

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

SCUOLA DI INGEGNERIA

Sede di Forlì

Corso di Laurea in

INGEGNERIA MECCANICA

Classe LM-33

TESI DI LAUREA

in

Azionamenti Elettrici LM

**STUDIO E VALIDAZIONE SPERIMENTALE DI UN
AZIONAMENTO PER UN MOTORE A INDUZIONE CON
CIRCUITO STATORICO E ROTORICO IN SERIE**

CANDIDATO:

ANDREA GARAFFONI

RELATORE:

Chiar.mo Prof. MICHELE MENGONI

Anno Accademico 2019/2020

Sessione III

Sommario

1. Introduzione	4
1.1. Macchina asincrona con rotore avvolto: considerazioni introduttive e cenni storici.....	4
1.2. Il collegamento in serie: principio di funzionamento e ricerca bibliografica	7
2. Modello matematico ai valori istantanei della macchina con rotore in serie	12
2.1. Equazioni fondamentali generali della macchina asincrona..	12
2.2. Applicazione dei vincoli circuitali relativi al collegamento del rotore in serie.....	13
2.3. Equazioni fondamentali di macchina nel sistema di riferimento stazionario	14
2.4. Equazioni fondamentali di macchina nel sistema di riferimento: $\theta \stackrel{\text{def}}{=} \theta_{me}/2$	16
2.5. Schema a blocchi	20
2.6. Macchina simmetrica n-fase con rotore in serie	24
3. Prestazioni limite	27
3.1. Ipotesi semplificative.....	27
3.2. Limite di corrente	28
3.3. Curve a coppia costante.....	29
3.4. Limite di tensione	31
3.5. Limiti di flusso.....	33
3.6. Coppia nominale e velocità di primo e secondo indebolimento di campo	36
3.7. Formulazione analitica dei parametri prestazionali.....	42

4.	Vincoli di progetto di una macchina con rotore in serie e confronto analitico delle prestazioni ottenibili rispetto ad un asincrono standard	46
4.1.	Ottimizzazione del rapporto tra le induttanze di statore e rotore	46
4.2.	Equazioni fondamentali per la macchina con rotore in cortocircuito	50
4.3.	Maximum Torque Per Ampere	51
4.4.	Maximum Torque Per Volt	51
4.5.	Velocità massima ottenibile nella zona a potenza costante	52
4.6.	Coppia nominale	53
5.	Implementazione del sistema di controllo di velocità	56
5.1.	Anello di corrente: compensazione della BEMF e taratura analitica dei regolatori	56
5.2.	Primo deflussaggio	60
5.3.	Regolatore PI di velocità	61
5.4.	Strategie di controllo per una macchina con rotore in serie	62
6.	Simulazioni numeriche in ambiente Simulink	66
6.1.	Modello del convertitore	66
6.2.	Modello della macchina con rotore in serie	67
6.3.	Modello del sistema meccanico	69
6.4.	Risposta al gradino di velocità: confronto tra le strategie di controllo	70
6.5.	Rampa di velocità imposta: confronto con l'azionamento con rotore in cortocircuito	76
7.	Setup sperimentale e prove preliminari	80
7.1.	Il sistema di prototipazione rapida dSPACE/ControlDesk	80
7.2.	Descrizione del banco di prova	82
7.3.	La macchina di prova	84

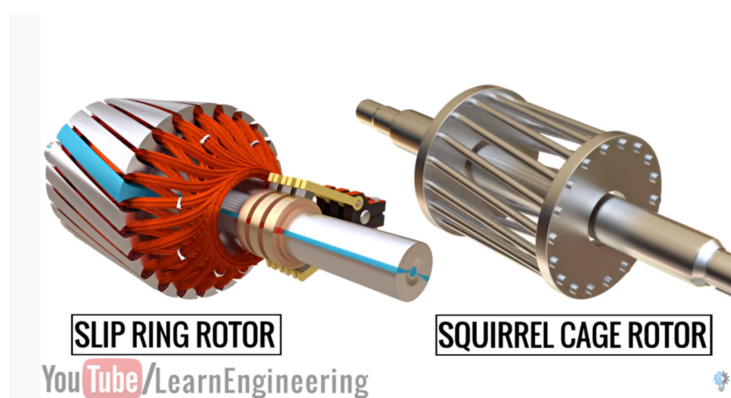
7.4.	Prove preliminari con rotore in cortocircuito	86
7.5.	Collegamento in serie e setup del sensore di posizione.....	90
8.	Prove sperimentali	93
8.1.	Punti di funzionamento sul piano delle correnti.....	93
8.2.	Prova di coppia a rotore bloccato: MTPA reale e MTPA analitica	95
8.3.	Messa a punto del sistema di controllo di velocità.....	99
8.4.	Risposta al gradino di velocità: confronto sperimentale tra la strategia di alta dinamica e la strategia di alta efficienza.....	105
9.	Conclusioni	112
	Bibliografia.....	118

1. Introduzione

1.1. Macchina asincrona con rotore avvolto: considerazioni introduttive e cenni storici

Fin dalla loro introduzione le macchine asincrone trifase si sono affermate nel panorama industriale per le loro caratteristiche di robustezza, affidabilità, reperibilità dei materiali e costo contenuto: si stima infatti che oltre il 30% del consumo totale di energia nel mondo sia dovuto a questo tipo di motori¹.

Nella gran parte delle applicazioni industriali il rotore della macchina è costituito da una struttura denominata “gabbia di scoiattolo” (*squirrel cage*): le cave ricavate nel ferro laminato del rotore vengono riempite di rame o alluminio pressofuso in modo da formare delle sbarre, alle cui estremità vengono saldati due anelli frontali. Tale soluzione è la più diffusa ed infatti presenta numerosi vantaggi (efficienza, affidabilità, robustezza e costo ridotto di produzione), tuttavia non permette l’accesso alle grandezze elettriche di rotore. Inoltre in fase di avviamento da rete la coppia di spunto è limitata e le correnti molto elevate.



1-1 Rotore avvolto e rotore a gabbia di scoiattolo²

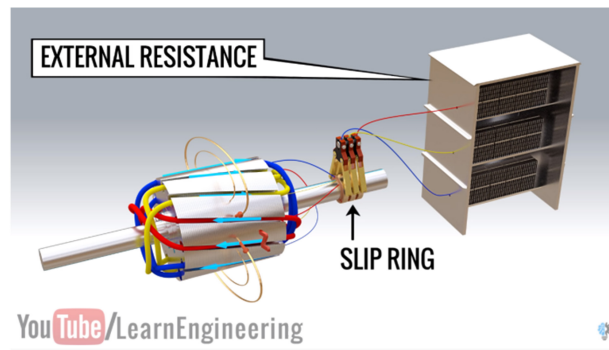
¹ (Ferreira & de Almeida, 2016, p. 1-8), (Waide & Brunner, 2011)

² (Sabin, 2019)

Per ovviare a quest'ultimo problema l'inventore russo Mikhail Dolivo-Dobrovolsky ideò nel 1891 la macchina asincrona con rotore avvolto: il rotore presenta un avvolgimento trifase analogo a quello di statore, in cui un'estremità dell'avvolgimento è chiusa a stella mentre l'altra è collegata a tre anelli collettori in rame (*slip rings*), calettati sull'albero motore. Su di essi poggiano dei contatti striscianti in grafite (spazzole, *brushes*), collegati a dei terminali disposti nella morsettiera della macchina.



1-2 Mikhail Osipovich Dolivo-Dobrovolsky



1-3 Avviamento reostatico³

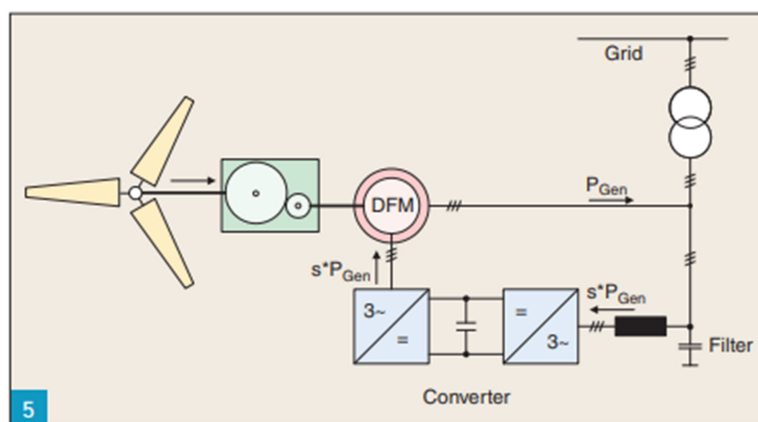
Nell'utilizzo originale di queste macchine ai terminali rotorici vengono collegate tre resistenze esterne variabili, che costituiscono il reostato di avviamento. Lo scopo del collegamento è di aumentare la coppia e limitare le correnti assorbite dal motore in fase di avviamento; raggiunto il regime di funzionamento richiesto i terminali rotorici vengono chiusi in cortocircuito per aumentare l'efficienza.

Tale sistema di avviamento e regolazione della velocità è altamente dissipativo a causa delle perdite Joule che si instaurano nelle resistenze esterne: tuttavia trova ancora largo impiego in applicazioni come ascensori, gru, paranchi e macchine da stampa⁴.

³ (Sabin, 2019)

⁴ (Sabin, 2019)

Non è però l'unico utilizzo che si può fare con questo tipo di macchina: il sistema di spazzole e anelli collettori rende infatti il circuito rotorico accessibile e permette dunque di collegare il rotore ad una seconda alimentazione (tipicamente un inverter trifase).



1-4 Doubly fed induction generator with wind turbine system⁵

Tali azionamenti vengono oggi impiegati con profitto per la produzione di energia elettrica nei campi eolici. Lo statore è solitamente collegato alla rete elettrica tramite un trasformatore mentre il rotore è alimentato da un inverter trifase con sistema di controllo vettoriale: l'azionamento ottenuto permette di generare energia elettrica disponibile alla rete in modo efficiente al variare della velocità di rotazione della turbina eolica, che dipende dall'intensità del vento⁶.

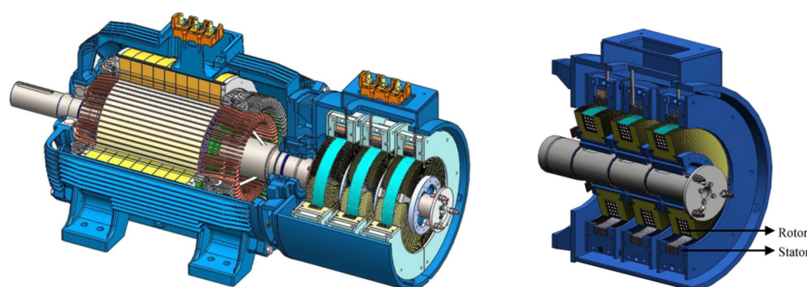
Spesso in tali applicazioni vengono impiegati trasformatori rotanti, che permettono di superare i difetti tipici del sistema di anelli collettori e spazzole, come formazione di polvere (che può pregiudicare l'isolamento elettrico della macchina) e manutenzione aggiuntiva per la sostituzione delle spazzole. Inoltre, nel caso in cui gli *slip rings* non dispongano di adeguata protezione⁷, un guasto nel sistema elettrico

⁵ (Muller, Deicke, & De Doncker, 2002)

⁶ (Muller, Deicke, & De Doncker, 2002)

⁷ Si trovano sul mercato *slip rings* adatti ad operare in aree a rischio esplosione, certificati in base alle norme ATEX. La barriera protettiva impedisce inoltre la dispersione della polvere di grafite, a beneficio dell'isolamento elettrico.

potrebbe generare scintille. Ciò non consente l'installazione della macchina in aree a rischio esplosione⁸.



1-5 *Brushless Doubly Fed Induction Machine*⁹

I vantaggi relativi all'impiego di un trasformatore rotante avvengono però a fronte di un maggiore costo e ingombro. Si parla in questo caso di *Brushless Doubly Fed Induction Machine*¹⁰.

1.2. Il collegamento in serie: principio di funzionamento e ricerca bibliografica

È noto da tempo¹¹ e fatto accertato nella letteratura scientifica¹² che collegando in serie l'avvolgimento di statore e l'avvolgimento di rotore si possa ottenere una macchina in grado di operare una conversione elettromeccanica dell'energia.

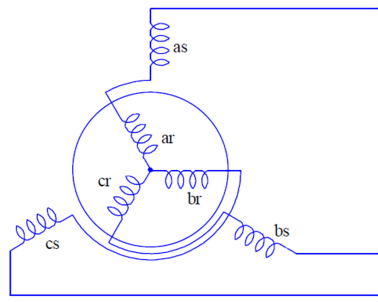
⁸ (Ruviaro, Rincos, Sadowski, & Borges, Design and analysis of a brushless induction machine with rotary transformer, 2010)

⁹ (Ruviaro, Rincos, Sadowski, & Borges, Analysis and Test Results of a Brushless Doubly Fed, 2012)

¹⁰ Questa soluzione non verrà analizzata per la macchina con rotore in serie nel prosieguo della trattazione: richiederebbe ulteriore attività di modellazione e si è ritenuto prioritario validare il sistema di controllo proposto.

¹¹ (Angst, 1937)

¹² (Ho & Sen, 1989), (Badr, Alolah, & Almarshood, 1998), (Rashad, Radwan, & Rahman, 2004), (Joksimović, 2008), (Abu-Elhaija, 2014)



1-6 Macchina asincrona con rotore in serie, schema elettrico¹³

Si consideri una macchina asincrona a rotore avvolto con le fasi statoriche aperte: un'estremità dell'avvolgimento statorico deve essere collegata all'alimentazione, mentre l'altra estremità deve essere collegata all'avvolgimento rotorico, avendo cura di invertire tra di loro le fasi "b" e "c" di statore e rotore. L'avvolgimento rotorico è quindi chiuso a stella.

In base alla velocità di rotazione (in rapporto alla frequenza della tensione di alimentazione) la letteratura attribuisce alla macchina due modalità di funzionamento, a cui corrispondono due principi di funzionamento distinti¹⁴.

1.2.1. Modalità "asincrona"¹⁵ di funzionamento¹⁶

Si consideri una macchina asincrona con rotore in serie, collegata direttamente a rete:

- La corrente di alimentazione, attraversando lo statore, genera un campo magnetico H_{s1} che ruota alla velocità di sincronismo n_s ;

¹³ (Dessouky, Abouzid, & Mohamadein, 2000)

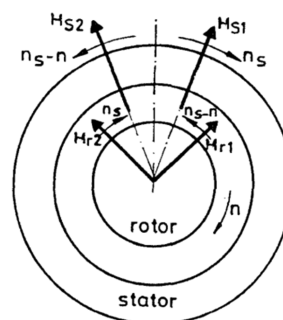
¹⁴ (Badr, Alolah, & Almarshood, 1998), (Joksimović, 2008)

¹⁵ O anche "sub-sincrona" (Abu-Elhajja, 2014)

¹⁶ Per una veloce spiegazione qualitativa di questa modalità di funzionamento (di cui la trattazione non si occupa) si riporta unicamente da (Badr, Alolah, & Almarshood, 1998) senza ulteriore approfondimento.

tale velocità è direttamente proporzionale alla frequenza della tensione di alimentazione e inversamente proporzionale al numero di coppie polari.

- La medesima corrente, attraversando il rotore con le fasi “b” e “c” invertite, genera un campo magnetico H_{r1} che ruota a velocità $(n - n_s)$, in cui n è la velocità del rotore.



1-7 Interazione dei campi magnetici nel modello di (Badr, Alolah, & Almarshood, 1998)

- L'interazione tra H_{s1} e H_{r1} genera una coppia pulsante con valor medio nullo.
- Il campo magnetico H_{s1} induce sul rotore un campo magnetico H_{r2} che ruota a velocità n_s .
- L'interazione tra H_{s1} e H_{r2} genera una coppia costante.
- Il campo magnetico H_{r1} induce sullo statore un campo magnetico H_{s2} che ruota a velocità $(n - n_s)$.
- L'interazione tra H_{r1} e H_{s2} genera una coppia costante.
- La coppia totale è data dalla somma dei contributi sopra descritti: è pulsante ma a valor medio non nullo.

La macchina è dunque autoavviante se collegata a rete, la caratteristica meccanica è simile a quella di una macchina asincrona con il rotore posto in cortocircuito, ed è in grado di raggiungere una velocità prossima a quella di sincronismo. A causa però di alcuni difetti non è adatta ad alcun tipo di applicazione:

- La coppia di spunto è bassa, con una componente pulsante molto elevata.

- La componente pulsante della coppia è sempre presente (nella modalità di funzionamento “asincrona”) e causa elevate sollecitazioni torsionali sull’albero¹⁷.

1.2.2. Modalità “sincrona” di funzionamento¹⁸

Nel caso in cui la velocità di rotazione sia pari esattamente al doppio della velocità di sincronismo la macchina eroga una coppia costante:

- La corrente di alimentazione, attraversando lo statore, genera un campo magnetico che ruota alla velocità di sincronismo n_s ; tale velocità è direttamente proporzionale alla frequenza della tensione di alimentazione e inversamente proporzionale al numero di coppie polari.
- Attraversando il rotore, grazie all’inversione delle fasi “b” e “c”, la corrente genera un campo magnetico che ruota a velocità $(n - n_s)$.
- Per una velocità di rotazione $n = 2 n_s$ si ha:
 $n_s = (n - n_s) = (2 n_s - n_s)$.
- I campi magnetici sono sincroni tra loro, dunque possono generare una coppia costante.

Se collegata a rete come motore la macchina non è autoavviante¹⁹: deve essere messa in rotazione fino alla velocità $(2 n_s)$ da un secondo motore collegato meccanicamente all’albero.

In questa configurazione la macchina soffre inoltre di problemi di instabilità e tendenza al *pullout* che si possono considerare non risolti (e

¹⁷ (Abu-Elhaija, 2014)

¹⁸ O anche “bisincrona” (Angst, 1937), “super-sincrona” (Rashad, Radwan, & Rahman, 2004)

¹⁹ Si ricorda che in modalità “asincrona” di funzionamento la macchina può raggiungere al più la velocità di sincronismo, non il suo doppio.

forse non risolvibili)²⁰: la macchina può operare in modo stabile solamente per un ridotto intervallo di frequenze di alimentazione²¹.

Ciò non costituisce un problema nel caso nel caso in cui si voglia realizzare un azionamento elettrico con un sistema di controllo ad orientamento di campo: la teoria del controllo vettoriale è stata applicata con successo per risolvere simili problemi in molte applicazioni.

Curiosamente in letteratura sono riportati unicamente due azionamenti con sistema di controllo vettoriale applicato alla macchina asincrona con rotore in serie, risalenti rispettivamente al 1989 e al 2004²². Rispetto a queste trattazioni è stato un diverso approccio alla progettazione del sistema di controllo:

- si è scelto *in primis* di risolvere in modo analitico le equazioni che governano il modello matematico della macchina, fino ad ottenere una formulazione analitica delle prestazioni massime ottenibili dalla macchina in funzione della velocità di rotazione: facendo ciò si è ottenuto un *feedback* sul comportamento del sistema nelle simulazioni numeriche;
- il sistema di controllo è stato giustappunto simulato in ambiente MATLAB-Simulink prima della sua effettiva realizzazione, in modo da ottenere una taratura preliminare dei regolatori;
- per quanto riguarda i regolatori di corrente e velocità si è scelto di impiegare regolatori lineari PI, che sono oggi la soluzione più comunemente utilizzata²³.

²⁰ (Rashad, Radwan, & Rahman, 2004), (Abu-Elhaija, 2014), (Rashad E. E., 2010)

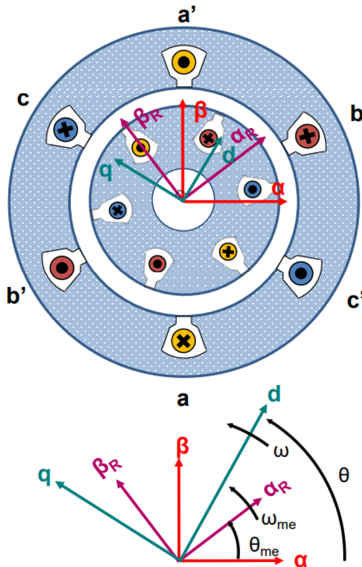
²¹ (Rashad E. E., 2010)

²² (Ho & Sen, 1989), (Ho & Sen, 1995), (Rashad, Radwan, & Rahman, 2004)

²³ In (Ho & Sen, 1989) viene utilizzato un controllo *sliding mode*, mentre in (Rashad, Radwan, & Rahman, 2004) vengono impiegati regolatori ad isteresi.

2. Modello matematico ai valori istantanei della macchina con rotore in serie

2.1. Equazioni fondamentali generali della macchina asincrona



2-1 Sistemi di riferimento (Mengoni, Materiale didattico del corso di "Azionamenti Elettrici LM", A.A. 2019/2020, 2019)

Come noto, la macchina asincrona a rotore avvolto presenta due avvolgimenti trifase, uno statorico e uno rotorico, che hanno lo stesso numero di coppie polari.

Applicando la teoria dei vettori di spazio è possibile descrivere il comportamento della macchina attraverso un sistema di equazioni complesse²⁴, scritte in un generico sistema di riferimento rotante d-q. Il sistema di riferimento d-q è definito da un angolo generico θ , e ruota con velocità angolare $\omega = \frac{d\theta}{dt}$. La fase "a" di statore e la fase "a" di rotore sono sfasate dell'angolo θ_{me} .

Il rotore ha velocità²⁵ $\omega_{me} = \frac{d\theta_{me}}{dt}$.

