hanno portato al guasto, potendo demandare l'analisi ad un'indagine fuori linea, purché si sia intervenuti tempestivamente durante il funzionamento.

## BIBLIOGRAFIA

### TESTI:

- Journal: "Electronics" - Faculty of Electrical Engineering – University of Banjaluka Patre 5, 78000 Banja Luka, Bosnia and Herzegovina. ISSN 1450-5843 Volume 14, n° 1, Giugno (2010).
- M. Brenna, F. Foiadelli, M. Roscia, D. Zaninelli: *Harmonic analysis of a high speed train with interlaced four quadrant converters* – IEEE Proceedings (2008).
- Ivan Spina: *Strategie di controllo di azionamenti A.C. brushless nella trazione elettrica*. Tesi di laurea, "Università degli studi di Napoli Federico II" (2008).
- Mario Simone Davide Acampa: *Caratteristiche di funzionamento e tecniche di controllo di azionamenti con motori brushless a magneti permanenti*. Tesi di dottorato, "Università degli studi di Napoli Federico II" (2007).
- L. La Franca: *Appunti di trazione elettrica*; D.I.E.L Palermo (2007).
- V. Torrieri: *Tecnica ed Economia dei Trasporti* – Edizioni Scientifiche italiane (2007).
- M.M. Bakran, H.-G. Eckel: *Power Electronics Technologies for Traction Applications* – IEEE Proceedings (2007).
- F. Murolo: *Appunti di propulsione dei veicoli elettrici*; D.I.E.L Napoli (2006).
- J.R. Rodriguez, J.W. Dixon, J.R. Espinoza, J. Pontt, P. Lezana: *PWM regenerative rectifiers: state of the art* – IEEE Proceedings (2005).
- V. Isastia Cimino: *Appunti di macchine elettriche II*. – D.I.E.L. Università degli studi di Napoli Federico II (2004).
- A. Coccia, A. Del Pizzo, R. Rizzo: *Current Harmonics Reduction in Railway Traction Systems by means of SIM Techniques* – IEEE Proceedings (2004).
- A. Del Pizzo, G. Vitale: *Magneti Permanenti negli Azionamenti Elettrici*. Litografia Libero Nicola (2001).

## Bibliografia

- A. Coccia: *Analisi e caratterizzazione di architetture per sistemi di trazione politemensione con convertitori multilivello e propulsione sincrona a magneti permanenti*. Tesi di laurea, “Università degli studi di Napoli Federico II” (2001).
- F. Perticaroli: *Sistemi elettrici per i trasporti*. Casa Editrice Ambrosiana (2001).
- M. E. Haque, L. Zhong and M. F. Rahman: *Improved Trajectory Control For An Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive With Extended Operating Limit*. IEEE (2001).
- E. Pagano, I. Marongiu: *Le Macchine Elettriche*. E.DI.SU. Napoli 1 (1999).
- A. Del Pizzo: *Azionamenti Elettrici vol. I e II*. Litografia Libero Nicola (1999).
- A. Del Pizzo, G. Vitale: *Magneti permanenti negli azionamenti elettrici*. Litografia Libero Nicola (1999).

## ARTICOLI:

- A. Del Pizzo, I. Spina, U. Schäfer, L. Taus Beti: *A parameter estimation method for on-line failure detection in permanent magnet AC-brushless motors having current-dependent parameters*. Bologna, Italia - SDEMPED (2011).
- A. Del Pizzo, D. Iannuzzi, I. Spina: *High Performance Control Technique for Unbalanced operation of Single-VSI Dual-PM Brushless Motor Drives*. Bari, Italia - ISIE (2010).
- M. Khov, J. Regnier, J. Faucher: *On-Line Parameter Estimation of PMSM in Open Loop and Closed Loop*. International Conference on Industrial Technology, Churchill, Victoria, Australia (2009).
- A. Del Pizzo, D. Iannuzzi, I. Spina : *Maximization of torque/current ratio for closed-loop unbalanced operations of a pair of PM brushless motors supplied in parallel by a single inverter*. Novi Sad, Serbia – Ee (2009).
- M. Khov, J. Regnier, J. Faucher: *Detection of turn short circuit fault in stator of PMSM by on-line parameter estimation*. 19<sup>th</sup> International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Ischia, Italy (2008).