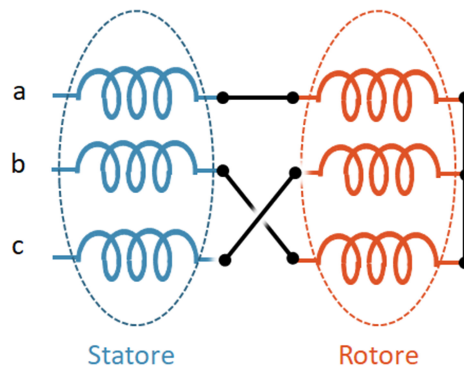
²⁴ Il pedice "S" indica le grandezze statoriche, il pedice "R" le grandezze rotoriche, nessun pedice per le tensioni e correnti di alimentazione. Il simbolo \vec{v} indica i vettori di spazio delle tensioni, il simbolo \vec{i} indica i vettori di spazio delle correnti, mentre il simbolo $\vec{\phi}$ indica i vettori di spazio dei flussi concatenati. La lettera L indica i coefficienti di autoinduttanza equivalente, la lettera M indica il coefficiente di mutua induttanza equivalente, mentre la lettera R indica la resistenza di fase. La legenda completa è in fondo alla trattazione.

²⁵ θ_{me} e ω_{me} sono grandezze elettriche, per ottenere le corrispondenti grandezze meccaniche occorre dividere per il numero di coppie polari, p .

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{v}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\phi}_S}{dt} + j\omega \bar{\phi}_S \\ \bar{\phi}_S = L_S \bar{i}_S + M \bar{i}_R \\ \bar{v}_R = R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\phi}_R}{dt} + j(\omega - \omega_{me}) \bar{\phi}_R \\ \bar{\phi}_R = L_R \bar{i}_R + M \bar{i}_S \end{array} \right. \quad (1)$$

Il sistema di equazioni sopra riportato ha validità generale per la macchina asincrona e può essere applicato per qualunque tipo di alimentazione, imponendo caso per caso i vincoli corrispondenti (ad esempio per il rotore in cortocircuito $\bar{v}_R = \bar{0}$).

2.2. Applicazione dei vincoli circuitali relativi al collegamento del rotore in serie



2-2 Collegamento con rotore in serie

Nel caso in cui il rotore sia collegato in serie con lo statore, con le fasi “b” e “c” invertite (come mostrato in figura 2-2), il vincolo circuitale da imporre al sistema di equazioni (1) è duplice. Il primo vincolo riguarda le tensioni: il vettore di spazio delle tensioni di alimentazione (nel sistema di riferimento statorico) è dato dalla somma del vettore di spazio delle tensioni di statore (nel sistema di

riferimento statorico) e del complesso coniugato del vettore di spazio delle tensioni di rotore (nel sistema di riferimento rotorico)²⁶:

$$\overline{v^S} = \overline{v_S^S} + \overline{v_R^R}^* \quad (2)$$

Il secondo vincolo circuitale riguarda invece le correnti: il vettore di spazio delle correnti di alimentazione (nel sistema di riferimento statorico) è uguale al vettore di spazio delle correnti di statore (nel sistema di riferimento statorico), che a sua volta è uguale al complesso coniugato del vettore di spazio delle correnti di rotore (nel sistema di riferimento rotorico):

$$\overline{i^S} = \overline{i_S^S} = \overline{i_R^R}^* \quad (3)$$

2.3. Equazioni fondamentali di macchina nel sistema di riferimento stazionario

Per poter applicare l'equazione (2) occorre per prima cosa ricavare l'equazione delle tensioni di statore nel sistema di riferimento stazionario. Si impone il vincolo sulle correnti (3), e si applica la trasformata di Park al vettore di spazio delle correnti di rotore:

$$\begin{cases} \overline{i_S^S} = \overline{i} \\ \overline{i_R^R} = \overline{i}^* e^{j\theta_{me}} \end{cases} \quad (4)$$

Il vettore di spazio dei flussi di statore diventa:

$$\overline{\phi_S} = L_S \overline{i} + M \overline{i}^* e^{j\theta_{me}} \quad (5)$$

Da cui:

$$\frac{d\overline{\phi_S}}{dt} = L_S \frac{d\overline{i}}{dt} + M \frac{d\overline{i}^*}{dt} e^{j\theta_{me}} + jM\omega_{me} \overline{i}^* e^{j\theta_{me}} \quad (6)$$

²⁶ Dove strettamente necessario, nel caso in cui il sistema di riferimento non sia ovvio o espressamente specificato, si farà uso dell'apice per indicare il sistema di riferimento in cui sono espressi i vettori di spazio: S per lo statore e R per il rotore.

Imponendo $\omega = 0$ in (1) si ottiene il vettore di spazio delle tensioni di statore:

$$\overline{v}_S^S = R_S \bar{i} + L_S \frac{d\bar{i}}{dt} + M \frac{d\bar{i}^*}{dt} e^{j\theta_{me}} + jM\omega_{me} \bar{i}^* e^{j\theta_{me}} \quad (7)$$

Si procede dunque all'ottenimento dell'equazione delle tensioni di rotore nel sistema di riferimento solidale con il rotore. Si impone il vincolo sulle correnti (3), e si applica la trasformata di Park al vettore di spazio delle correnti di statore:

$$\begin{cases} \bar{i}_R = \bar{i}^* \\ \bar{i}_S = \bar{i} e^{-j\theta_{me}} \end{cases} \quad (8)$$

Il vettore di spazio dei flussi di rotore diventa:

$$\overline{\phi}_R = L_R \bar{i}^* + M \bar{i} e^{-j\theta_{me}} \quad (9)$$

Da cui:

$$\frac{d\overline{\phi}_R}{dt} = L_R \frac{d\bar{i}^*}{dt} + M \frac{d\bar{i}}{dt} e^{-j\theta_{me}} - j\omega_{me} M \bar{i} e^{-j\theta_{me}} \quad (10)$$

Si ricava quindi il vettore di spazio delle tensioni di rotore, nel sistema di riferimento rotorico:

$$\overline{v}_R^R = R_R \bar{i}^* + L_R \frac{d\bar{i}^*}{dt} + M \frac{d\bar{i}}{dt} e^{-j\theta_{me}} - j\omega_{me} M \bar{i} e^{-j\theta_{me}} \quad (11)$$

Si può ora finalmente applicare il vincolo sulle tensioni (2), cioè $\overline{v}^S = \overline{v}_S^S + \overline{v}_R^R$. Si definisce:

$$R \stackrel{\text{def}}{=} R_S + R_R \quad (12)$$

Si ottiene infine l'equazione delle tensioni di alimentazione della macchina con rotore in serie nel sistema di riferimento stazionario:

$$\bar{v} = R \bar{i} + (L_S + L_R) \frac{d \bar{i}}{dt} + 2M \frac{d \bar{i}^*}{dt} e^{j\theta_{me}} + 2jM\omega_{me} \bar{i}^* e^{j\theta_{me}} \quad (13)$$

L'equazione differenziale complessa (13) può essere scomposta in due equazioni differenziali scalari, in cui una raccoglie la parte reale del vettore di spazio delle tensioni, l'altra la parte immaginaria. Ciò equivale a compiere le proiezioni dei vettori di spazio delle tensioni sugli assi del sistema di riferimento α - β (con riferimento a figura 2-1).

Facendo ciò si ottiene tuttavia un sistema di due equazioni differenziali non lineari e accoppiate tra loro, a partire dalle quali è difficile creare un modello matematico della macchina, e ancor di più impostare un sistema di controllo. Inoltre, nel caso in cui la macchina sia in condizioni stazionarie di funzionamento, le grandezze da controllare hanno un andamento sinusoidale. Le grandezze sinusoidali non sono adatte ad essere controllate con regolatori lineari PI, poiché il PI introduce un errore di fase e di ampiezza (secondo la funzione risposta armonica del sistema).

2.4. Equazioni fondamentali di macchina nel sistema di

riferimento: $\theta \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\theta_{me}}{2}$

Ricordando il principio di funzionamento della macchina, per cui la velocità del rotore deve essere esattamente doppia rispetto alla velocità dei flussi magnetici (e quindi delle correnti che li generano), si può intuire che un sistema di riferimento per cui, in condizioni stazionarie di funzionamento, i campi magnetici siano fissi, debba ruotare ad una velocità pari alla metà della velocità del rotore: più precisamente l'angolo che definisce il sistema di riferimento deve essere pari alla metà dell'angolo meccanico in gradi elettrici (o comunque deve essere sfasato rispetto all'angolo $\frac{\theta_{me}}{2}$ di un angolo fisso).

Si sceglie di scrivere le equazioni nel sistema di riferimento d-q, sfasato rispetto all'asse α (con riferimento a figura 2-1) dell'angolo:

$$\theta \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\theta_{me}}{2} \quad (14)$$

Per ottenere l'equazione della tensione nel nuovo sistema di riferimento bisogna applicare la trasformata di Park all'equazione (13), moltiplicando tutto per $e^{-j\frac{\theta_{me}}{2}}$:

$$\begin{aligned} \overline{v^S} e^{-j\frac{\theta_{me}}{2}} = R \overline{i^S} e^{-j\frac{\theta_{me}}{2}} + (L_S + L_R) \frac{d \overline{i^S}}{dt} e^{-j\frac{\theta_{me}}{2}} + 2M \frac{d \overline{i^{S^*}}}{dt} e^{\frac{j\theta_{me}}{2}} \\ + 2jM\omega_{me} \overline{i^{S^*}} e^{\frac{j\theta_{me}}{2}} \end{aligned} \quad (15)$$

Si effettuano le seguenti sostituzioni²⁷:

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{v^S} e^{-j\frac{\theta_{me}}{2}} = \overline{v} \\ \overline{i^S} e^{-j\frac{\theta_{me}}{2}} = \overline{i} \\ \frac{d \overline{i^S}}{dt} e^{-j\frac{\theta_{me}}{2}} = \frac{d \overline{i}}{dt} + j \frac{\omega_{me}}{2} \overline{i} \\ \frac{d \overline{i^{S^*}}}{dt} e^{\frac{j\theta_{me}}{2}} = \left(\frac{d \overline{i}}{dt} \right)^* - j \frac{\omega_{me}}{2} \overline{i}^* \\ \overline{i^{S^*}} e^{\frac{j\theta_{me}}{2}} = \overline{i}_R = \overline{i}_S^* = \overline{i}^* \end{array} \right. \quad (16)$$

Si ottiene quindi l'equazione della tensione di alimentazione nel sistema di riferimento d-q in forma vettoriale:

$$\overline{v} = R \overline{i} + (L_S + L_R) \frac{d \overline{i}}{dt} + 2M \left(\frac{d \overline{i}}{dt} \right)^* + j \frac{\omega_{me}}{2} (L_S + L_R) \overline{i} + jM\omega_{me} \overline{i}^* \quad (17)$$

Si definisce:

²⁷ I vettori di spazio senza apice sono scritti nel sistema di riferimento appena definito.

$$\begin{cases} L_d \stackrel{\text{def}}{=} L_S + L_R + 2M \\ L_q \stackrel{\text{def}}{=} L_S + L_R - 2M \end{cases} \quad (18)$$

Si ottengono le equazioni della tensione in forma scalare:

$$\begin{cases} v_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \frac{1}{2} \omega_{me} L_q i_q \\ v_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \frac{1}{2} \omega_{me} L_d i_d \end{cases} \quad (19)$$

Le equazioni (19) hanno la stessa forma di quelle di una macchina sincrona a riluttanza.

Per avere le equazioni uguali nella macchina sincrona a riluttanza bisogna adottare la convenzione per cui “d” è l’asse del “ferro”. Inoltre in tali equazioni non compare il fattore $\frac{1}{2}$ che moltiplica ω_{me} . Tale fattore è dovuto al fatto che la macchina con rotore in serie opera al doppio della velocità di sincronismo: si potrebbe scrivere le equazioni in funzione di $\omega = \frac{1}{2} \omega_{me}$ ma si è preferito lasciare nelle equazioni la velocità del rotore.

Difatti, grazie al collegamento in serie con le fasi “b” e “c” invertite, con una macchina a poli lisci in cui tutto il volume è occupato da materiale ferromagnetico, si ottiene un circuito magnetico anisotropo rispetto al sistema di riferimento scelto. Il rapporto di anisotropia indotta $\frac{L_d}{L_q}$ svolge nella macchina con rotore in serie un ruolo analogo al rapporto di anisotropia della macchina sincrona a riluttanza, e valgono le stesse considerazioni, come verrà mostrato in dettaglio al capitolo 3.

Il vettore di spazio dei flussi di statore è dato da:

$$\overline{\phi}_S = L_S \bar{i} + M \bar{i}^* \quad (20)$$

Oppure in forma scalare:

$$\begin{cases} \phi_{Sd} = (L_S + M)i_d \\ \phi_{Sq} = (L_S - M)i_q \end{cases} \quad (21)$$

Il vettore di spazio dei flussi di rotore è dato da:

$$\overline{\phi}_R = L_R \bar{i}^* + M \bar{i} \quad (22)$$

Oppure in forma scalare:

$$\begin{cases} \phi_{Rd} = (L_R + M)i_d \\ \phi_{Rq} = (M - L_R)i_q \end{cases} \quad (23)$$

Per trovare l'espressione della coppia elettromagnetica bisogna effettuare un bilancio di potenza:

$$P = \frac{3}{2} \bar{v} \cdot \bar{i} \quad (24)$$

Grazie alla linearità del prodotto scalare rispetto al primo termine possiamo analizzare separatamente i contributi dei singoli addendi dell'equazione della tensione (17). La potenza dispersa in perdite Joule è data da:

$$P_{Joule} = \frac{3}{2} R \bar{i} \cdot \bar{i} = \frac{3}{2} R |\bar{i}|^2 \quad (25)$$

La potenza dovuta alla variazione di energia del campo magnetico è:

$$\begin{aligned} P_{MF} &= \frac{3}{2} \left((L_S + L_R) \frac{d\bar{i}}{dt} \cdot \bar{i} + 2M \left(\frac{d\bar{i}}{dt} \right)^* \cdot \bar{i} \right) \\ &= \frac{3}{2} \left(\frac{d \left(\frac{1}{2} (L_S + L_R) |\bar{i}|^2 \right)}{dt} + M \frac{d\bar{i}_S}{dt} \cdot \bar{i}_R + M \frac{d\bar{i}_R}{dt} \cdot \bar{i}_S \right) \end{aligned} \quad (26)$$

È presente un termine nullo, dovuto alla corrente che serve a magnetizzare la macchina in condizioni stazionarie di funzionamento:

$$\frac{3}{2} j \frac{\omega_{me}}{2} (L_S + L_R) \bar{i} \cdot \bar{i} = 0 \quad (27)$$

Si ottiene infine la potenza meccanica:

$$P_{Mecc} = \frac{3}{2} j M \omega_{me} \bar{i}^* \cdot \bar{i} = 3 M \omega_{me} i_d i_q \quad (28)$$

Dall'equazione meccanica si ha $P_{Mecc} = C_{em} \omega_m$, in cui $\omega_m = \frac{\omega_{me}}{p}$.
Si ricava infine la coppia elettromagnetica, nelle varie espressioni equivalenti, ottenute con opportune sostituzioni dalle equazioni (21) e (23):

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{3}{2} M \bar{i} \cdot j \bar{i}^* = 3 p M i_d i_q = \frac{3}{4} p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (29) \\ &= \frac{3}{2} p (\phi_{sd} i_q - \phi_{sq} i_d) \\ &= \frac{3}{2} p (\phi_{Rd} i_q + \phi_{Rq} i_d) \\ &= \frac{3 p M}{L_s^2 - M^2} \phi_{sd} \phi_{sq} \\ &= \frac{3 p M}{M^2 - L_r^2} \phi_{Rd} \phi_{Rq} \end{aligned}$$

Nel prosieguo della trattazione si farà sempre uso delle equazioni scritte in questo sistema di riferimento.

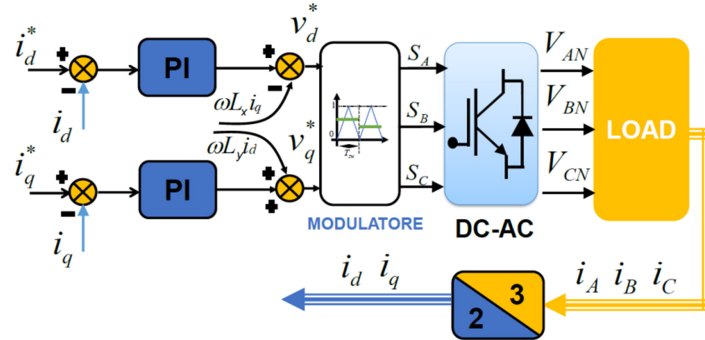
2.5. Schema a blocchi

Negli azionamenti elettrici con sistema di controllo vettoriale ci si affida solitamente a regolatori di corrente, controllati in tensione, implementati su assi rotanti: in tal modo le grandezze elettriche, sinusoidali nel sistema di riferimento stazionario, risultano uniformi.

Tale soluzione presenta però uno svantaggio: il sistema da controllare è costituito matematicamente da due equazioni differenziali mutualmente

accoppiate tra loro da termini incrociati, che prendono il nome di forza controelettromotrice dinamica (*Back Electromotive Force*).

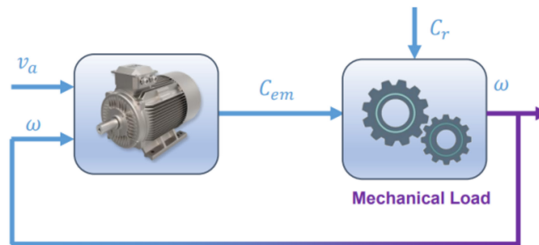
Per impiegare la teoria del controllo applicata ai sistemi dinamici lineari occorre compensare in avanti tali termini, come mostrato in figura 2-3.



2-3 Controllo di corrente su assi rotanti, schema a blocchi²⁸

Per la taratura analitica dei regolatori e l'identificazione della BEMF si fa solitamente uso di uno schema a blocchi della macchina, in cui le variabili di ingresso sono le tensioni applicate, e in cui le equazioni di macchina sono scritte nel dominio di Laplace. Lo schema a blocchi ricavato può poi essere direttamente portato in un software di simulazione numerica, ad esempio MATLAB-Simulink.

Si può dividere lo schema a blocchi della macchina in due modelli: un modello elettromagnetico e un modello del sistema meccanico.



2-4 Sottoinsiemi principali dello schema a blocchi della macchina²⁹

²⁸ (Mengoni, Materiale didattico del corso di "Azionamenti Elettrici LM", A.A. 2019/2020, 2019)

La parte che riguarda il sistema meccanico è comune a qualunque tipo di macchina. Sia J il momento di inerzia totale del sistema, C_r la coppia resistente, si applica la trasformata di Laplace alla seconda equazione cardinale della dinamica e si isola la velocità di rotazione. Integrando la velocità di rotazione si ricava la posizione istantanea del rotore:

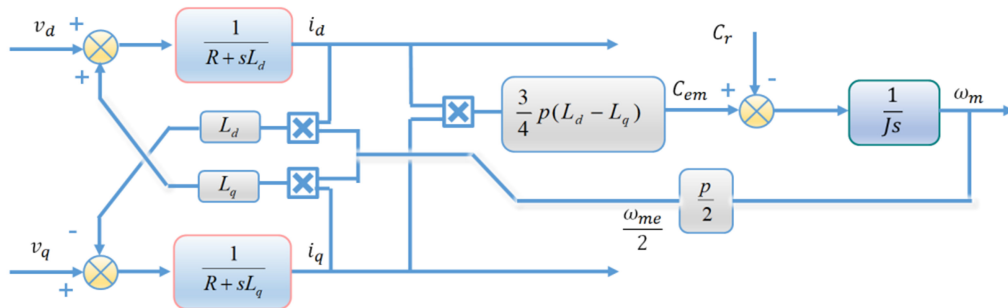
$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} - C_r = J \frac{d\omega_m}{dt} \\ \theta_m = \int_0^t \omega_m d\tau \end{array} \right. \xrightarrow{\text{LAPLACE}} \left\{ \begin{array}{l} \omega_m = \frac{C_{em} - C_r}{Js} \\ \theta_m = \frac{\omega_m}{s} \end{array} \right. \quad (30)$$

Il modello elettromagnetico viene invece ottenuto applicando la trasformata di Laplace alle equazioni della tensione (19) : si procede dunque isolando le correnti i_d e i_q . Da queste si ricava poi la coppia elettromagnetica, che deve poi essere collegata al modello meccanico descritto sopra:

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_{me} = p \theta_m \\ \omega_{me} = p \omega_m \\ i_d = \frac{v_d + \frac{\omega_{me}}{2} L_q i_q}{R + sL_d} \\ i_q = \frac{v_q - \frac{\omega_{me}}{2} L_d i_d}{R + sL_q} \\ C_{em} = \frac{3}{4} p (L_d - L_q) i_d i_q \end{array} \right. \quad (31)$$

I due sistemi di equazioni (34) e (35) vengono quindi assemblati nello schema a blocchi mostrato in figura 2-5.

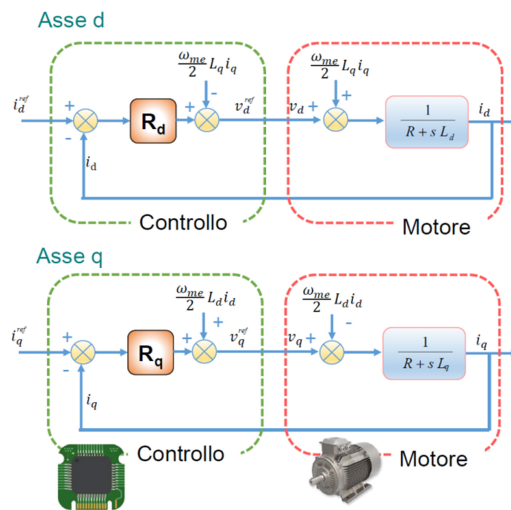
²⁹ (Mengoni, Materiale didattico del corso di "Azionamenti Elettrici LM", A.A. 2019/2020, 2019)



2-5 Schema a blocchi della macchina con rotore in serie

Gli unici parametri che compaiono nel modello della macchina sono dunque le induttanze L_d e L_q , la somma delle resistenze di statore e rotore R e il numero di coppie polari della macchina p .

Assemblando concettualmente lo schema a blocchi della macchina 2-5 con lo schema di controllo di corrente generico 2-3 si ottiene il disaccoppiamento degli assi di controllo, in modo da avere due sistemi lineari indipendenti, come mostrato in figura 2-6.



2-6 Disaccoppiamento degli assi

2.6. Macchina simmetrica³⁰ n-fase con rotore in serie

Sebbene la macchina trifase sia largamente la più diffusa, negli ultimi anni hanno trovato un certo impiego anche macchine asincrone con più di tre fasi.

Per completezza, si sceglie di riportare il collegamento che bisogna attuare per collegare l'avvolgimento di rotore in serie con l'avvolgimento di statore ed ottenere equazioni di funzionamento simili a quelle di una macchina trifase, esposte in precedenza.

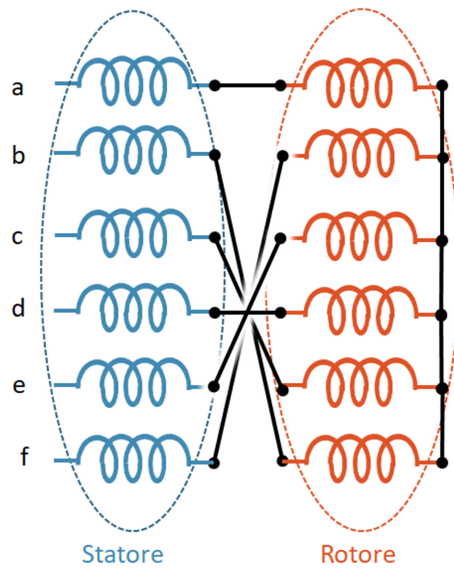
Lo studio di queste macchine passa attraverso un processo analogo a quello mostrato per la macchina trifase: si ricavano le equazioni in un sistema bifase equivalente $\alpha - \beta$, in cui l'asse α è posto in direzione dell'asse dell'avvolgimento di fase "a" dello statore, con riferimento a figura 2-1.

L'equazione da ottenere attraverso i vincoli circuitali è la stessa della macchina trifase, ovvero $\bar{i}^S = \bar{i}_S^S = \bar{i}_R^R$.

Per fare ciò, è necessario collegare la fase "a" di statore in serie con la fase "a" di rotore, la fase "b" di statore in serie con l'ultima fase di rotore e viceversa, la fase "c" con la penultima e così via fino a collegare tutte le fasi.

Si porta l'esempio di una macchina a sei fasi: la fase "a" di statore è in serie alla fase "a" di rotore, la fase "b" di statore è in serie alla fase "f" di rotore e viceversa, la fase "c" di statore è in serie alla fase "e" di rotore e viceversa, mentre la fase "d" di statore è in serie alla fase "d" di rotore.

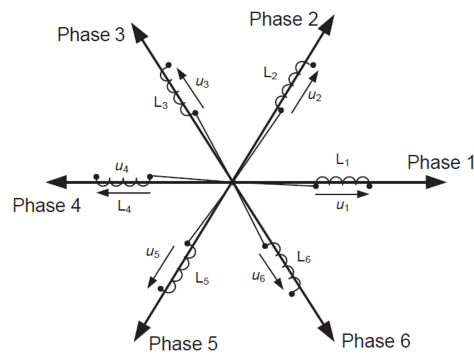
³⁰ Una macchina multifase si dice simmetrica quando gli assi magnetici delle fasi sono angolarmente equidistanziati.



2-7 Macchina esafase simmetrica con rotore in serie, schema elettrico

Si ha infatti:

$$\begin{cases} i_{Ra} = i_{Sa} \\ i_{Rb} = i_{Sf} \\ i_{Rc} = i_{Se} \\ i_{Rd} = i_{Sd} \\ i_{Re} = i_{Sc} \\ i_{Rf} = i_{Sb} \end{cases} \quad (32)$$



2-8 Avvolgimento esafase simmetrico³¹

³¹ (Janaszek, 2016)

Da cui:

$$\begin{cases} \operatorname{Re}\{\bar{t}_R^R\} = \frac{2}{6} \left(i_{sa} + i_{sf} \cos\left[\frac{2}{6}\pi\right] + i_{se} \cos\left[\frac{4}{6}\pi\right] + i_{sd} + i_{sc} \cos\left[\frac{4}{6}\pi\right] + i_{sb} \cos\left[\frac{2}{6}\pi\right] \right) = \operatorname{Re}\{\bar{t}_S^S\} \\ \operatorname{Im}\{\bar{t}_R^R\} = \frac{2}{6} \left(-i_{sf} \sin\left[\frac{2}{6}\pi\right] - i_{se} \sin\left[\frac{4}{6}\pi\right] - i_{sc} \sin\left[\frac{4}{6}\pi\right] - i_{sb} \sin\left[\frac{2}{6}\pi\right] \right) = -\operatorname{Im}\{\bar{t}_S^S\} \end{cases} \quad (33)$$

Si ottiene dunque $\bar{t}^S = \bar{t}_S^S = \bar{t}_R^R^*$.

3. Prestazioni limite

3.1. Ipotesi semplificative

Il metodo di analisi delle prestazioni limite adottato è basato sul sistema di assi di riferimento i_d - i_q .

Dalle equazioni (19), (21), (23) e (29) è infatti possibile ricavare tutte le grandezze caratteristiche in funzione delle correnti. Le correnti i_d e i_q sono anche le variabili di controllo nel sistema che verrà proposto in seguito.

Nell'analisi delle prestazioni limite della macchina si assumono le seguenti ipotesi semplificative (comunemente accettate):

- funzionamento in condizioni di regime stazionario: si annullano le derivate delle grandezze nel sistema di riferimento d-q;
- si trascurano le cadute di tensione sulle resistenze statoriche e rotoriche.

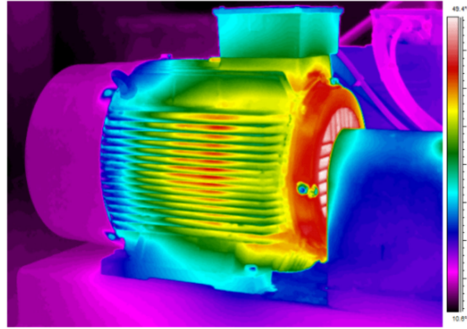
Adottate queste semplificazioni, le equazioni delle tensioni diventano:

$$\begin{cases} v_d \approx -\frac{1}{2}\omega_{me}L_q i_q \\ v_q \approx \frac{1}{2}\omega_{me}L_d i_d \end{cases} \quad (34)$$

3.2. Limite di corrente

Tutti i materiali utilizzati nella realizzazione delle macchine elettriche hanno temperature massime di esercizio.

Nel caso delle macchine asincrone la limitazione principale, dal punto di vista termico, è rappresentata dai materiali isolanti, che determinano la classe di



3-1 Thermal imaging di un motore elettrico
<https://iactthermography.org/>

isolamento della macchina. Per evitare un invecchiamento precoce degli isolanti è necessario che la temperatura di esercizio dei materiali non superi per un intervallo di tempo prolungato la temperatura massima prevista per la specifica classe di isolamento.

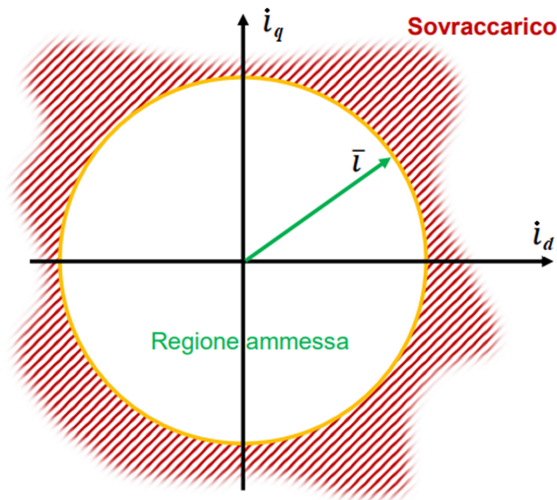
Come mostrato dall'equazione (25), la potenza dissipata in perdite Joule all'interno della macchina, cioè la potenza termica sviluppata³², è proporzionale al quadrato della corrente di alimentazione, anche in condizioni di funzionamento non stazionarie³³.

Il limite di corrente assume dunque la forma di un limite sul valore assoluto del vettore di spazio delle correnti di alimentazione:

$$|\vec{i}| \leq I_{MAX} \Leftrightarrow i_d^2 + i_q^2 \leq I_{MAX}^2 \quad (35)$$

³² Si trascurano le perdite nel ferro, per attrito e ventilazione.

³³ La stessa cosa non si può affermare per la macchina con il rotore in cortocircuito, in cui la corrente di rotore ha una dinamica più complessa.



3-2 Limite di corrente³⁴

Sul piano delle correnti i_d - i_q il limite di corrente è costituito da una circonferenza di raggio I_{MAX} centrata nell'origine degli assi.

3.3. Curve a coppia costante

La coppia elettromagnetica è descritta dall'equazione (29), che rappresenta sul piano delle correnti i_d - i_q un'iperbole equilatera, simmetrica rispetto alla bisettrice del primo e terzo quadrante.

Si vuole ora trovare, sul piano delle correnti i_d - i_q , il luogo geometrico dei punti che massimizzano la coppia elettromagnetica a parità di corrente di alimentazione, utilizzando il metodo dei moltiplicatori di Lagrange. Si riporta l'equazione di coppia in funzione di i_d e i_q , e si esprime il vincolo di corrente come funzione identicamente nulla:

$$\begin{cases} C_{em}(i_d, i_q) = \frac{3}{4}p(L_d - L_q)i_d i_q \\ I(i_d, i_q) \stackrel{\text{def}}{=} i_d^2 + i_q^2 - |\bar{i}|^2 \end{cases} \quad (36)$$

³⁴ (Mengoni, Materiale didattico del corso di "Azionamenti Elettrici LM", A.A. 2019/2020, 2019)

Si definisce la funzione lagrangiana:

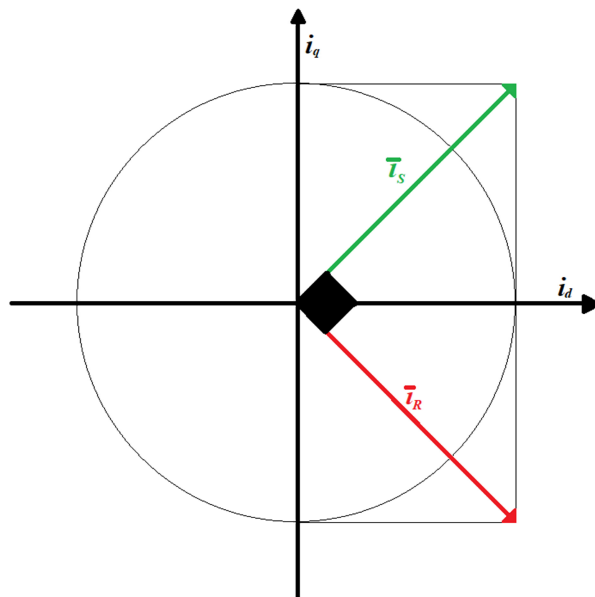
$$\begin{aligned}\Lambda(i_d, i_q, \lambda) &\stackrel{\text{def}}{=} C_{em}(i_d, i_q) - \lambda I(i_d, i_q) \\ &= \frac{3}{4}p(L_d - L_q)i_d i_q + \lambda(i_d^2 + i_q^2 - |\bar{i}|^2)\end{aligned}\quad (37)$$

Si trova dunque il luogo dei punti per cui si annullano le derivate parziali della *funzione lagrangiana*:

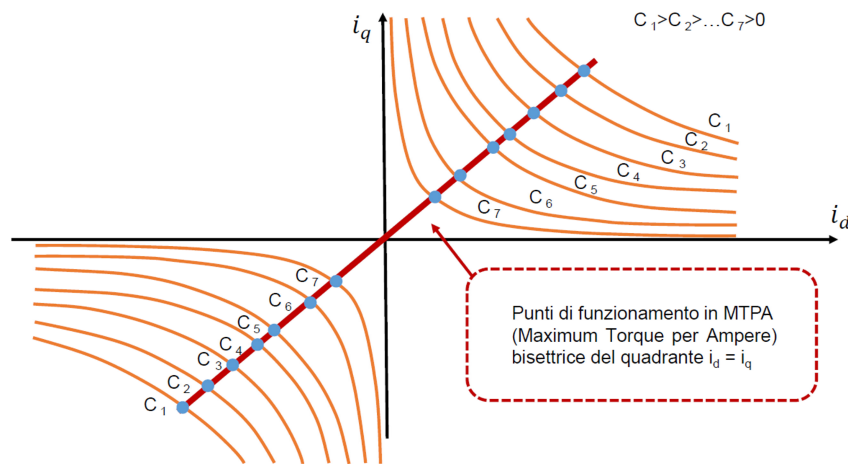
$$\nabla\Lambda(i_d, i_q, \lambda) = \bar{0} \implies i_q = i_d = \pm \frac{|\bar{i}|}{\sqrt{2}}\quad (38)$$

Si è dunque ricavata la condizione di massima coppia per corrente impressa, ovvero la curva MTPA (*Maximum Torque Per Ampere*). Nel piano delle correnti è la bisettrice del primo e terzo quadrante.

Con riferimento all'equazione (16), nel sistema di riferimento scelto si ha $\bar{i}_R = \bar{i}_S^*$; la MTPA si può dunque interpretare geometricamente come la condizione di quadratura tra il vettore di spazio delle correnti di rotore ed il vettore di spazio delle correnti di statore (figura 3-3).



3-3 Condizione di quadratura tra le correnti



3-4 Curve a coppia costante e punti di funzionamento in MTPA³⁵

A causa del collegamento in serie, la curva MTPA è quella che, a parità di coppia, minimizza le correnti sia di statore che di rotore, e dunque anche le perdite Joule, in base all'equazione (25): ciò implica che, per data velocità di rotazione, la curva MTPA coincide anche con la condizione di massima efficienza³⁶. Dato che inoltre flussi magnetici sono determinati istantaneamente dalle correnti di alimentazione, è possibile creare un sistema di controllo in cui si persegue la condizione di massima efficienza senza penalizzare la dinamica dell'azionamento in modo sensibile, come verrà mostrato in dettaglio nel prosieguo della trattazione.

3.4. Limite di tensione

Nelle macchine elettriche esiste una tensione massima di tenuta dei materiali isolanti: tuttavia tale tensione è in genere molto elevata e nella gran parte degli azionamenti elettrici tale valore è superiore alla massima tensione che può fornire il convertitore. In caso contrario significa in genere che l'azionamento è dimensionato male: l'inverter dovrebbe operare a basso carico.

³⁵ (Mengoni, Materiale didattico del corso di "Azionamenti Elettrici LM", A.A. 2019/2020, 2019)

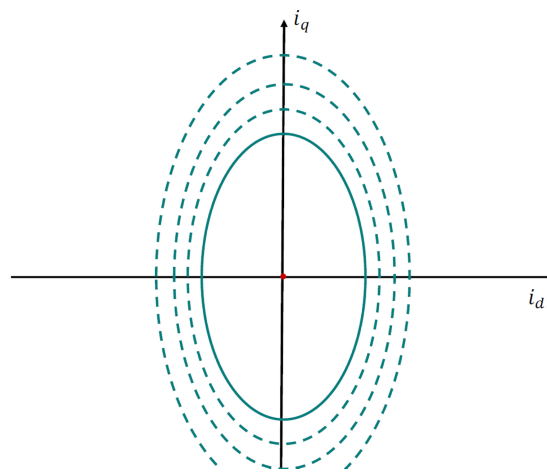
³⁶ Si trascurano le perdite nel ferro.

Senza addentrarsi nella teoria dei vettori di spazio applicata agli inverter trifase, basta sapere che, per una tensione V_i del bus DC, in regime simmetrico e sinusoidale si ha:

$$|\bar{v}| \leq V_{MAX} = \frac{V_i}{\sqrt{3}} \Leftrightarrow v_d^2 + v_q^2 \leq V_{MAX}^2 \quad (39)$$

Mettendo a sistema l'equazione (39) con l'equazione delle tensioni in forma semplificata (34) si ottiene il limite di tensione:

$$\frac{i_d^2}{\left(\frac{2V_{MAX}}{L_d \omega_{me}}\right)^2} + \frac{i_q^2}{\left(\frac{2V_{MAX}}{L_q \omega_{me}}\right)^2} \leq 1 \quad (40)$$



3-5 Limite di tensione³⁷

Sul piano delle correnti i_d-i_q il limite di tensione è costituito da un'ellisse, centrata nell'origine degli assi, con un rapporto tra i semiassi pari al rapporto di anisotropia indotta $\frac{L_d}{L_q}$: il semiasse verticale è dunque maggiore del semiasse orizzontale. Al crescere della velocità di rotazione della macchina l'ellisse collassa verso l'origine del piano: ciò significa che nel modello a parametri concentrati la macchina è in

³⁷ (Mengoni, Materiale didattico del corso di "Azionamenti Elettrici LM", A.A. 2019/2020, 2019)

grado di raggiungere una velocità tendente all'infinito, con la coppia che tende a zero.

3.5. Limiti di flusso

Generalmente le macchine asincrone sono dimensionate in modo tale che, in condizioni nominali di funzionamento, la macchina sia prossima alla saturazione del circuito magnetico.

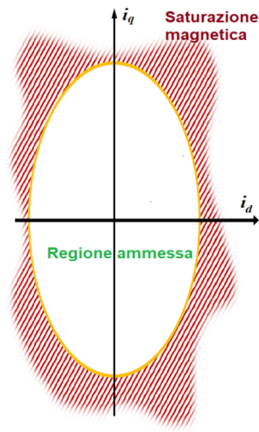
È quindi di fondamentale importanza, per l'analisi delle prestazioni limite nonché per l'implementazione del sistema di controllo, identificare sul piano i_d-i_q quali sono le correnti che portano la macchina a saturare il nucleo ferromagnetico.

Il limite di flusso statorico e il limite di flusso rotorico sono modellati come un limite massimo sul valore assoluto dei vettori di spazio dei flussi corrispondenti:

$$\begin{cases} |\overline{\phi}_S| \leq \Phi_{S_{MAX}} \\ |\overline{\phi}_R| \leq \Phi_{R_{MAX}} \end{cases} \quad (41)$$

Mettendo a sistema con l'equazione dei flussi statorici (21) si ottiene il limite di flusso statorico:

$$\frac{i_d^2}{\left(\frac{\Phi_{S_{MAX}}}{L_S + M}\right)^2} + \frac{i_q^2}{\left(\frac{\Phi_{S_{MAX}}}{L_S - M}\right)^2} \leq 1 \quad (42)$$



3-6 Limite di flusso statorico

Sul piano delle correnti i_d - i_q il limite di flusso statorico è costituito da un'ellisse, centrata nell'origine degli assi, con un rapporto tra i semiassi pari a $\left| \frac{L_S+M}{L_S-M} \right|$; il semiasse verticale è dunque maggiore del semiasse orizzontale.

A partire dalle equazioni (29) e (42) è possibile ricavare una prima limitazione alla coppia massima ottenibile dalla macchina in condizioni di sovraccarico termico.

Il procedimento è analogo a quello utilizzato in 3.3 per la determinazione della MTPA. Si prendano la curva di coppia e una funzione identicamente nulla ricavata dal limite di flusso:

$$\begin{cases} C_{em}(i_d, i_q) = 3pMi_d i_q \\ \Psi(i_d, i_q) \stackrel{\text{def}}{=} (L_S + M)^2 i_d^2 + (L_S - M)^2 i_q^2 - |\Phi_S|^2 \end{cases} \quad (43)$$

Si definisce la funzione lagrangiana:

$$\Lambda(i_d, i_q, \lambda) \stackrel{\text{def}}{=} C_{em}(i_d, i_q) - \lambda \Psi(i_d, i_q) \quad (44)$$

Si trova dunque il luogo dei punti per cui si annullano le derivate parziali della funzione lagrangiana:

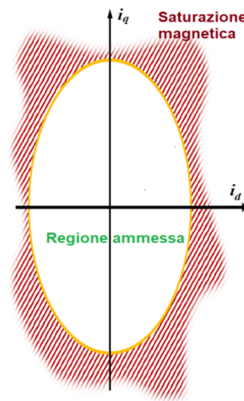
$$\nabla\Lambda(i_d, i_q, \lambda) = \bar{0} \Rightarrow \begin{cases} i_d = \pm \frac{|\bar{\phi}_s|}{\sqrt{2}|L_S + M|} \\ i_q = \pm \frac{|\bar{\phi}_s|}{\sqrt{2}|L_S - M|} \end{cases} \quad (45)$$

Sostituendo i valori ottenuti nell'equazione della coppia, e imponendo la condizione di flusso statorico massimo, si trova una prima limitazione alla coppia di picco che può essere erogata dalla macchina in condizione di sovraccarico termico:

$$C_{emPEAK} \leq \frac{3}{2} p M \frac{\Phi_{Smax}^2}{|L_S^2 - M^2|} \quad (46)$$

Mettendo a sistema l'equazione (41) con l'equazione dei flussi rotorici (23) si ottiene il limite di flusso rotorico:

$$\frac{i_d^2}{\left(\frac{\Phi_{RMAX}}{L_R + M}\right)^2} + \frac{i_q^2}{\left(\frac{\Phi_{RMAX}}{M - L_R}\right)^2} \leq 1 \quad (47)$$



3-7 Limite di flusso rotorico

Sul piano delle correnti i_d - i_q anche il limite di flusso rotorico è costituito da un'ellisse, centrata nell'origine degli assi, ma con un

rapporto tra i semiassi pari a $\left| \frac{L_R+M}{M-L_R} \right|$, dunque in generale diverso dal limite di flusso statorico: il semiasse verticale è anche in questo caso maggiore del semiasse orizzontale.

A partire dalle equazioni (29) e (47) è possibile ricavare una seconda limitazione alla coppia massima ottenibile dalla macchina in condizioni di sovraccarico termico³⁸:

$$C_{em_PEAK} \leq \frac{3}{2} p M \frac{\Phi_{Rmax}^2}{|L_R^2 - M^2|} \quad (48)$$

La massima coppia di picco ottenibile dalla macchina in condizioni di linearità del circuito magnetico³⁹ può dunque essere limitata sia dalla saturazione magnetica dello statore che dalla saturazione magnetica del rotore⁴⁰.