Bibliografia

- D. Bidart, M. Pietrzak-David, P. Maussion; M. Fadel: *Mono inverter dual parallel PMSM - structure and control strategy*. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE 10-13 Nov. Page(s): 268-273 (2008).
- M. S. D. Acampa , A. Del Pizzo, D. Iannuzzi, I. Spina: *Predictive control technique of single inverter dual motor AC-brushless drives*. Vilamoura, Portogallo - ICEM (2008).
- Toshihiko Noguchia: *Trends of Permanent-magnet Synchronous Machine Driver*. *Transaction on electrical and electronic engineering*. IEEJ Trans (2007).
- Jussi Puranen: *Induction Motor Versus PMSM in motion control application a comparative study*. Lapperanta University of Technology. Licentiate Thesis June (2006).
- G. Giannini, B. Cascone, L. Fratelli: *Dual stage converter for multi system high power locos, Architecture of loco E 403*. Ansaldo breda (NA). IEEE (2006).
- M. Kondo, N. Terauchi. J. Kawamura: *Performance Comparison between PMSM and an Induction Traction Motor For High Speed Train*. IEE (2006).
- A. Ali Abdallah, J. Regnier, J. Faucher: *Simulation of Internal Faults in Permanent magnet Synchronous Machines*. 6th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Kuala Lumpur, Malaysia (2005).
- G. Gatto, I. Marongiu, A. Perfetto: *Predictive Control of Permanent Magnet AC motor Drive*. Proceedings of 10th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation. pp. 995-1000, Catania, ITALY - ETFA (2005).
- G. Gatto, I. Marongiu, A. Serpi, A. Perfetto: *Permanent Magnet Ac Motor Drives Controlled by Predictive Algorithm*. Proceedings of 2th International Conference Ship Propulsion and Railway Traction Systems – pp. 211-216, SPRTS- Bologna, Italy (2005).
- A. Coccia, A. Del Pizzo, R. Rizzo: *Current harmonic reduction in railway traction system by means of shifted interlaced modulation techniques*. Department of Electrical Engineering University of Naples Federico II. EDS (2003).
- Kiichiro Kondo, Kenichi Uruga, Koichi Matsuoka, Hiroshi Hata, Nobuo Terauchi. *Traction Circuit System of Gauge Changing Train*. RTRI, Vol. 44, No. 3, Aug. (2003).

Bibliografia

- W. Ruxi, W. Yue, D. Quing, H. Yanhui, W. Zhaoan: *Study of control methodology for single inverter parallel connected dual induction motor based on dynamic model*. Xi'an Jiaotong University. IEEE (2002).
- W. Soong, T.J.E. Miller: *Field-Weakening Performance of Brushless Synchronous AC Motor Drives*. (1994).
- Parick M.Keley, Robert D. Lorenz: *Control Methodology for single inverter, Parallel Connected Dual induction Motor Drive for Electric Vehicle*. IEEE (1994).
- S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda: *Wide speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator*. IEEE (1994).

## *Ringraziamenti*

*Desidero ringraziare il prof. Andrea Del Pizzo, persona di straordinarie doti umane e professionali, per avermi guidato con i suoi insegnamenti nel corso di tutta la mia carriera universitaria; il prof. Guido Carpinelli; il prof. Renato Rizzo; il prof. Diego Iannuzzi; il Dott. Ing. Gianluca Brando; il Dott. Ing. Adolfo Dannier e tutto il dipartimento di ingegneria elettrica per il loro supporto e per la fiducia offertami coinvolgendomi nel loro lavoro.*

*Ringrazio, in fine, il prof. Uwe Schäfer, l'ing. Lorenz Taus Beti e tutti gli altri colleghi del Dipartimento di Azionamenti Elettrici, Istituto per le tecnologie energetiche e di automazione dell'Università Tecnica di Berlino per la loro disponibilità nel periodo di permanenza all'estero.*