3.6. Coppia nominale e velocità di primo e secondo indebolimento di campo

Le macchine elettriche possono operare, in base alla velocità di rotazione, in tre regioni di funzionamento:

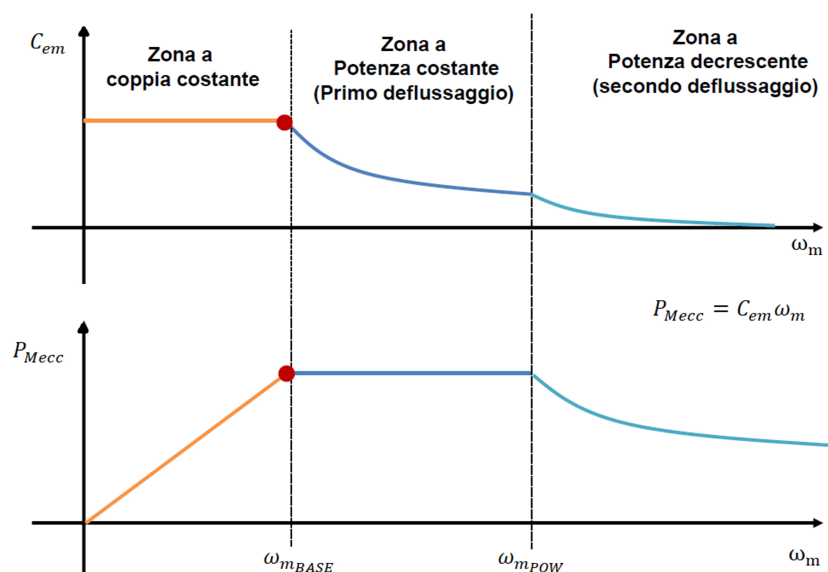
- la zona a coppia costante, o a flusso costante;
- la zona a potenza costante, o di primo deflussaggio;
- la zona a potenza decrescente, o di secondo deflussaggio.

³⁸ Il procedimento è identico a quello utilizzato per il flusso statorico, con i moltiplicatori di Lagrange. Anche le equazioni sono uguali: basta sostituire L_S con L_R e $|\overline{\phi_S}|^2$ con $|\overline{\phi_R}|^2$.

³⁹ Nel capitolo dedicato alle prove sperimentali si vedrà come la macchina possa operare anche in presenza di saturazione del circuito magnetico: rispetto al motore asincrono con il rotore in cortocircuito non esiste il problema di identificare l'orientamento del flusso, poiché le equazioni sono scritte in un sistema di riferimento ricavato dalla posizione del rotore.

⁴⁰ In (Ho & Sen, 1989) si arrivava ad un'espressione della coppia di picco analoga all'equazione (46) e si giungeva alla conclusione che scegliendo $L_S = M$ si potesse ottenere una coppia di picco infinita: non viene però considerato che la saturazione magnetica può interessare anche il rotore e non solo lo statore.

In 3.4 è già stato detto che la macchina è in grado di raggiungere, nel modello matematico a parametri concentrati, una velocità infinita con coppia tendente a zero. Gli andamenti qualitativi della coppia e della potenza massima attesi sono indicati in figura 3-8.



3-8 Zone di funzionamento di una macchina elettrica⁴¹

Si considera una macchina in cui esiste un'intersezione tra i limiti di flusso e il limite di corrente e in cui nessuno dei due limiti di flusso è interamente racchiuso all'interno del limite di corrente⁴².

Nel caso in cui entrambi i limiti di flusso fossero esterni rispetto al punto di intersezione tra la MTPA e il limite di corrente, la velocità di base (la velocità cioè in cui inizia la zona di primo deflussaggio) è data dalla soluzione rispetto a ω_m di un sistema di equazioni in cui compaiono la curva MTPA, il limite di corrente ed il limite di tensione:

⁴¹ (Mengoni, Materiale didattico del corso di "Azionamenti Elettrici LM", A.A. 2019/2020, 2019)

⁴² Come si vedrà nel prosieguo questa condizione non è sempre verificata nel caso in cui si scelga una macchina progettata per operare con il rotore chiuso in cortocircuito: non è generalmente conveniente utilizzare una macchina che non rispetta questa condizione per un collegamento con rotore in serie.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d^2 + i_q^2 = I_{MAX}^2 \\ i_q = i_d \\ \frac{i_d^2}{\left(\frac{2V_{MAX}}{L_d \omega_{me}}\right)^2} + \frac{i_q^2}{\left(\frac{2V_{MAX}}{L_q \omega_{me}}\right)^2} = 1 \\ \omega_m = \frac{\omega_{me}}{p} \end{array} \right. \quad (49)$$

Si ottiene:

$$\omega_{m1} = \frac{2\sqrt{2}}{p} \frac{V_{MAX}}{I_{MAX} \sqrt{L_d^2 + L_q^2}} \quad (50)$$

Sostituendo i valori delle correnti nell'espressione della coppia si ricava un limite superiore alla coppia massima che la macchina può erogare in condizioni nominali di funzionamento:

$$C_{em1} = \frac{3}{8} p (L_d - L_q) I_{MAX}^2 \quad (51)$$

Nel caso in cui le correnti relative all'intersezione tra la MTPA e il limite in corrente non soddisfacessero il limite di flusso statorico la velocità base è limitata inferiormente dalla soluzione rispetto a ω_m di un sistema di equazioni analogo al precedente, ma in cui la condizione MTPA è sostituita dal limite di flusso:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d^2 + i_q^2 = I_{MAX}^2 \\ i_d^2 (L_S + M)^2 + i_q^2 (L_S - M)^2 = \Phi_{S_{MAX}}^2 \\ i_d^2 (L_S + L_R + 2M)^2 + i_q^2 (L_S + L_R - 2M)^2 = \frac{4V_{MAX}^2}{\omega_{me}^2} \\ \omega_m = \frac{\omega_{me}}{p} \end{array} \right.$$

Si ottiene:

$$\omega_{m_2} = \frac{2V_{MAX}}{p} \sqrt{\frac{L_S}{I_{MAX}^2(L_R^2 L_S - I_S^2 - 2L_R M^2 + 2L_S M^2) + 2(L_R + L_S)\Phi_{S_{MAX}}^2}} \quad (52)$$

Sostituendo i valori delle correnti nell'espressione della coppia si ricava un limite superiore alla coppia massima che la macchina può erogare in condizioni nominali di funzionamento:

$$C_{em_2} = \frac{3}{4}p \frac{\sqrt{(\Phi_{S_{MAX}}^2 - (L_S - M)^2 I_{MAX}^2)((L_S + M)^2 I_{MAX}^2 - \Phi_{S_{MAX}}^2)}}{L_S} \quad (53)$$

Analogamente, la velocità base può essere limitata inferiormente dal limite di flusso rotorico. Occorre risolvere rispetto a ω_m il seguente sistema di equazioni:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d^2 + i_q^2 = I_{MAX}^2 \\ i_d^2(L_R + M)^2 + i_q^2(M - L_R)^2 = \Phi_{R_{MAX}}^2 \\ i_d^2(L_S + L_R + 2M)^2 + i_q^2(L_S + L_R - 2M)^2 = \frac{4V_{MAX}^2}{\omega_{me}^2} \\ \omega_m = \frac{\omega_{me}}{p} \end{array} \right.$$

Si ottiene:

$$\omega_{m_3} = \frac{2V_{MAX}}{p} \sqrt{\frac{L_R}{I_{MAX}^2(L_S^2 L_R - I_R^2 - 2L_S M^2 + 2L_R M^2) + 2(L_R + L_S)\Phi_{R_{MAX}}^2}} \quad (54)$$

Sostituendo i valori delle correnti nell'espressione della coppia si ricava un limite superiore alla coppia nominale:

$$C_{em_3} = \frac{3}{4}p \frac{\sqrt{(\Phi_{R_{MAX}}^2 - (L_R - M)^2 I_{MAX}^2)((L_R + M)^2 I_{MAX}^2 - \Phi_{R_{MAX}}^2)}}{L_R} \quad (55)$$

Il valore della velocità di primo deflussaggio è sempre dato dal valor massimo tra le tre espressioni ricavate in (50), (52) e (54):

$$\omega_{m_{BASE}} = \text{Max}\{\omega_{m_1}; \omega_{m_2}; \omega_{m_3}\} \quad (56)$$

Analogamente, il valore della coppia nominale è sempre dato dal valor minimo tra le tre espressioni (51), (53) e (55):

$$C_{em_{RATED}} = \text{Min}\{C_{em_1}; C_{em_2}; C_{em_3}\} \quad (57)$$

Come già evidenziato in 3.4 al crescere della velocità di rotazione il limite più stringente alle prestazioni della macchina è dato dal limite in tensione, che si esplica in un limite alla coppia massima che la macchina può erogare per data velocità. Nella teoria degli azionamenti elettrici la condizione di coppia massima per data tensione prende il nome di MTPV (*Maximum Torque Per Volt*).

Per il calcolo della condizione MTPV si utilizza ancora una volta il metodo dei moltiplicatori di Lagrange: si riporta l'equazione della coppia e esprime il vincolo di tensione come funzione identicamente nulla:

$$\begin{cases} C_{em}(i_d, i_q) = \frac{3}{4}p(L_d - L_q)i_d i_q \\ \Omega(i_d, i_q) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{L_d^2 i_d^2 \omega_{me}^2}{4} + \frac{L_q^2 i_q^2 \omega_{me}^2}{4} - |\bar{v}|^2 \end{cases} \quad (58)$$

Si definisce la funzione lagrangiana:

$$\Lambda(i_d, i_q, \lambda) \stackrel{\text{def}}{=} C_{em}(i_d, i_q) - \lambda \Omega(i_d, i_q) \quad (59)$$

Si trova dunque il luogo dei punti per cui si annullano le derivate parziali della funzione lagrangiana:

$$\nabla \Lambda(i_d, i_q, \lambda) = \bar{0} \implies \begin{cases} i_d = \pm \frac{\sqrt{2} |\bar{v}|}{L_d \omega_{me}} \\ i_q = \pm \frac{\sqrt{2} |\bar{v}|}{L_q \omega_{me}} \end{cases} \quad (60)$$

Al variare del valore assoluto del vettore di spazio della tensione di alimentazione, la MTPV prende, nel piano delle correnti, la forma di una retta passante per l'origine degli assi con coefficiente angolare pari al coefficiente di anisotropia indotta $\frac{L_d}{L_q}$.

$$i_{q_{MTPV}} = \frac{L_d}{L_q} i_d \quad (61)$$

Per ricavare la velocità di secondo deflussaggio occorre risolvere rispetto a ω_m un sistema di equazioni che include la condizione MTPV, il limite di corrente e il limite di tensione:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_d^2 + i_q^2 = I_{MAX}^2 \\ i_q = \frac{L_d}{L_q} i_d \\ \frac{i_d^2}{\left(\frac{2V_{MAX}}{L_d \omega_{me}}\right)^2} + \frac{i_q^2}{\left(\frac{2V_{MAX}}{L_q \omega_{me}}\right)^2} = 1 \\ \omega_m = \frac{\omega_{me}}{p} \end{array} \right. \quad (62)$$

Si ottiene infine:

$$\omega_{m_{POW}} = \frac{\sqrt{2}}{p} \frac{V_{MAX} \sqrt{L_d^2 + L_q^2}}{I_{MAX} L_d L_q} = \frac{\sqrt{2}}{p} \frac{V_{MAX} \sqrt{1 + \left(\frac{L_d}{L_q}\right)^2}}{I_{MAX} L_d} \quad (63)$$

Si è voluto evidenziare come la velocità di secondo deflussaggio, e dunque l'intervallo di velocità a potenza costante, ha una correlazione con il rapporto $\frac{L_d}{L_q}$, come accade nelle macchine sincrone a riluttanza.

3.7. Formulazione analitica dei parametri prestazionali

Si è voluto ottenere, con le semplificazioni finora adottate e trascurando le perdite nel ferro, per attrito e ventilazione, una formulazione analitica delle prestazioni massime ottenibili dalla macchina in funzione della velocità di rotazione: facendo ciò si è ottenuto un *feedback* sul comportamento del sistema nelle simulazioni numeriche e sono state inoltre confrontate con le misure ottenute sperimentalmente.

Si considera per semplicità una macchina in cui i limiti di flusso sono esterni al punto di intersezione tra la MTPA e il limite in corrente. Mettendo a sistema il limite in tensione con il limite in corrente e la MTPV si ricava, al variare della velocità di rotazione, i valori che deve assumere la corrente i_d per far erogare alla macchina la massima coppia:

$$i_{d_{MT}} = \begin{cases} \frac{I_{MAX}}{\sqrt{2}}, & 0 \leq \omega_m < \omega_{m_{BASE}} \\ \sqrt{\frac{4V_{MAX}^2 - I_q^2 I_{MAX}^2}{p^2 \omega_m^2 - L_d^2 - I_q^2}}, & \omega_{m_{BASE}} \leq \omega_m < \omega_{m_{POW}} \\ \frac{\sqrt{2}V_{MAX}}{L_d p \omega_m}, & \omega_m \geq \omega_{m_{POW}} \end{cases} \quad (64)$$

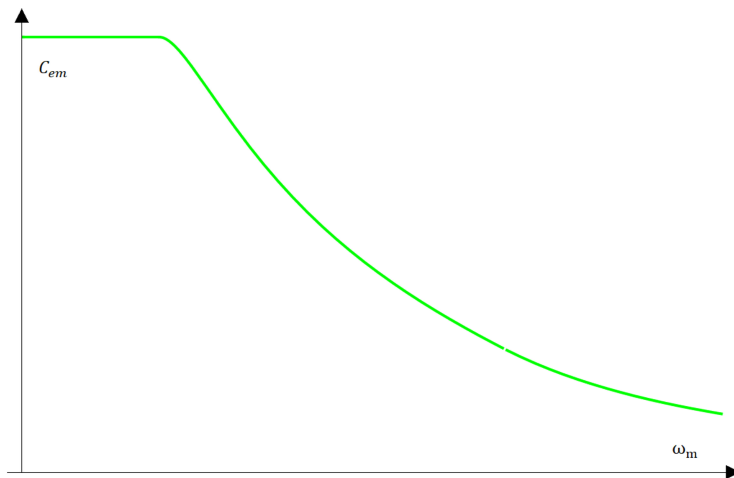
$$i_{q_{MT}} = \begin{cases} \frac{I_{MAX}}{\sqrt{2}}, & 0 \leq \omega_m < \omega_{m_{BASE}} \\ \sqrt{\frac{4V_{MAX}^2 - L_d^2 I_{MAX}^2}{p^2 \omega_m^2 - L_d^2 - I_q^2}}, & \omega_{m_{BASE}} \leq \omega_m < \omega_{m_{POW}} \\ \frac{\sqrt{2}V_{MAX}}{L_q p \omega_m}, & \omega_m \geq \omega_{m_{POW}} \end{cases} \quad (65)$$



3-9 Funzione analitica delle correnti di coppia massima

Sostituendo le correnti nell'equazione della coppia si ottiene:

$$C_{em} = \begin{cases} \frac{3}{8} p I_{MAX}^2 (L_d - L_q), & 0 \leq \omega_m < \omega_{mBASE} \\ \frac{3p}{4(L_d + L_q)} \sqrt{\left(\frac{4V_{MAX}^2}{p^2 \omega_m^2} - l_q^2 I_{MAX}^2\right) \left(\frac{4V_{MAX}^2}{p^2 \omega_m^2} - l_d^2 I_{MAX}^2\right)}, & \omega_{mBASE} \leq \omega_m < \omega_{mPOW} \\ \frac{3(L_d - L_q) V_{MAX}^2}{2L_d L_q p \omega_m^2}, & \omega_m \geq \omega_{mPOW} \end{cases} \quad (66)$$

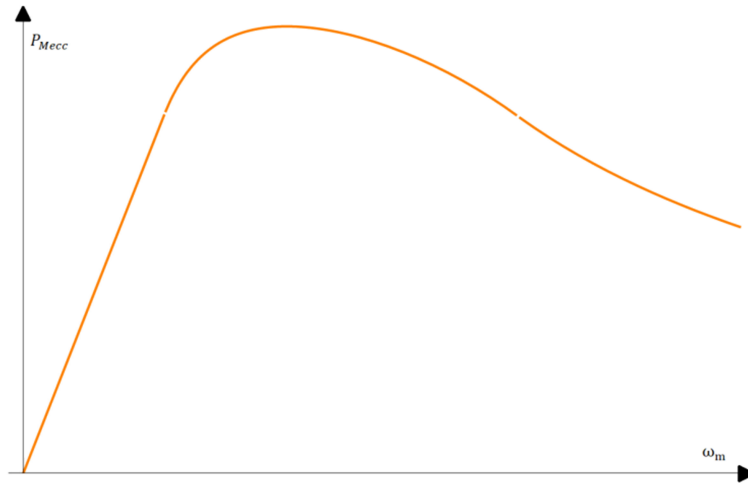


3-10 Formulazione analitica della coppia massima

La coppia è dunque costante fino alla velocità nominale, e dopo la velocità di secondo deflussaggio scende con legge $\frac{1}{\omega_m^2}$.

Moltiplicando per ω_m si ottiene la potenza meccanica massima:

$$P_{MAX} = \begin{cases} \frac{3}{8} p \omega_m I_{MAX}^2 (L_d - L_q), & 0 \leq \omega_m < \omega_{mBASE} \\ \frac{3p\omega_m}{4(L_d + L_q)} \sqrt{\left(\frac{4V_{MAX}^2}{p^2\omega_m^2} - I_q^2 I_{MAX}^2\right) \left(\frac{4V_{MAX}^2}{p^2\omega_m^2} - I_d^2 I_{MAX}^2\right)}, & \omega_{mBASE} \leq \omega_m < \omega_{mPOW} \\ \frac{3(L_d - L_q)V_{MAX}^2}{2L_d L_q p \omega_m}, & \omega_m \geq \omega_{mPOW} \end{cases} \quad (67)$$

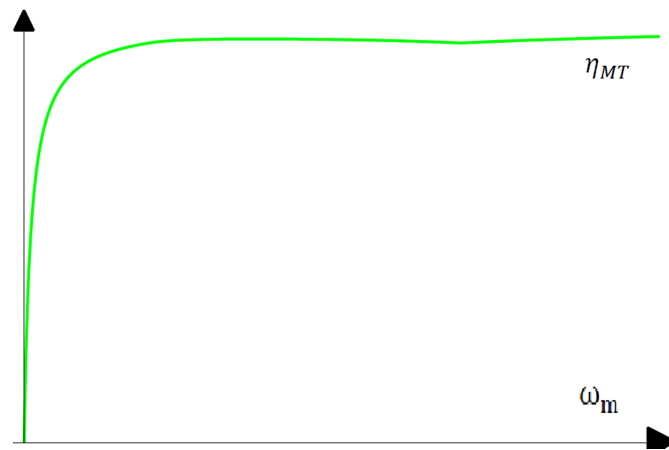


3-11 Formulazione analitica della potenza massima

Considerando infine solo le perdite Joule si ricava una espressione analitica del rendimento della macchina nella condizione di massima coppia in funzione della velocità di rotazione⁴³:

$$\eta_{MT} = \frac{P_{MAX}}{P_{MAX} + \frac{3}{2} R (i_{dMT}^2 + i_{qMT}^2)} \quad (68)$$

⁴³ Si sceglie di non riportare la formula completa per economia della trattazione.



3-12 Rendimento in corrispondenza della massima coppia

4. Vincoli di progetto di una macchina con rotore in serie e confronto analitico delle prestazioni ottenibili rispetto ad un asincrono standard

4.1. Ottimizzazione del rapporto tra le induttanze di statore e rotore

Come già detto in 2.4, le equazioni fondamentali della macchina con rotore in serie si possono ricondurre a quelle di una macchina sincrona a riluttanza. In tali macchine, per la massimizzazione della densità di coppia, del fattore di potenza e delle prestazioni in generale è necessario ottenere un rapporto di anisotropia (*Saliency Factor*) il più elevato possibile⁴⁴. Si dimostrerà che nella macchina con rotore in serie tale rapporto dipende essenzialmente dalla qualità e dalle dimensioni della macchina, ma soprattutto dal rapporto tra l'induttanza rotorica e l'induttanza statorica.

Si introduce il coefficiente di dispersione totale, un parametro adimensionale comunemente utilizzato nelle macchine asincrone per tener conto dei flussi magnetici dispersi:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_S L_R} \quad 0 < \sigma < 1 \quad (69)$$

Si definisce il rapporto tra la radice quadrata dell'induttanza rotorica e la radice quadrata dell'induttanza statorica:

$$\zeta \stackrel{\text{def}}{=} \sqrt{\frac{L_R}{L_S}} \implies L_R = \zeta^2 L_S \quad (70)$$

Da cui si ricava:

$$M = \sqrt{(1 - \sigma)L_S L_R} = \zeta L_S \sqrt{1 - \sigma} \quad (71)$$

⁴⁴ (W. & B., 2017)

Si vuole dunque massimizzare il rapporto $\frac{L_d}{L_q}$ a parità σ , che dipende unicamente dalla qualità e dalle dimensioni della macchina. Si ha:

$$\frac{L_d}{L_q}(\zeta, \sigma) = \frac{1 + \zeta^2 + 2\zeta\sqrt{1-\sigma}}{1 + \zeta^2 - 2\zeta\sqrt{1-\sigma}} \quad (72)$$

Questa volta per trovare il valore di ζ che massimizza il rapporto di anisotropia indotta non c'è bisogno di utilizzare il metodo dei moltiplicatori di Lagrange: è sufficiente uguagliare a zero la derivata rispetto a ζ di $\frac{L_d}{L_q}$, poiché gli zeri della derivata sono indipendenti da σ :

$$\frac{\partial \left(\frac{L_d}{L_q} \right)}{\partial \zeta} = \frac{-4(\zeta + 1)(\zeta - 1)\sqrt{1-\sigma}}{(1 + \zeta^2 - 2\zeta\sqrt{1-\sigma})^2} = 0 \implies \zeta = \pm 1 \quad (73)$$

La soluzione $\zeta = -1$ è incompatibile con la definizione di ζ . Si è quindi dimostrato che un dimensionamento ottimale della macchina impone che le induttanze di statore e rotore siano perfettamente uguali⁴⁵.

Questa scelta determina inoltre alcune semplificazioni nelle equazioni della macchina in quanto permette di scrivere anche i limiti di flusso in funzione di L_d e L_q . Procedendo con ordine, si ha:

$$\begin{cases} L'_R = L_S \\ M' = L_S\sqrt{1-\sigma} \end{cases} \quad (74)$$

Da cui:

$$\begin{cases} L'_d = L_S + L'_R + 2M' = L_S(2 + 2\sqrt{1-\sigma}) \\ L'_q = L_S + L'_R - 2M' = L_S(2 - 2\sqrt{1-\sigma}) \end{cases} \quad (75)$$

Si ottiene:

⁴⁵Questo risultato è lievemente diverso da quanto scritto in (Ho & Sen, 1989), dove viene detto che per un dimensionamento ottimale bisogna imporre $L_S = M$.

$$\frac{L'_d}{L'_q} = \frac{1 + \sqrt{1 - \sigma}}{1 - \sqrt{1 - \sigma}} \quad (76)$$

È impossibile eliminare del tutto i flussi dispersi (in quel caso si avrebbe un rapporto tendente a infinito): tuttavia, prendendo in letteratura parametri di macchine reali con rotore avvolto, si verifica facilmente che tale rapporto è circa di un ordine di grandezza superiore rispetto al rapporto di anisotropia ottenibile tecnologicamente in una macchina sincrona a riluttanza.

Le equazioni dei flussi di statore diventano:

$$\begin{cases} \phi_{Sd} = (L_S + M')i_d = L_S(1 + \sqrt{1 - \sigma})i_d = \frac{L'_d}{2}i_d \\ \phi_{Sq} = (L_S - M')i_q = L_S(1 - \sqrt{1 - \sigma})i_q = \frac{L'_q}{2}i_q \end{cases} \quad (77)$$

Le equazioni dei flussi di rotore diventano:

$$\begin{cases} \phi_{Rd} = (L'_R + M')i_d = L_S(1 + \sqrt{1 - \sigma})i_d = \frac{L'_d}{2}i_d \\ \phi_{Rq} = (M' - L'_R)i_q = L_S(1 - \sqrt{1 - \sigma})i_q = -\frac{L'_q}{2}i_q \end{cases} \quad (78)$$

In forma vettoriale si può scrivere:

$$\overline{\phi'_S} = \overline{\phi'_{R^*}} \quad (79)$$

Le ellissi dei limiti di flusso di statore e rotore hanno lo stesso rapporto tra i semiassi, dunque uno dei due sarà più restrittivo dell'altro in qualunque condizione e sarà l'unico a dover essere considerato:

$$\Phi'_{MAX} = \text{Min}\{\Phi_{Smax}; \Phi_{Rmax}\} \quad (80)$$

L'espressione della coppia di picco in condizioni di linearità del circuito magnetico diventa:

$$C_{em'PEAK} = \frac{3}{2} p (L'_d - L'_q) \frac{\Phi'^2_{MAX}}{L'_d L'_q} \quad (81)$$

Il rapporto tra i semiassi del limite di flusso coincide inoltre con il rapporto dei semiassi dell'ellisse del limite di tensione, dunque in corrispondenza della velocità nominale i limiti sono esattamente coincidenti: il sovraccarico di coppia massimo ottenibile coincide con il sovraccarico sulla potenza nominale.

Anche la velocità nominale assume una forma molto più semplice:

$$\omega_{m'BASE} = Max \left[\begin{array}{c} \frac{2\sqrt{2}}{p} \frac{V_{MAX}}{I_{MAX} \sqrt{L'^2_d + L'^2_q}} \\ \frac{V_{MAX}}{p \Phi'_{MAX}} \end{array} \right]^T \quad (82)$$

Analogamente, anche la coppia nominale si può scrivere solo in funzione di L'_d e L'_q :

$$C'_{emRATED} = Min \left[\begin{array}{c} \frac{3}{8} p (L'_d - L'_q) I_{MAX}^2 \\ \frac{3}{4} p \frac{\sqrt{(4\Phi_{MAX}^2 - L_q^2 I_{MAX}^2)(L_d'^2 I_{MAX}^2 - 4\Phi_{MAX}^2)}}{L'_d + L'_q} \end{array} \right]^T \quad (83)$$

Volendo, in questa configurazione si può scrivere la velocità di secondo deflussaggio in funzione del coefficiente di dispersione totale:

$$\omega_{mPOW} = \frac{\sqrt{2 - \sigma}}{p} \frac{V_{MAX}}{I_{MAX} L_s \sigma} \quad (84)$$

Come si può notare, la velocità a cui termina la zona a potenza costante tende all'infinito per σ che tende a zero, come per la macchina asincrona con rotore in cortocircuito.

4.2. Equazioni fondamentali per la macchina con rotore in cortocircuito

Il dimensionamento della macchina con le induttanze statoriche e rotoriche uguali non è anomalo o del tutto infrequente in azionamenti ad alte prestazioni che utilizzano macchine asincrone con rotore in cortocircuito: il rapporto di trasformazione è infatti un grado di libertà nella progettazione di una macchina asincrona.

Si può dunque legittimamente impostare un confronto analitico tra le prestazioni ottenibili con entrambi i collegamenti per poter fare una previsione di massima dei vantaggi o degli svantaggi che si avrebbero con collegamento in serie con una macchina progettata *ad hoc*, imponendo le induttanze di statore e rotore uguali senza che questa condizione possa essere considerata penalizzante per l'azionamento con rotore in cortocircuito.

Le equazioni di una macchina asincrona con rotore in cortocircuito, nel sistema di riferimento del flusso rotorico, in condizione di regime stazionario, trascurando la caduta di tensione sulla resistenza statorica e imponendo le induttanze di statore e rotore uguali sono⁴⁶:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd_{IM}} = -\omega\sigma L_S i_{sq_{IM}} \\ v_{sq_{IM}} = \omega L_S i_{sd_{IM}} \\ \phi_{Rd_{IM}} = M i_{sd_{IM}} = L_S \sqrt{1-\sigma} i_{sd_{IM}} \\ C_{IM} = \frac{3}{2} p \frac{M'^2}{L'_R} i_{sd_{IM}} i_{sq_{IM}} = \frac{3}{2} p L_S (1-\sigma) i_{sd_{IM}} i_{sq_{IM}} \end{array} \right. \quad (85)$$

⁴⁶ Per il confronto si utilizza il pedice IM (*Induction Machine*) per indicare il motore asincrono con rotore in cortocircuito, il pedice RS per indicare il rotore in serie.

4.3. Maximum Torque Per Ampere

Si considerino entrambe le macchine operanti in condizione MTPA. Le espressioni della coppia elettromagnetica sono:

$$\begin{cases} C_{IM_{MTPA}} = \frac{3}{4} p L_S (1 - \sigma) |\bar{i}|^2 \\ C_{RS_{MTPA}} = \frac{3}{2} p L_S \sqrt{1 - \sigma} |\bar{i}|^2 \end{cases} \quad (86)$$

Si ha:

$$\frac{C_{RS_{MTPA}}}{C_{IM_{MTPA}}} = \frac{2}{\sqrt{1 - \sigma}} \approx 2 \quad (87)$$

Considerando che σ è tipicamente dell'ordine dei centesimi, è immediato notare che grazie al collegamento in serie si ottiene poco più del doppio della coppia, a parità di corrente, con entrambe le macchine in condizione MTPA. Ciò non significa però che sia raddoppiata la coppia massima sviluppabile, poiché quella dipende dal flusso massimo ammesso.

4.4. Maximum Torque Per Volt

Sostituendo i valori delle correnti ricavati nell'equazione (60), si ottiene l'espressione della coppia massima erogabile ad elevate velocità, quando la coppia è limitata unicamente dalla tensione applicata. Le equazioni di una macchina a induzione non sono scritte in un sistema di riferimento che ruota alla velocità del rotore: comunque la velocità del campo magnetico ω ne è una buona approssimazione, ed è comunque strettamente superiore a causa dello scorrimento⁴⁷.

⁴⁷ Nel funzionamento da motore.

$$\begin{cases} C_{IM_{MTPV}} = \frac{3}{4} p \frac{|\bar{v}|^2 (1 - \sigma)}{L_S \omega^2 \sigma} \\ \omega \approx \omega_{me} \\ C_{RS_{MTPV}} = \frac{3}{2} p \frac{|\bar{v}|^2 \sqrt{1 - \sigma}}{L_S \omega_{me}^2 \sigma} \end{cases} \quad (88)$$

Considerando che il coefficiente di dispersione totale ha generalmente un valore dell'ordine dei centesimi si ha:

$$\frac{C_{RS_{MTPV}}}{C_{IM_{MTPV}}} \approx \frac{2}{\sqrt{1 - \sigma}} \approx 2 \quad (89)$$

Sia la macchina standard che quella con rotore in cortocircuito sono teoricamente in grado di raggiungere velocità infinita a potenza costante, in assenza di flussi dispersi. Considerando comunque che σ ha un valore molto piccolo, si ottiene circa il doppio della coppia in condizione di MTPV. Inserendo valori realistici del coefficiente di dispersione non ci si discosta molto da questo numero: inoltre, come già detto, la velocità ω del campo magnetico, nel caso del rotore in cortocircuito, è lievemente superiore alla velocità meccanica, dunque è lecito aspettarsi per il collegamento in serie una coppia circa doppia per tensione impressa.

4.5. Velocità massima ottenibile nella zona a potenza costante

La fine della zona a potenza costante può indicare il *range* di velocità in cui un azionamento elettrico è in grado di erogare potenza utile.

Assumiamo per semplicità che, dato che le induttanze di statore e rotore sono uguali, siano uguali anche le correnti di statore e rotore, di modo che la macchina con rotore in serie debba rispettare lo stesso limite di corrente della macchina con rotore in cortocircuito.

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_{me POW_{IM}} \approx \omega_{POW_{IM}} = \frac{V_{MAX} \sqrt{1 + \sigma^2}}{\sqrt{2} I_{MAX} \sigma L_S} \\ \omega_{me POW_{RS}} = \frac{V_{MAX} \sqrt{2 - \sigma}}{I_{MAX} \sigma L_S} \end{array} \right. \quad (90)$$

Analogamente si ottiene:

$$\frac{\omega_{me POW_{RS}}}{\omega_{me POW_{IM}}} \approx \frac{\sqrt{2(2 - \sigma)}}{\sqrt{1 + \sigma^2}} \approx 2 \quad (91)$$

Nell'ipotesi di validità delle semplificazioni adottate è lecito aspettarsi che la macchina con rotore in serie possa raggiungere comunque, nella zona a potenza costante, una velocità circa doppia rispetto alla macchina con rotore in cortocircuito, raddoppiando di fatto il *range* utile di velocità dell'azionamento elettrico. Ciò renderebbe probabilmente la macchina con rotore in serie la tipologia di macchina con la più ampia zona a potenza costante a parità di tensione di alimentazione in senso assoluto.

4.6. Coppia nominale

Si fanno due ulteriori ipotesi semplificative:

- in una macchina con le induttanze statoriche e rotoriche uguali sono circa uguali anche i flussi di statore e di rotore: in questo modo possiamo considerare solo il flusso rotorico;
- per la macchina con rotore in serie, si considera il flusso come generato unicamente dalla corrente di asse "d": infatti il rapporto tra i semiassi del limite di flusso risulta essere molto elevato, come già visto.

Si impone dunque l'uguaglianza tra i flussi di rotore:

$$\begin{cases} \Phi_{R_{MAX}} = M' i_{sd_{IM}} = L_S i_{sd_{IM}} \sqrt{1 - \sigma} \\ \Phi_{R_{MAX}} \approx L_S (1 + \sqrt{1 - \sigma}) i_{d_{RATED_{RS}}} \end{cases} \quad (92)$$

Si ottiene:

$$i_{d_{RATED_{RS}}} \approx i_{sd_{IM}} \frac{\sqrt{1 - \sigma}}{1 + \sqrt{1 - \sigma}} \quad (93)$$

Come si può vedere, per piccoli valori di σ , a parità di flusso rotorico per magnetizzare la macchina con rotore in basta poco più della metà della corrente che serve alla macchina con rotore in cortocircuito: ciò significa che, rispettando lo stesso limite in corrente, la macchina con rotore in serie è in grado di alimentare la macchina con una maggior corrente di asse "q":

$$\begin{cases} i_{sq_{IM}} = \sqrt{I_{MAX}^2 - i_{sd_{IM}}^2} \\ i_{q_{RS}} \approx \sqrt{I_{MAX}^2 - i_{sd_{IM}}^2 \left(\frac{\sqrt{1 - \sigma}}{1 + \sqrt{1 - \sigma}} \right)^2} \end{cases} \quad (94)$$

Si sostituiscono le correnti nell'espressione della coppia:

$$\begin{cases} C_{IM_{RATED}} = \frac{3}{2} p L_S (1 - \sigma) i_{sd_{IM}} \sqrt{I_{MAX}^2 - i_{sd_{IM}}^2} \\ C_{RS_{RATED}} \approx 3 p L_S \sqrt{1 - \sigma} \left(i_{sd_{IM}} \frac{\sqrt{1 - \sigma}}{1 + \sqrt{1 - \sigma}} \right) \sqrt{I_{MAX}^2 - i_{sd_{IM}}^2 \left(\frac{\sqrt{1 - \sigma}}{1 + \sqrt{1 - \sigma}} \right)^2} \end{cases} \quad (95)$$

Si ha:

$$\frac{C_{RS_{RATED}}}{C_{IM_{RATED}}} \approx \frac{2}{(1 + \sqrt{1 - \sigma}) \sqrt{1 - \sigma}} \sqrt{\frac{I_{MAX}^2 - i_{sd_{IM}}^2 \left(\frac{\sqrt{1 - \sigma}}{1 + \sqrt{1 - \sigma}} \right)^2}{I_{MAX}^2 - i_{sd_{IM}}^2}} \quad (96)$$

Considerando che il membro fuori dalla radice ha valore di poco superiore a uno, si ha circa:

$$\frac{C_{RSRATED}}{C_{IMRATED}} \approx \sqrt{\frac{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{i_{sd_{IM}}}{I_{MAX}} \right)^2}{1 - \left(\frac{i_{sd_{IM}}}{I_{MAX}} \right)^2}} \quad (97)$$

Per avere una stima del guadagno minimo di densità di coppia nominale ottenibile con il collegamento in serie si prende cautelativamente un rapporto tra la corrente magnetizzante e la corrente massima che abbia senso in una macchina asincrona con rotore in cortocircuito, in cui $\frac{i_{sd_{IM}}}{I_{MAX}}$ è tipicamente compreso tra il 40% e il 60%.

$$\begin{aligned} \frac{i_{sd_{IM}}}{I_{MAX}} = 40\% &\implies \frac{C_{RSRATED}}{C_{IMRATED}} \approx 106\% \\ \frac{i_{sd_{IM}}}{I_{MAX}} = 60\% &\implies \frac{C_{RSRATED}}{C_{IMRATED}} \approx 120\% \end{aligned} \quad (98)$$

Ci si può dunque aspettare un guadagno sulla densità di coppia, con una macchina progettata *ad hoc*, di oltre il 20% rispetto ad una macchina asincrona con rotore avvolto chiuso in cortocircuito delle stesse dimensioni. Bisogna tuttavia notare che, soprattutto per le piccole potenze, le macchine con rotore avvolto hanno generalmente prestazioni lievemente inferiori rispetto alle macchine a gabbia di scoiattolo: per valutare la competitività della soluzione con rotore in serie in termini di costo e densità di coppia servono ulteriori analisi che vadano oltre le semplificazioni di un modello a parametri concentrati, sebbene quest'ultimo mostri risultati molto incoraggianti.

5. Implementazione del sistema di controllo di velocità

Le considerazioni fatte nei capitoli 3 e 4 hanno come preconditione la presenza di un sistema di controllo funzionante. Come anticipato al capitolo 1, si è scelto di impiegare regolatori lineari PI, implementati su assi rotanti, che sono oggi la soluzione più comunemente utilizzata.

Il sistema di controllo, realizzato in ambiente MATLAB-Simulink, è stato testato e tarato nelle simulazioni numeriche; infine si è proceduto ad adattarlo all'azionamento reale grazie al sistema di prototipazione rapida dSPACE/ControlDesk, che verrà mostrato nel capitolo 7.

Lo scopo del sistema di controllo è di fare in modo che la velocità del motore segua un valore di riferimento, impostato dall'utente.

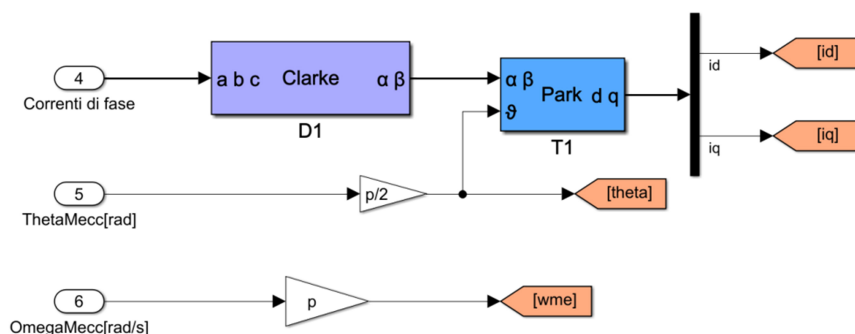
Per realizzare il controllo in retroazione è necessario disporre delle misure di alcune grandezze fondamentali, cioè la tensione del BUS DC, le correnti di fase, la posizione e la velocità del rotore.

5.1. Anello di corrente: compensazione della BEMF e taratura analitica dei regolatori

Che si voglia realizzare un controllo di coppia o di velocità, e qualunque sia la strategia che si vuole perseguire, l'anello più interno di un sistema di controllo ad orientamento di campo deve garantire che le correnti inseguano le correnti di riferimento, definite nel sistema di riferimento rotante.

Alle correnti di fase, misurate da apposite sonde, viene applicata la trasformata di Clarke e la trasformata di Park, in modo da ottenere le correnti di asse "d" e "q". L'angolo utilizzato per la trasformata di Park è quello in cui è scritto il modello matematico della macchina, ovvero $\frac{\theta_{me}}{2}$, in cui θ_{me} è la posizione del rotore in gradi elettrici.

La velocità meccanica, misurata anch'essa dall'encoder, viene moltiplicata per il numero di coppie polari della macchina per ottenere ω_{me} .

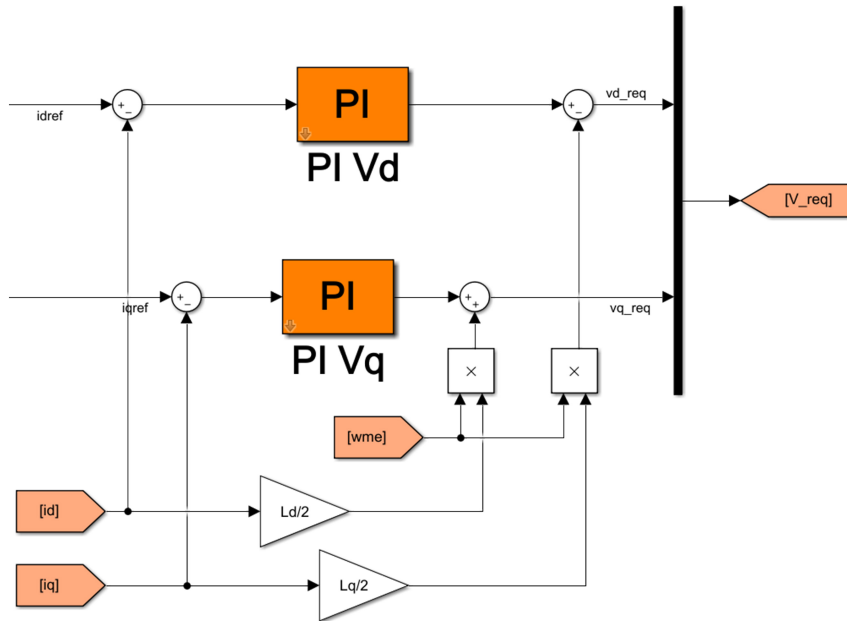


5-1 Sistema di controllo: trasformate di Park e Clarke

Il controllo di corrente ha lo scopo di determinare le tensioni che è necessario applicare ai terminali della macchina al fine di annullare l'errore tra il riferimento di corrente e la corrente misurata.

Per impiegare la teoria del controllo applicata ai sistemi dinamici lineari occorre compensare in avanti i termini della BEMF, come mostrato in 2.5. Si riporta per comodità le equazioni delle tensioni nel sistema di riferimento rotante:

$$\begin{cases} v_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \frac{1}{2} \omega_{me} L_q i_q \\ v_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \frac{1}{2} \omega_{me} L_d i_d \end{cases}$$



5-2 Sistema di controllo: anello di corrente

Grazie alle compensazioni in avanti, mostrate in figura 5-2, e applicata la trasformata di Laplace alle equazioni della tensione, la macchina può essere ricondotta a due funzioni di trasferimento del primo ordine:

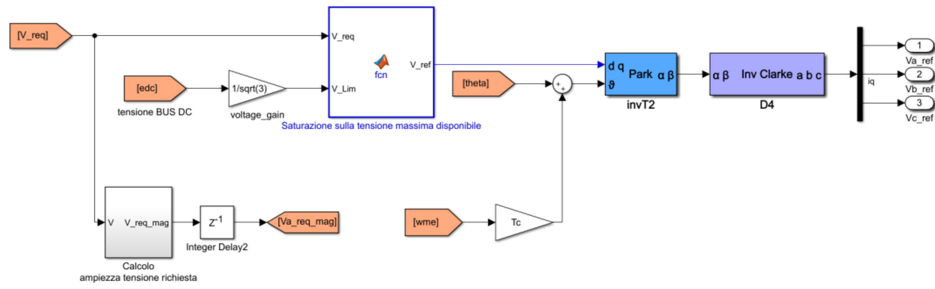
$$\begin{cases} G_{Md} = \frac{1}{R + s L_d} = \frac{1}{R} \frac{1}{1 + s \frac{L_d}{R}} \\ G_{Mq} = \frac{1}{R + s L_q} = \frac{1}{R} \frac{1}{1 + s \frac{L_q}{R}} \end{cases} \quad (99)$$

Le funzioni di trasferimento dei regolatori PI sono:

$$\begin{cases} PI_d = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} = \frac{K_{id}}{s} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} s + 1 \right) \\ PI_q = K_{pq} + \frac{K_{iq}}{s} = \frac{K_{iq}}{s} \left(\frac{K_{pq}}{K_{iq}} s + 1 \right) \end{cases} \quad (100)$$

Sia per le simulazioni che per le prove sperimentali si è scelto di tarare i regolatori di corrente cancellando i poli elettrici della macchina con gli zeri introdotti dai regolatori PI, imponendo:

$$\begin{cases} \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R} \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R} \end{cases} \quad (101)$$



5-3 Sistema di controllo: tensioni di riferimento

Viene dunque misurata l'ampiezza del vettore di spazio delle tensioni richieste (che servirà per il deflussaggio della macchina) e viene operata la saturazione delle tensioni richieste in base all'equazione (39).

Viene applicata la trasformata inversa di Park alle tensioni v_{dREF} e v_{qREF} , avendo cura di compensare il ritardo introdotto dal sistema di controllo, come mostrato in figura 5-3.

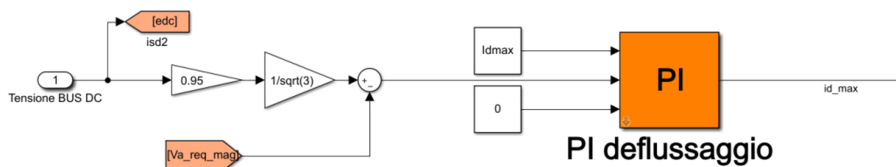
Con la trasformata inversa di Clarke si ottengono quindi i riferimenti delle tensioni di fase, che andranno in ingresso al modulatore che si occupa di definire le funzioni di commutazione degli IGBT dell'inverter.

5.2. Primo deflussaggio

Quando la velocità della macchina è superiore o uguale alla velocità nominale la tensione che l'inverter può fornire al carico non è più sufficiente a far circolare nella macchina la corrente necessaria a garantire la coppia massima.

Poiché L_d è molto maggiore di L_q , la BEMF, che ad alta velocità costituisce il maggior contributo al vettore di spazio della tensione, dipende molto più dalla corrente i_d che dalla corrente i_q : infatti, come spiegato in 3.4, il limite in tensione, sul piano delle correnti, è un'ellisse con il semiasse verticale molto più grande di quello orizzontale.

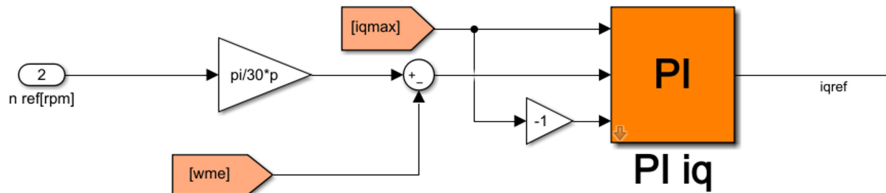
Quando l'ampiezza della tensione richiesta è superiore a quella che l'inverter può fornire è necessario abbassare il riferimento della i_d : a questo serve il regolatore PI di deflussaggio, che ha in ingresso la differenza tra la massima tensione disponibile e la tensione richiesta, secondo l'equazione (39). L'uscita del PI di deflussaggio è saturata inferiormente a zero e superiormente al valore di i_d in condizioni nominali di funzionamento.



5-4 Sistema di controllo: PI di deflussaggio

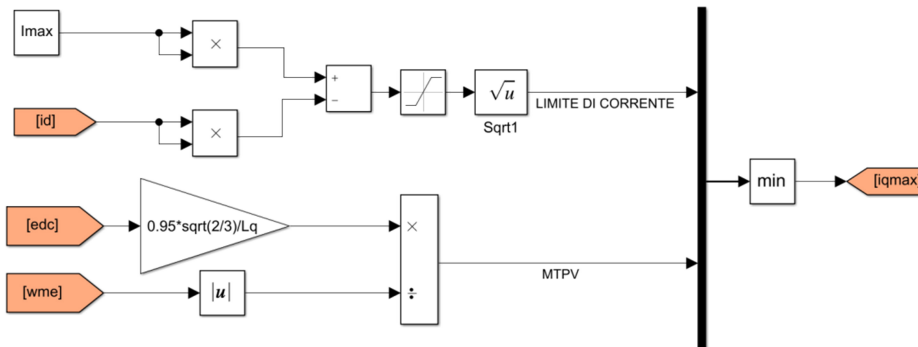
5.3. Regolatore PI di velocità

Il valore della corrente i_q di riferimento è dato dall'uscita del regolatore PI di velocità, che ha come ingresso l'errore tra la velocità di riferimento e la velocità misurata.



5-5 Sistema di controllo: PI di velocità

Per evitare il fenomeno del *windup* e per far rispettare alla macchina il limite di corrente e la condizione MTPV è necessario introdurre una saturazione interna sull'uscita del PI di velocità, corrispondente al valore massimo (in modulo) che la i_q può assumere.



5-6 Sistema di controllo: limitazioni sulla corrente i_q

Il limite in corrente viene ottenuto isolando i_q nell'equazione (35).

Per ricavare la corrente i_q in condizione di *Maximum Torque Per Volt* è possibile utilizzare due metodi diversi. Il primo è quello che lega la i_q alla i_d secondo l'equazione (61), cioè $i_{q_{MTPV}} = \frac{L_d}{L_q} i_d$: tuttavia così

facendo si moltiplica anche gli errori di misura e le oscillazioni della corrente i_d per il rapporto di anisotropia indotta $\frac{L_d}{L_q}$, che per una macchina progettata per il collegamento in serie è dell'ordine delle centinaia.

Questo metodo è stato testato in simulazione ma non ha portato a risultati soddisfacenti: si è quindi deciso di sfruttare l'ultima relazione dell'equazione (65), cioè $i_{q_{MTPV}} = \frac{\sqrt{2}V_{MAX}}{L_q\omega_{me}}$, in cui V_{MAX} è fornito dall'equazione (39), come mostrato in figura 5-6.

5.4. Strategie di controllo per una macchina con rotore in serie

Lo sviluppo di un sistema di controllo per un azionamento elettrico deve spesso rispondere a diverse esigenze, a seconda dell'applicazione per cui è concepito: tipicamente si cerca di massimizzare le prestazioni dinamiche o l'efficienza energetica.

Negli azionamenti con macchine asincrone (con rotore in cortocircuito) tali esigenze sono spesso contrastanti: per avere una presa di coppia istantanea è necessario alimentare la macchina con la corrente magnetizzante anche quando non è richiesta nessuna coppia, poiché la dinamica del flusso di campo magnetico dipende dalla costante di tempo rotorica. Inoltre generare i riferimenti di corrente ottimizzati per ottenere l'efficienza massima è molto complesso, poiché bisogna tenere conto della complessa dinamica della corrente rotorica.

Nel caso della macchina asincrona con rotore in serie la questione è assai più semplice: infatti, grazie al fatto che anche il rotore è alimentato dall'inverter di potenza, i flussi magnetici sono generati istantaneamente dalla corrente di linea, e lo stesso vale per la coppia elettromagnetica, come si evince dalle equazioni (21), (23) e (29).

Inoltre, in base alle considerazioni fatte in 3.3, la condizione di massima efficienza coincide con la condizione di *Maximum Torque Per Ampere*. Tale condizione ha l'ulteriore vantaggio di non avere alcuna dipendenza dai parametri di macchina: è infatti la condizione di quadratura tra i vettori di spazio delle correnti di statore e rotore, e può essere ricavata unicamente dalla misura delle correnti e della posizione angolare del rotore.

Dunque, se le correnti inseguissero perfettamente i riferimenti, la condizione di massima efficienza coinciderebbe anche con le massime prestazioni dinamiche.

Bisogna tuttavia considerare che l'induttanza L_d è molto superiore all'induttanza L_q , dunque la corrente i_q insegue il valore di riferimento con maggiore prontezza: se si vuole massimizzare le prestazioni dinamiche è necessario alimentare la macchina con la corrente magnetizzante i_d anche quando non è richiesta coppia.

Si anticipa che, in base alle simulazioni ed alle prove sperimentali, si è constatato come l'incremento delle prestazioni dinamiche ottenibile con questo tipo di approccio sia esiguo e non giustifichi affatto lo svantaggio di dover alimentare la macchina in assenza di coppia richiesta.

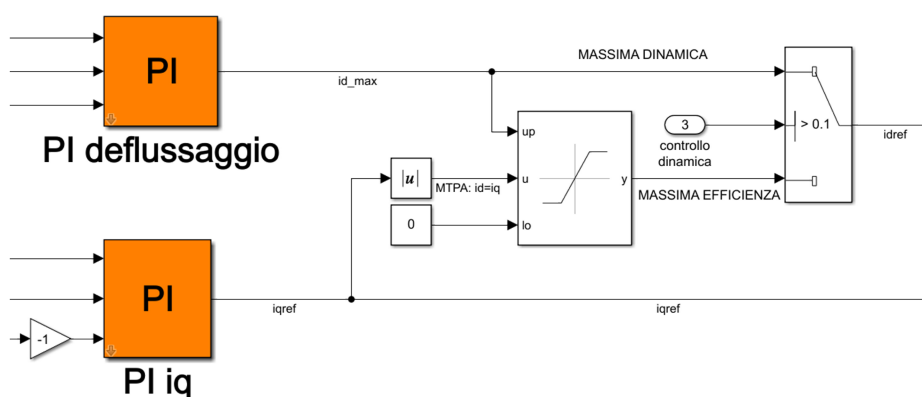
Da un punto di vista implementativo ciò che distingue i due approcci è la logica che regola la generazione del riferimento della corrente i_d :

- per il controllo ad alta dinamica tale riferimento coincide con l'output del regolatore PI di deflussaggio, mostrato in figura 5-4;
- per il controllo ad alta efficienza il riferimento della corrente i_d è uguale al valore assoluto del riferimento della corrente i_q , ma è saturato superiormente dall'output del regolatore PI di deflussaggio.

Allo scopo di permettere un confronto diretto tra le due strategie, sia in fase di simulazione che in fase di sperimentazione, si è scelto di

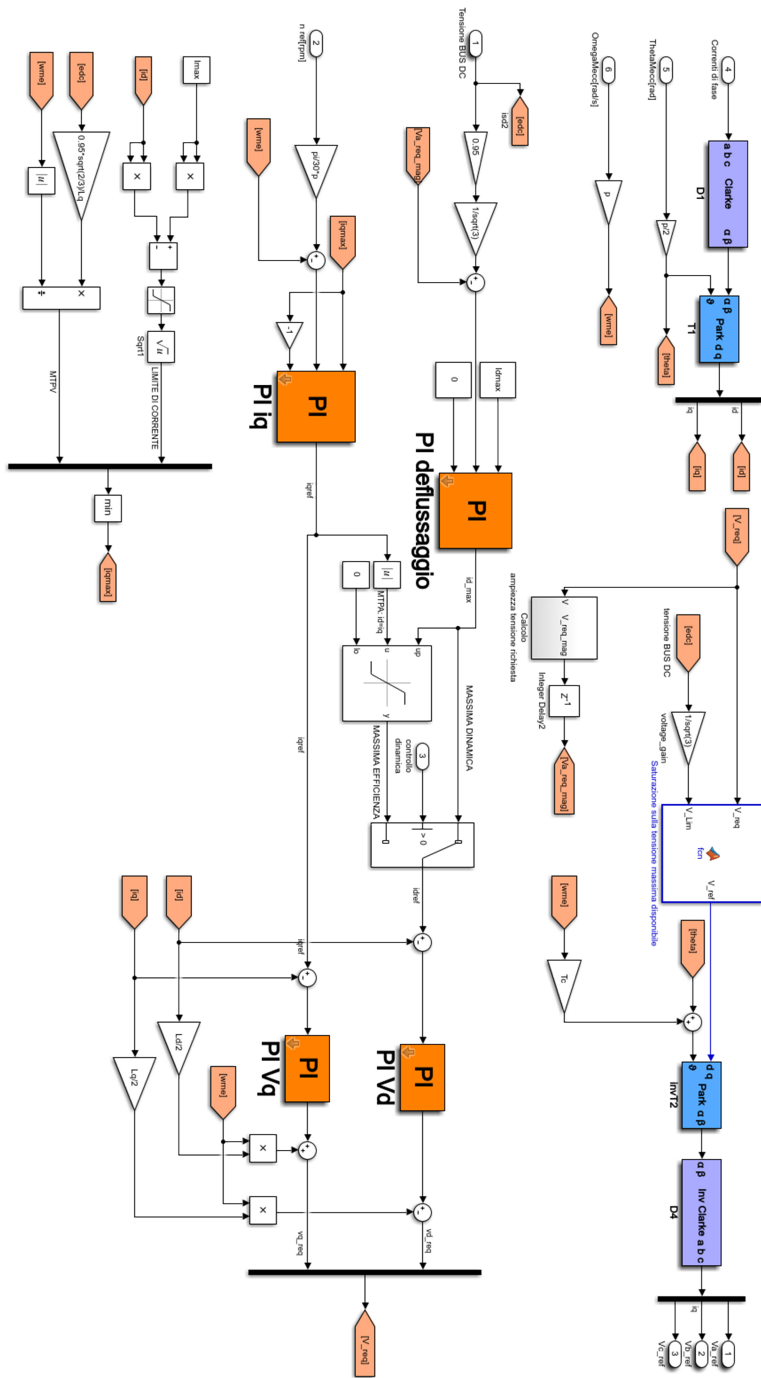
includere entrambe nello stesso sistema di controllo, in modo tale da poter selezionare la strategia voluta direttamente dall'interfaccia utente senza dover creare un codice dedicato.

Tale approccio è stato pensato per permettere un confronto diretto tra le due strategie, ma potrebbe portare benefici anche in un azionamento reale. Si pensi ad esempio ad un'auto elettrica: in condizioni normali di funzionamento è sicuramente preferibile il controllo ad alta efficienza, che garantisce comunque ottime prestazioni dinamiche e permette di massimizzare l'autonomia, ma per garantire la massima accelerazione da fermo si può inserire il comando di *launch control* in modo che siano garantite le massime prestazioni dinamiche in senso assoluto.



5-7 Controllo attivo della dinamica

In conclusione si può affermare che il sistema di controllo proposto è estremamente semplice e robusto, perché non fa affidamento su osservatori ed è poco sensibile alle variazioni dei parametri di macchina; tuttavia è in grado di svolgere tutto ciò che è comunemente richiesto ad un controllo di velocità, portando la macchina a funzionare anche in zona di primo e secondo indebolimento di campo.



5-8 Sistema di controllo: assieme

6. Simulazioni numeriche in ambiente Simulink

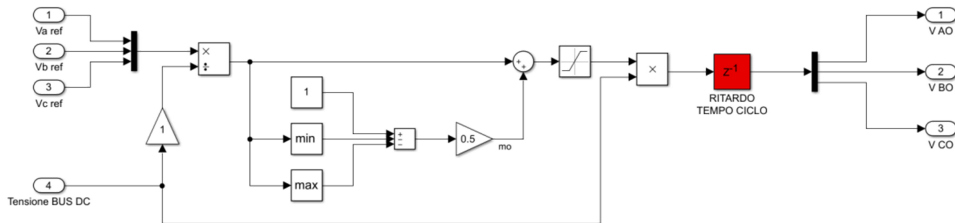
Come anticipato in 1.2, il funzionamento del sistema di controllo proposto è stato simulato in ambiente Simulink prima della sua effettiva realizzazione.

Il sistema di controllo, come già visto nel capitolo 5, è stato sviluppato direttamente in Simulink. In questo capitolo viene spiegato come sono stati modellati gli altri componenti dell'azionamento elettrico, cioè l'inverter, il motore ed il carico.

La prima simulazione numerica è un confronto tra le due strategie di controllo, spiegate in 5.4, mentre la seconda è un confronto con l'azionamento standard con rotore posto in cortocircuito: lo scopo è quello di avere una conferma del confronto analitico mostrato al capitolo 4.

6.1. Modello del convertitore

Il convertitore è modellato come un inverter ideale, privo di reali interruttori statici in commutazione durante il funzionamento: si considera accettabile approssimare il valore istantaneo delle tensioni di polo con il loro valor medio nel periodo di ciclo.



6-1 Modello dell'inverter

In ingresso all'inverter ci sono i valori di riferimento delle tensioni di fase, che vengono dal sistema di controllo spiegato nel capitolo precedente, e il valore della tensione del BUS DC.

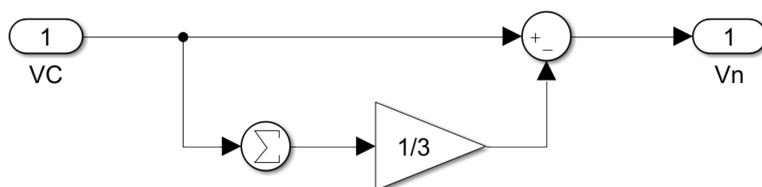
In uscita si hanno invece le tre tensioni di polo, ottenute come il prodotto delle ipotetiche modulanti (ottenute con tecnica SVPWM) e della tensione del BUS DC.

Per rendere la simulazione più realistica è presente un ritardo di ampiezza pari al periodo di ciclo.

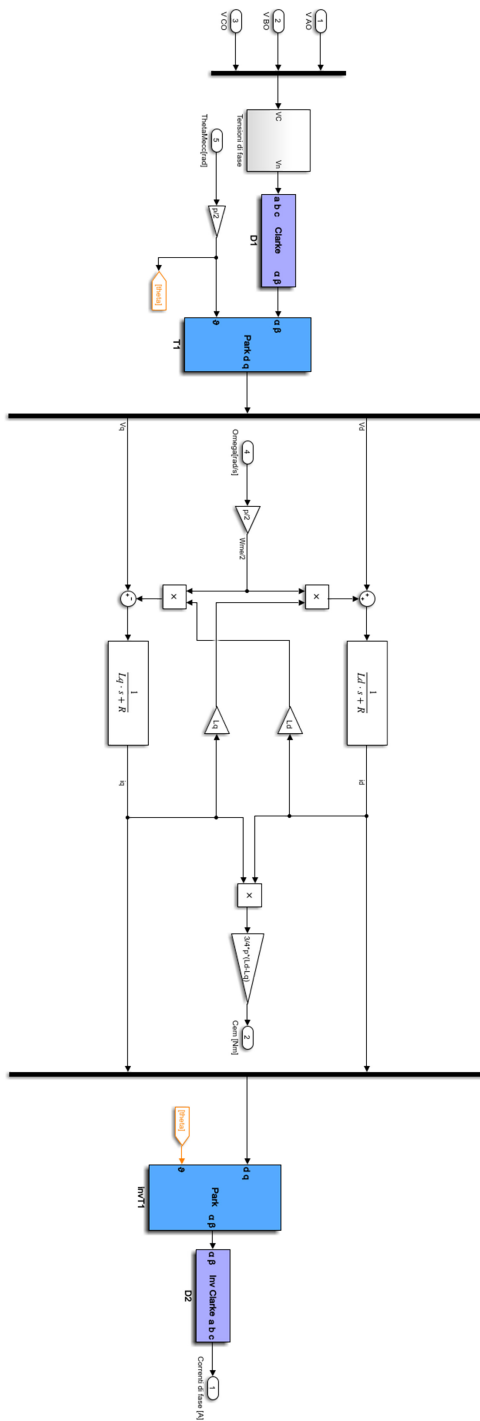
6.2. Modello della macchina con rotore in serie

Il modello utilizzato per la macchina asincrona con rotore in serie è stato fatto nel sistema di riferimento $\frac{\theta_{me}}{2}$: di fatto, grazie al blocco *Transfer Fcn* di Simulink, si è potuto replicare lo schema a blocchi mostrato in 2.5 e non occorre spiegarne di nuovo il funzionamento.

Tuttavia tale modello necessita in ingresso delle tensioni di fase, mentre in uscita dall'inverter si hanno le tensioni di polo: poiché la macchina è collegata a stella, la somma delle tensioni di fase deve essere nulla, dunque per ottenere ogni tensioni di fase bisogna sottrarre a ciascuna tensione di polo il valor medio delle tensioni di polo.



6-2 Modello della macchina: tensioni di fase



6-3 Modello Simulink della macchina con rotore in serie

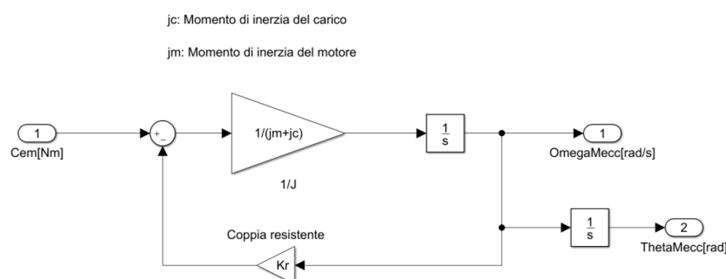
In ingresso al modello della macchina abbiamo dunque le tensioni di polo, provenienti dall'inverter, e la velocità e posizione del rotore, che invece provengono dal modello del sistema meccanico che verrà spiegato in seguito.

In uscita si hanno invece le correnti di fase, che devono essere acquisite dal sistema di controllo, e la coppia elettromagnetica, che invece è un input del sistema meccanico.

6.3. Modello del sistema meccanico

Rimane ora da descrivere il *Subsystem* relativo al modello del carico meccanico. All'equazione (30), che descrive la dinamica del sistema meccanico nello schema a blocchi 2-5, viene aggiunta la condizione per cui la coppia resistente sia di tipo viscoso, cioè proporzionale alla velocità di rotazione.

$$\begin{cases} C_r = K_r \omega_m \\ C_{em} - C_r = J \frac{d\omega_m}{dt} \\ \theta_m = \int_0^t \omega_m d\tau \\ J = J_M + J_C \end{cases} \xrightarrow{\text{LAPLACE}} \begin{cases} \omega_m = \frac{C_{em} - C_r}{Js} \\ \theta_m = \frac{\omega_m}{s} \end{cases} \quad (102)$$



6-4 Modello Simulink del sistema meccanico

In ingresso al modello Simulink del sistema meccanico si ha dunque la coppia motrice, che proviene dal modello della macchina elettrica, mentre in uscita si ha la velocità meccanica e la posizione angolare del rotore, che sono input sia del modello della macchina che del sistema di controllo. I parametri relativi al sistema meccanico sono espressi in Tabella 6-1.

Tabella 6-1

<i>PARAMETRO</i>	<i>VALORE</i>
Momento d'inerzia del motore	$0.03 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$
Momento d'inerzia del carico	$0.05 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$
Coefficiente di attrito viscoso	$0.1 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}$

6.4. Risposta al gradino di velocità: confronto tra le strategie di controllo

Come ampiamente spiegato al paragrafo 4.1, il dimensionamento ottimale per una macchina con rotore in serie prevede che le induttanze di statore e rotore siano uguali tra loro.

Tale dimensionamento non è del tutto anomalo o infrequente: non è stato difficile trovare in letteratura dei parametri di macchina adatti per l'applicazione, e si è scelto di utilizzare per le simulazioni quelli di un motore a doppia alimentazione da 3kW, i cui parametri sono indicati in Tabella 6-2⁴⁸.

Tabella 6-2

<i>PARAMETRO</i>	<i>VALORE</i>
Potenza nominale	3 kW
Velocità nominale	1440 rpm
Tensione statorica nominale	415 V
Resistenza statorica	2 Ω
Resistenza rotorica	2.5 Ω
Induttanza statorica	350.96 mH

⁴⁸ (Bajjuri & Jain, 2018)

Induttanza rotorica	350.96 mH
Mutua induttanza	338.18 mH
Numero di coppie di poli	2
Corrente nominale	$5.6\sqrt{2}$ A

La macchina ha un rapporto di anisotropia indotta L_d/L_q pari a 54, probabilmente superiore a qualsiasi macchina sincrona a riluttanza esistente, ed è un piccolo motore da 3 kW: con una macchina più grande si possono ottenere valori molto migliori, dell'ordine delle centinaia.

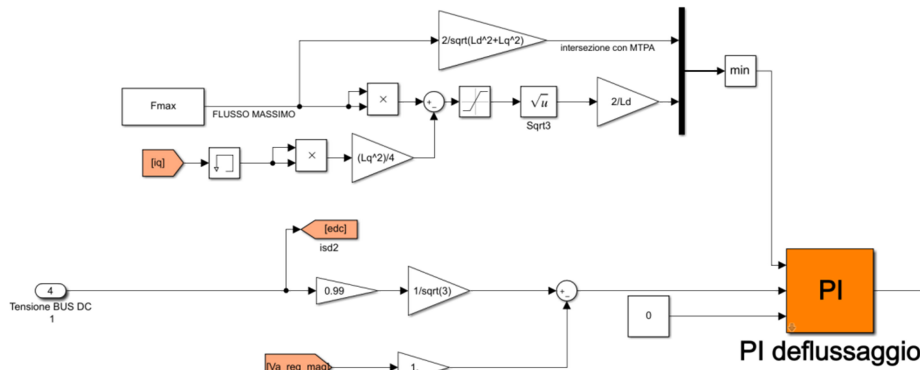
Per quanto riguarda le simulazioni numeriche si è scelto di far funzionare la macchina entro i limiti di flusso: come si vedrà nel capitolo dedicato alle prove sperimentali, tale scelta può non essere conveniente per la macchina con rotore in serie; tuttavia se non si opera tale scelta si ottengono in simulazione dei risultati irrealistici, a meno di non creare un modello della macchina che tenga conto della saturazione magnetica.

Si assume che la macchina, collegata con il rotore in cortocircuito, abbia una corrente magnetizzante pari al 50% della corrente massima, dunque:

$$\Phi_{R_{MAX}} = 50\%(M I_{S_{RATED}}) = 1.34 \text{ Wb} \quad (103)$$

Poiché i flussi dipendono maggiormente dalla corrente i_d , il limite di flusso è stato implementato come un limite superiore del regolatore PI di deflussaggio, il cui funzionamento è spiegato in 5.2. Poiché le induttanze di statore e rotore sono uguali, è sufficiente isolare la corrente i_d (78).

$$i_{d_{MAX}} = \frac{2}{L_d} \sqrt{\Phi_{R_{MAX}}^2 - \frac{L_q^2}{4} i_q^2} \quad (104)$$

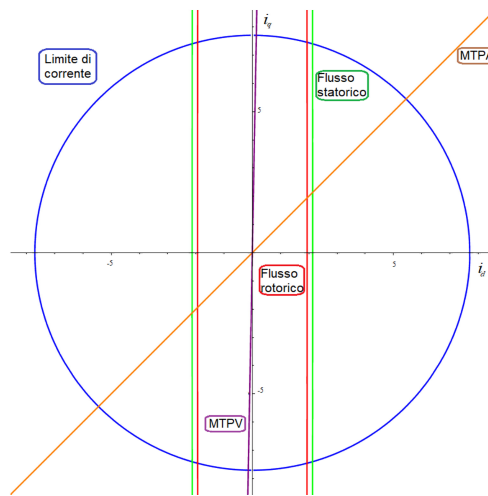


6-5 Sistema di controllo: limite di flusso

Per ricavare il limite in corrente è stata calcolato il valore assoluto della corrente rotorica dell'azionamento con rotore in cortocircuito, che sarà mostrato al capitolo successivo, ricavandolo dal modello della macchina in corrispondenza del punto di massima potenza. Tale corrente è risultata di 7.2 Ampere. Quindi è stata imposta l'uguaglianza tra le perdite Joule dei due azionamenti.

$$I_{MAX} = \sqrt{\frac{R_S I_{S_{RATED}}^2 + R_R I_{R_{RATED}}^2}{R_S + R_R}} = 7.53 A \quad (105)$$

I limiti di funzionamento della macchina sono riportati in figura 6-6: come si può vedere i limiti di flusso rotorico e statorico (rispettivamente in rosso e verde), nonostante siano definiti analiticamente come ellissi, possono essere trattati come rette verticali, a causa dell'elevato fattore di forma. Inoltre la MTPV (di colore viola) è una retta,

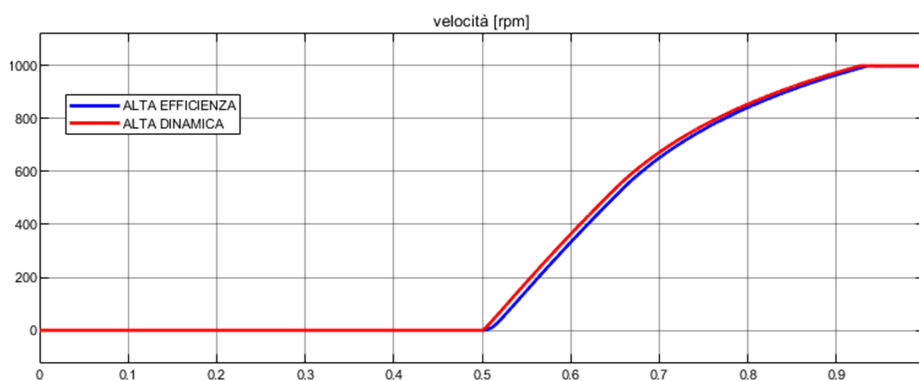


6-6 Limiti di funzionamento

passante per l'origine degli assi, il cui coefficiente angolare è talmente elevato da poter facilmente essere confusa con l'asse delle ordinate, in accordo con quanto detto in 4.4.

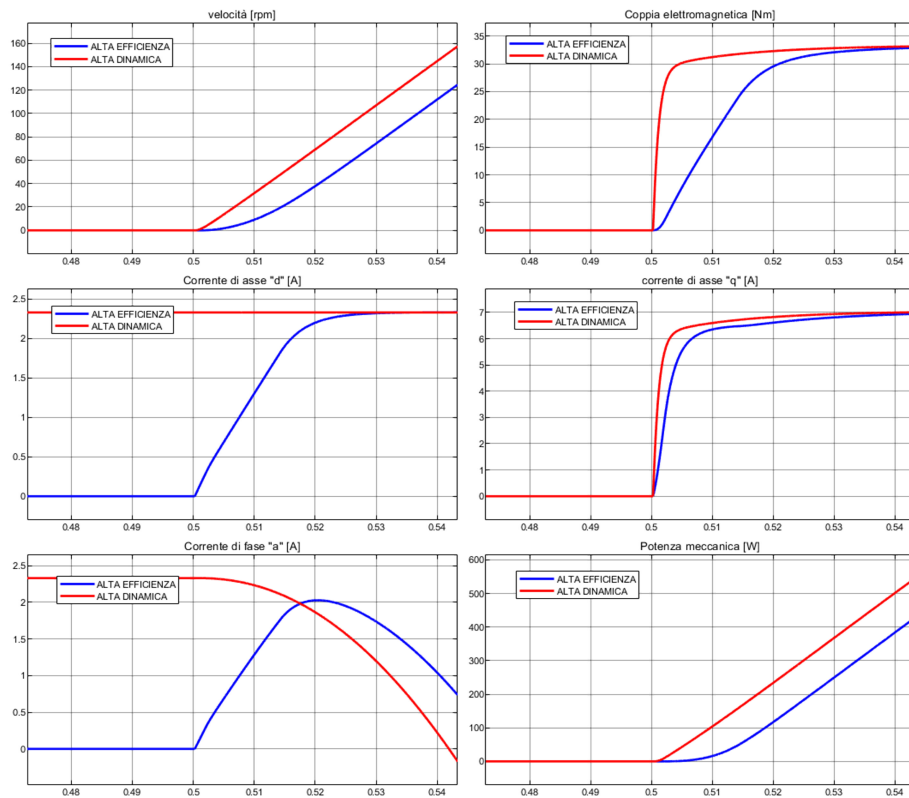
Per condurre la simulazione l'intero azionamento è stato duplicato: in uno dei due è stata impostata la strategia di alta efficienza, nell'altro la strategia di alta dinamica, come spiegato al paragrafo 5.4. La tensione del BUS DC è stata mantenuta costante, con valore pari a 400V, ed è stata impostata come velocità di riferimento, per entrambi gli azionamenti, un gradino di 1000 rpm a partire dal secondo 0.5.

Il parametro più importante per valutare la risposta dinamica del sistema è la velocità. Come si può vedere da figura 6-7 la risposta dei due sistemi è quasi identica, anche se è possibile notare che la curva rossa, che rappresenta la velocità dell'azionamento ad alta dinamica, sia leggermente superiore alla curva blu, che invece rappresenta l'azionamento ad alta efficienza.



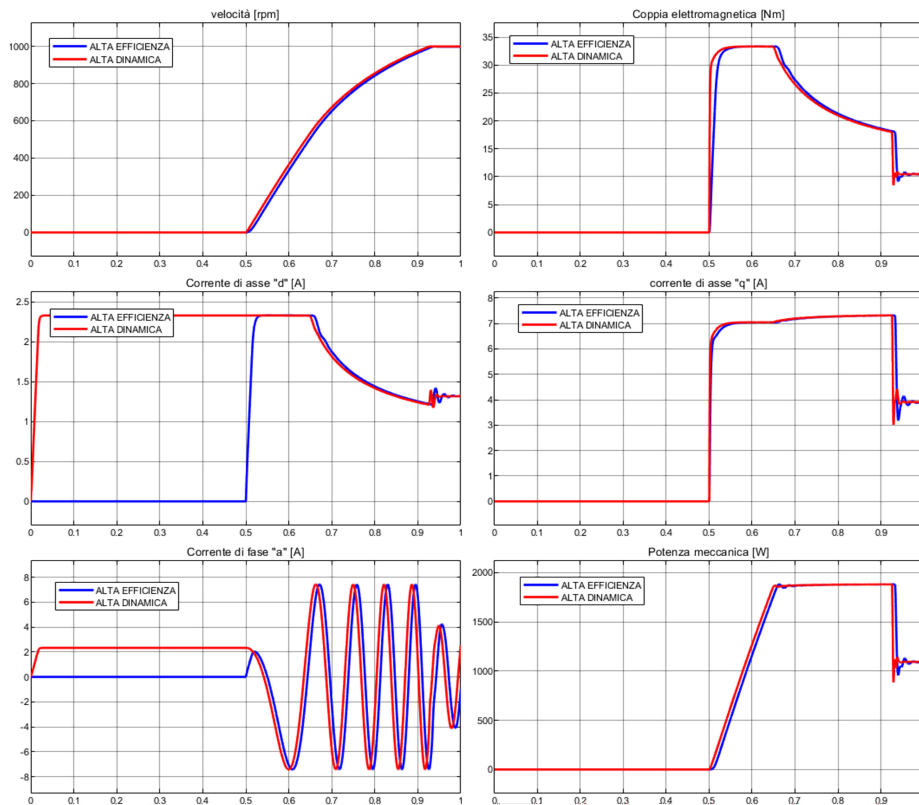
6-7 Risposta al gradino di velocità di riferimento

Di fatto, nell'azionamento in cui è perseguita la condizione di massima efficienza è presente un lieve ritardo, di circa un centesimo di secondo, nella presa di coppia della macchina. Ciò si può vedere meglio effettuando un ingrandimento nell'intorno del secondo 0.5, cioè quando viene applicato il gradino della velocità di riferimento, come si può vedere in figura 6-8.



6-8 Ingrandimento all'istante di applicazione del gradino di velocità di riferimento

Ciò è dovuto al fatto che la corrente i_d ha una dinamica più lenta della corrente i_q , dunque la presa di coppia non è istantanea. Guardando però la risposta delle grandezze di interesse su tutto l'intervallo di tempo della risposta del sistema (figura 6-9), tale ritardo si può considerare trascurabile.



6-9 Risposta al gradino di velocità di riferimento

Di fatto, anche perseguendo la strategia di alta efficienza, la dinamica non è penalizzata in modo sensibile.

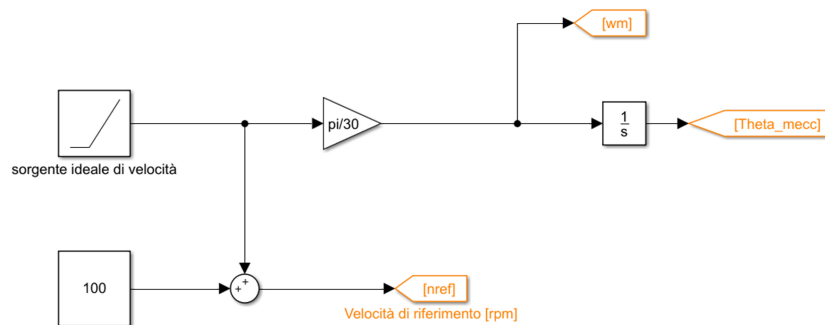
La strategia di controllo di alta dinamica potrebbe però essere preferibile se si vuole creare un controllo di posizione. Infatti la corrente i_d genera nella macchina due campi magnetici allineati, uno a statore e uno a rotore: nel caso in cui una coppia esterna sia applicata alla macchina, che invece deve mantenere una certa posizione, l'interazione dei due campi magnetici oppone una coppia alla rotazione della macchina prima ancora che il sistema di controllo avverta una variazione della posizione.

6.5. Rampa di velocità imposta: confronto con l'azionamento con rotore in cortocircuito

In questo paragrafo si è operato un confronto tra l'azionamento descritto finora ed un azionamento standard con la stessa macchina asincrona ma con il rotore collegato in cortocircuito, a parità di tensione del BUS DC, cioè 400V.

Per avere un confronto puntuale sulle prestazioni ottenibili con le due tecnologie in tutto il range di velocità si è scelto di sostituire il sistema meccanico, descritto in 6.3, con una sorgente ideale di velocità: una rampa che parte al secondo 1 e sale di 100 rpm al secondo: si è scelta una dinamica molto lenta per valutare le prestazioni a regime.

Per far erogare ai due azionamenti la coppia massima è sufficiente impostare una velocità di riferimento superiore al valore della rampa.



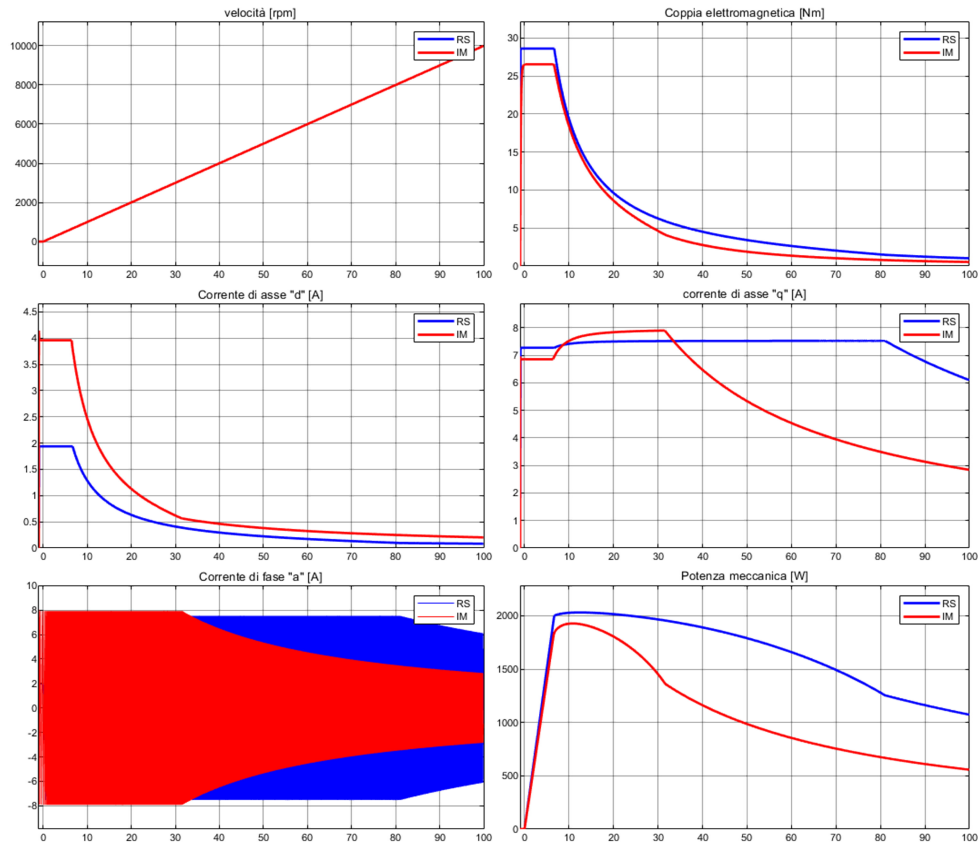
6-10 Sorgente ideale di velocità

In questo modo, sull'asse delle ascisse dei grafici, il tempo è associato univocamente ad una velocità delle due macchine: $1\text{ s} \leftrightarrow 100\text{ rpm}$.

Per l'azionamento del motore asincrono con rotore in cortocircuito è stato impiegato il sistema di controllo standard in orientamento di campo in direzione del flusso rotorico. In virtù del dimensionamento della macchina, anche nel caso della macchina con rotore in serie l'asse "d" è quasi coincidente con la direzione del flusso rotorico (vedi 4.1),

dunque le correnti i_d e i_q dei due azionamenti, seppure a rigore siano definite in modo diverso, sono tra loro confrontabili e dunque sono state rappresentate insieme.

La sigla “RS” indica l’azionamento con rotore in serie, la sigla “IM” indica l’azionamento con rotore in cortocircuito.

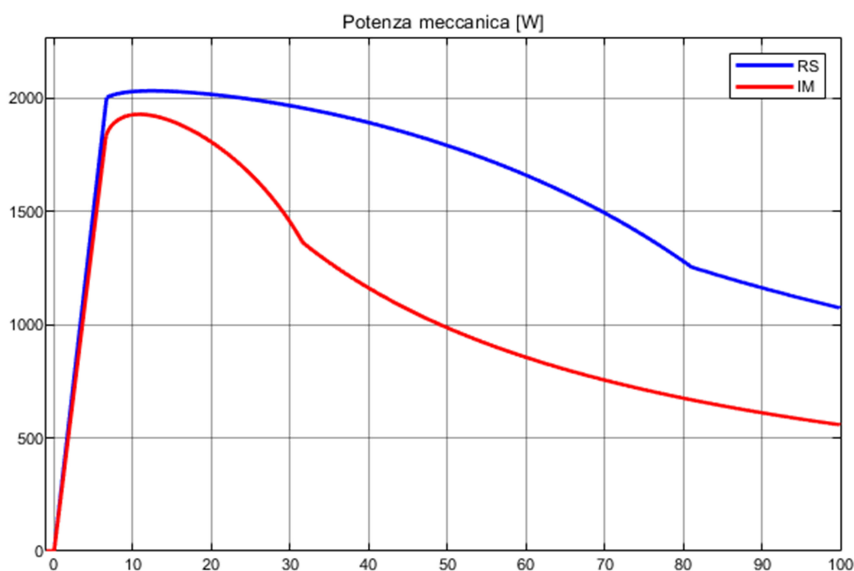


6-11 Confronto con il motore asincrono con il rotore in cortocircuito

Come si può vedere, nella macchina con rotore in serie è sufficiente circa metà della corrente i_d per magnetizzare la macchina rispetto al motore con rotore in cortocircuito. In virtù di questo risparmio, la macchina con rotore in serie è in grado di ottenere prestazioni superiori, rispetto alla macchina con rotore in cortocircuito, a qualunque velocità.

A partire dai risultati della simulazione (figura 1-1) si può vedere come le considerazioni ottenute analiticamente al capitolo 4 siano puntualmente confermate:

- La coppia erogata dalla macchina con rotore in serie è sempre superiore a quella erogata dalla macchina in cortocircuito, a qualunque velocità. Fino alla velocità nominale è circa il 20% in più, come già ricavato in 4.6.
- La potenza massima è superiore, ma solo del 5%⁴⁹. Tuttavia la zona a potenza costante è molto più estesa: inizia prima in quanto la coppia nominale è più grande, e finisce a velocità molto superiore, per le motivazioni spiegate in 4.5.
- Per la macchina con rotore in cortocircuito la velocità di secondo deflussaggio vale 3200 rpm, mentre per la macchina con rotore in serie vale circa 8000 rpm.



6-12 Potenza meccanica

⁴⁹ In una macchina di dimensioni maggiori l'incremento sulla potenza massima è sicuramente ancora inferiore, tale da potersi considerare trascurabile. Infatti nel punto di massima potenza anche la macchina con rotore in cortocircuito ha un ottimo rendimento, ed è stata imposta la parità di perdite Joule: l'incremento ottenibile sulla potenza massima è dunque limitato.

Di fatto, il vantaggio principale della macchina con rotore in serie consiste nell'essere in grado di fornire potenza utile in un intervallo di velocità molto più ampio.

Questo aspetto, nella progettazione di un sistema elettromeccanico, non è da considerare svincolato dalla coppia massima erogabile.

In moltissime applicazioni, come ad esempio le auto elettriche, è presente un riduttore di velocità, che permette di utilizzare una macchina elettrica più economica e leggera, che ruota ad una velocità superiore: ampliare la zona di funzionamento a potenza costante significa poter utilizzare un riduttore con un rapporto di trasmissione più elevato e conseguentemente avere una macchina elettrica più compatta.

7. Setup sperimentale e prove preliminari

7.1. Il sistema di prototipazione rapida dSPACE/ControlDesk

Le prove sperimentali sono state realizzate nel laboratorio LEMAD del Dipartimento di Ingegneria dell'Energia Elettrica e dell'Informazione "Guglielmo Marconi" dell'Università di Bologna.

Il banco prova utilizzato è equipaggiato con un sistema di *rapid control prototyping* che permette di realizzare un sistema di controllo a partire da un modello realizzato in un ambiente di simulazione numerica.

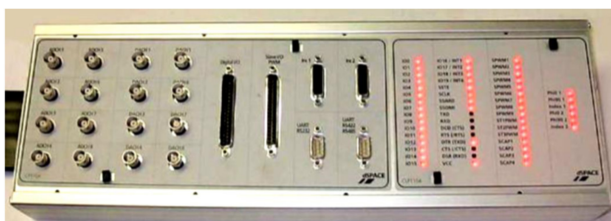
Il controllo *real time* della macchina avviene quindi direttamente dalla Workstation, attraverso un'interfaccia grafica.

Il sistema di controllo, realizzato in ambiente Simulink, viene tradotto mediante un generatore di codice automatico in un linguaggio compatibile col controllore interno all'hardware, ovvero la scheda dSPACE "DS1104", che è collegata alla Workstation tramite il pannello connettore "CP1104".

Al pannello connettore sono inoltre collegati in ingresso i segnali relativi ai sensori e sono presenti delle uscite programmabili, in modo da poter acquisire le misure delle grandezze di interesse attraverso un oscilloscopio.

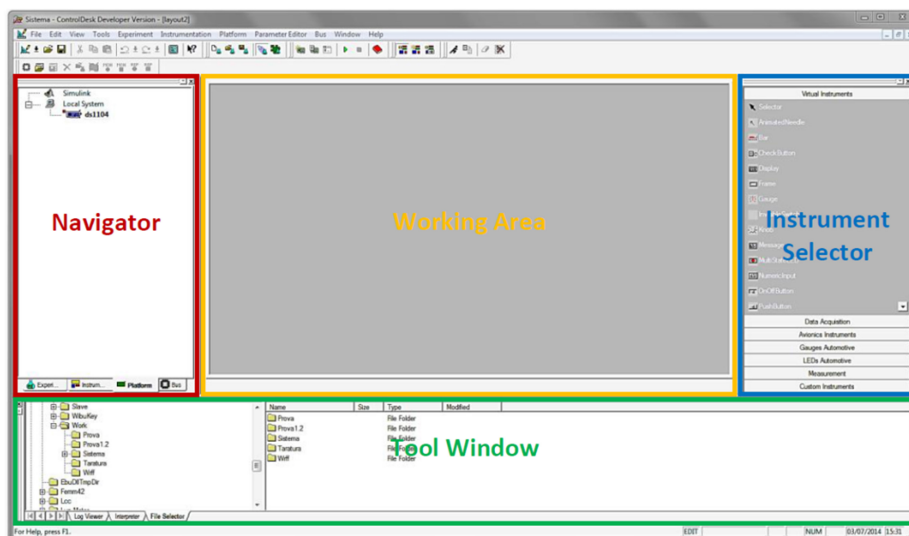


7-1 Scheda dSPACE "DS1104"



7-2 Pannello connettore "CP1104"

L'applicazione caricata sul sistema dSPACE viene gestita in tempo reale dalla Workstation con il software ControlDesk, che permette la creazione di un'interfaccia grafica dedicata.



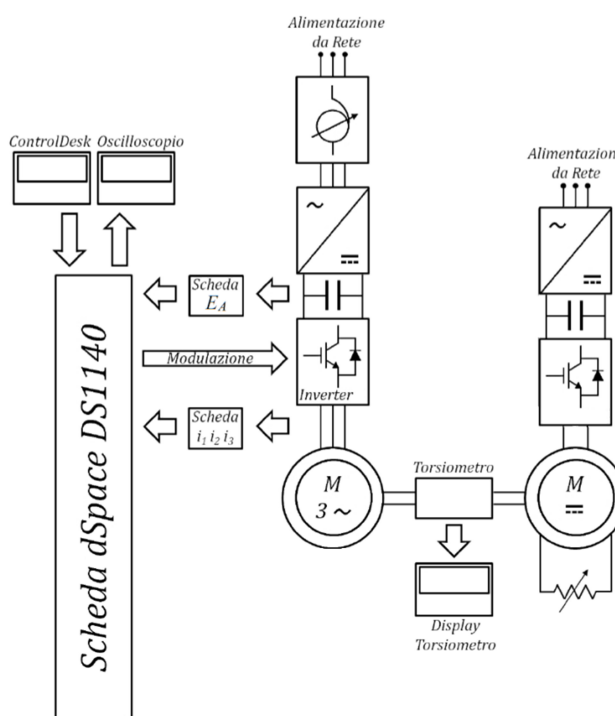
7-3 Finestra principale di ControlDesk

Nella *Working Area* (con riferimento a figura 7-3) l'utente può disporre un gran numero di strumenti virtuali, da cui può rilevare le grandezze di interesse, e può variare in tempo reale i parametri di controllo. Si hanno infatti a disposizione strumenti di comando (pulsanti, interruttori, manopole, cursori e finestre per l'inserimento dei dati da tastiera), strumenti indicatori (display, led multistato e caselle di testo) e strumenti di acquisizione ed elaborazione (Plotter e CaptureSettings).

Spesso risulta utile la creazione di più di un layout dell'interfaccia utente: ad esempio si può creare un layout degli strumenti di comando, in cui sono contenuti unicamente i pulsanti di avvio/interruzione e la casella per la digitazione del riferimento di coppia o velocità, e un layout per la taratura dell'azionamento, in cui si possono editare ad esempio i guadagni dei regolatori. Solitamente infatti si utilizzano come primo tentativo i coefficienti utilizzati in simulazione, ma tali valori devono spesso essere corretti a causa delle inevitabili incertezze presenti nella modellazione del sistema.

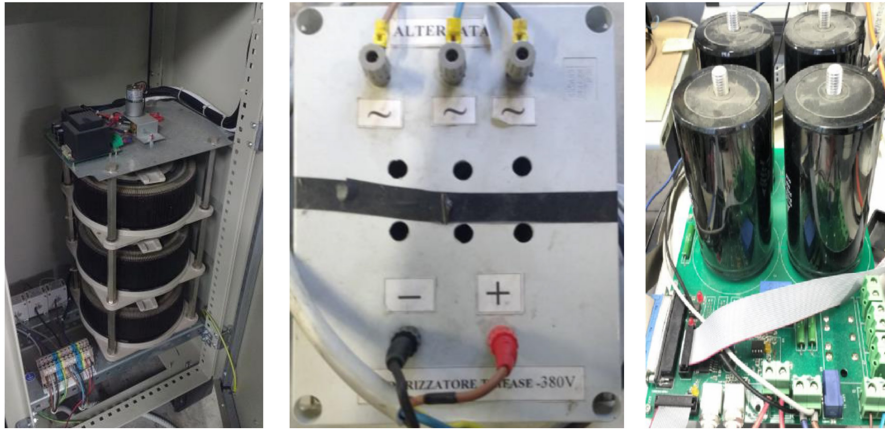
7.2. Descrizione del banco di prova

Il banco di prova utilizzato durante le prove sperimentali è rappresentato dallo schema a blocchi riportato in figura 7-4. A sinistra è indicato il sistema di interfacciamento tra la dSPACE e l'hardware: la scheda "DS1104" viene comandata dalla Workstation con il software ControlDesk, e invia all'inverter le funzioni di commutazione degli IGBT, ottenute con modulazione PWM.



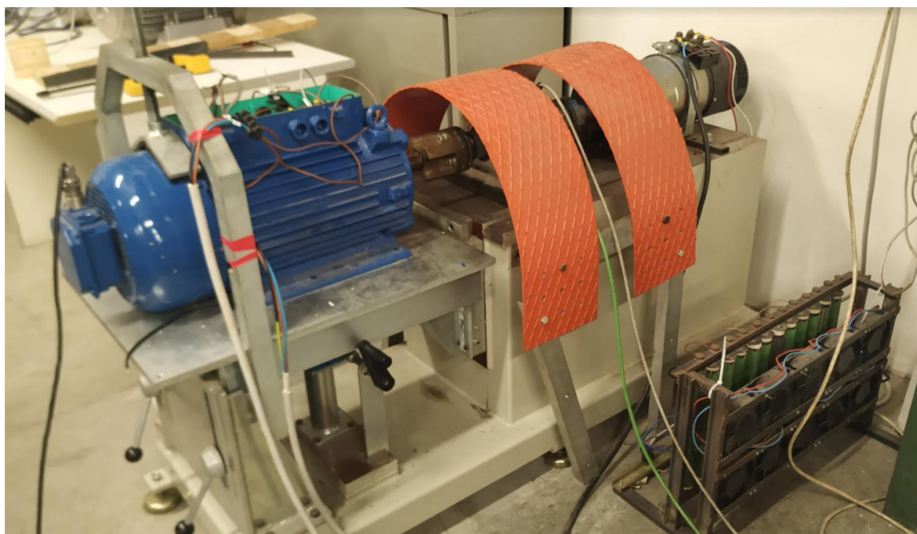
7-4 Schema a blocchi del banco di prova

L'inverter trifase è alimentato dalla rete elettrica del laboratorio: per questo motivo è necessaria la presenza di un variac, di un ponte raddrizzatore, e di un condensatore collegato sullo stadio in continua. Il variac, mostrato insieme al ponte raddrizzatore e all'inverter in figura 7-5, ha lo scopo di regolare a piacimento la tensione del BUS DC durante lo svolgimento delle prove, attraverso una manopola posta sul banco di lavoro.



7-5 Elettronica di potenza: variac, ponte raddrizzatore e inverter

L'inverter alimenta quindi il motore asincrono, che è collegato meccanicamente ad una macchina in corrente continua che funge da carico e dissipa l'energia elettrica su un banco di resistenze esterne. Sull'albero che congiunge le due macchine è posto un torsionmetro che misura la coppia erogata, e un tachimetro che misura la velocità di rotazione. I valori delle misure sono mostrati su un display posto sopra la Workstation.



7-6 Banco prova assemblato

7.3. La macchina di prova

Come già detto, per effettuare il collegamento con rotore in serie è necessario un motore asincrono con rotore avvolto e fasi statoriche aperte. Nel laboratorio era disponibile un'unica macchina di questo tipo, mostrata in figura 7-7.



7-7 Macchina asincrona con rotore avvolto

Si tratta di un motore industriale da 5,5 kW, progettato per essere collegato direttamente alla rete da 380 Volt.

Nella morsettiera di sinistra sono alloggiati i terminali degli avvolgimenti statorici, ora collegati a stella, mentre nella morsettiera di destra sono presenti i terminali degli avvolgimenti rotorici. Ancora più a destra si può vedere l'alloggiamento della ventola di raffreddamento e lo scomparto che alloggia l'encoder, ovvero il sensore che fornisce la misura della posizione del rotore: il cavo dell'encoder verrà poi collegato al pannello connettore "CP1014". Infatti, come già detto, il sistema di controllo proposto necessita della misura della posizione assoluta del rotore.

La macchina, utilizzata in lavori precedenti, è già stata caratterizzata. I valori dei parametri di interesse sono riportati in Tabella 7-1.

Tabella 7-1

<i>PARAMETRO</i>	<i>VALORE</i>
Potenza nominale	5.5 kW
Velocità nominale	1400 rpm
Tensione statorica nominale	380 V
Tensione rotorica nominale	186 V
Resistenza statorica	0,531 Ω
Resistenza rotorica	0,310 Ω
Induttanza statorica	83 mH
Induttanza rotorica	19 mH
Mutua induttanza	38 mH
Numero di coppie di poli	2

Come ampiamente spiegato nel capitolo 4 i parametri di macchina non la rendono adatta per un collegamento con rotore in serie: infatti, come si è visto, i benefici maggiori si ottengono quando le induttanze di statore e rotore sono tanto più simili tra loro, mentre in questo caso si ha un'induttanza statorica che è oltre quattro volte quella rotorica.

Tuttavia tale scelta, dettata dalle circostanze, ha portato a risultati sperimentali significativi: come si vedrà in dettaglio nel prosieguo, si è infatti potuto analizzare il comportamento della macchina anche al di fuori dell'intervallo di validità del modello matematico proposto al capitolo 2, che poggia sull'ipotesi di linearità del circuito magnetico. Si è visto infatti che al di fuori dei limiti di flusso, descritti in 3.5, la macchina è ancora in grado di erogare potenza utile in modo efficiente, ma si perde gradualmente la corrispondenza con il modello matematico a parametri concentrati: se si vuole descrivere adeguatamente il comportamento della macchina in presenza di saturazione del nucleo ferromagnetico è necessario introdurre, come per le macchine sincrone a riluttanza, una dipendenza delle induttanze L_d e L_q dalle correnti i_d e i_q . Tale dipendenza può essere eventualmente ricavata empiricamente, tuttavia non è stato necessario farlo perché il sistema di controllo si è rivelato capace di inseguire i riferimenti anche utilizzando i parametri definiti in 2.4 dall'equazione (18).

Si è inoltre potuto dimostrare che grazie al collegamento con rotore in serie è possibile ottenere buone prestazioni anche utilizzando una macchina elettrica progettata per tutt'altro uso.

7.4. Prove preliminari con rotore in cortocircuito

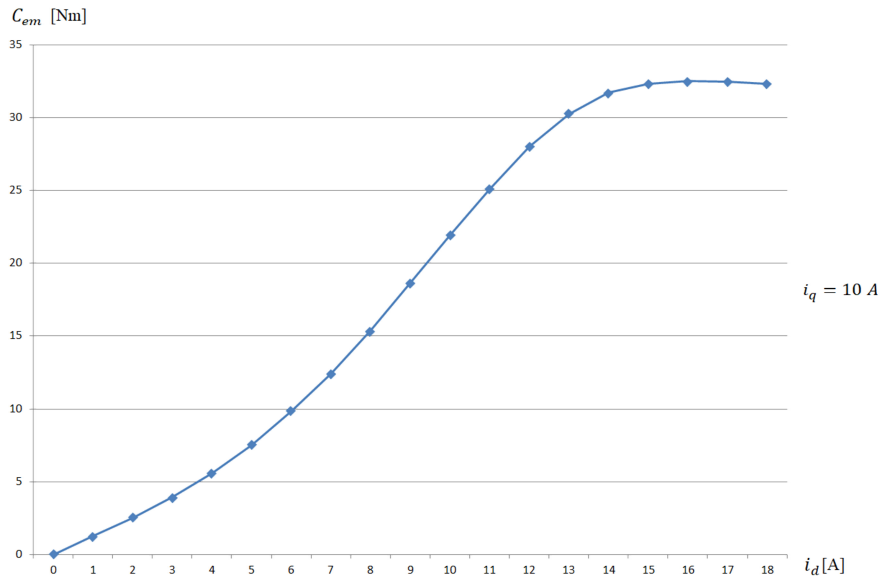
Per imporre il limite di corrente all'azionamento con il rotore in serie ed identificare il limite della zona di funzionamento lineare del circuito magnetico è necessario conoscere il valore delle correnti e dei flussi di statore e rotore in condizioni nominali di funzionamento. Infatti per ricavare la corrente nominale per l'azionamento con il rotore in serie bisogna imporre l'uguaglianza della potenza termica sviluppata rispetto al caso del rotore in cortocircuito.

Per fare ciò si è quindi collegato il rotore in cortocircuito ed è stato implementato un controllo di corrente standard con orientamento in flusso rotorico.

7.4.1. Prova di saturazione

Il limite di flusso rotorico, nel caso della macchina con rotore in cortocircuito, si esplica in un limite nel sistema di controllo sulla corrente i_{sd} . Il superamento di tale limite comporta unicamente un aumento delle perdite senza incremento di coppia.

La macchina, con rotore in cortocircuito, è stata alimentata con corrente i_{sq} costante, pari a 10 Ampere, ed è stata aumentata gradualmente la corrente i_{sd} , ed è stata acquisita la misura della coppia fornita dal torsionmetro.



7-8 Prova di saturazione

Si è quindi proceduto all'individuazione del valore limite di i_{sd} oltre il quale un incremento di quest'ultima non determina un incremento nella coppia misurata dal torsionometro. Tale valore corrisponde al valore nominale della i_{sd} , per cui il flusso rotorico assume il valore massimo.

$$i_{sd_{RATED}} = 13.5 A \Rightarrow \Phi_{R_{MAX}} = M i_{sd_{RATED}} = 0.51 Wb \quad (106)$$

7.4.2. Prova di coppia per corrente impressa

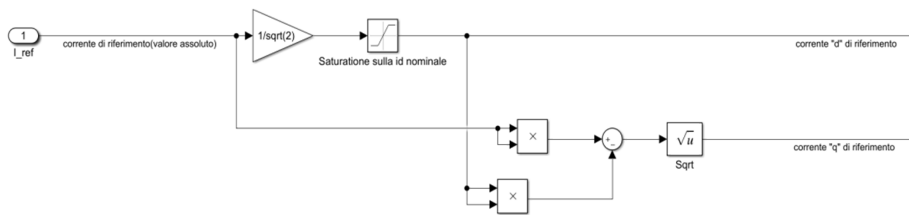
Come già detto, è necessario identificare i valori delle correnti di statore e rotore che fanno erogare alla macchina la coppia nominale. La coppia nominale è stata ricavata dalla potenza nominale e dalla velocità nominale.

$$C_{RATED_{IM}} = \frac{P_{m_{RATED}}}{\omega_{m_{RATED}}} = \frac{5500}{1400 \frac{\pi}{30}} = 37.5 Nm \quad (107)$$

Il freno del banco prova non è in grado di sopportare una coppia così elevata, dunque si è provveduto a bloccare la macchina a valle del

torsiometro: infatti, grazie al controllo in orientamento di campo, la macchina può erogare la coppia nominale anche a velocità nulla, e i valori delle correnti di statore e rotore sono circa uguali a quelli che si avrebbero in condizioni nominali.

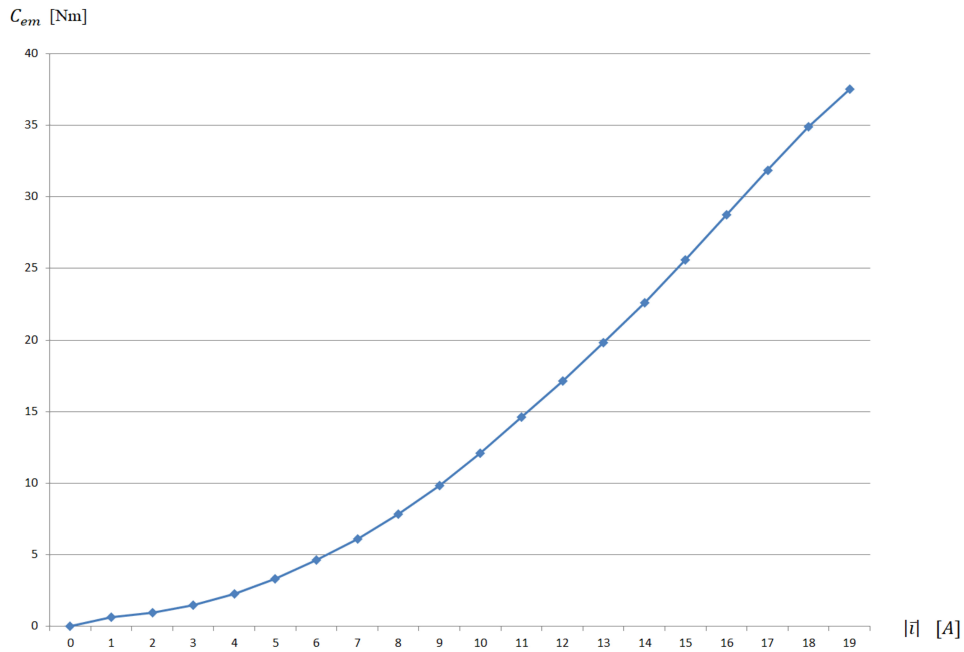
Il sistema di controllo adottato ha come variabile di riferimento il valore assoluto della corrente di statore: si alimenta la macchina con i_{Sd} e i_{Sq} uguali fino a che la i_{Sd} non raggiunge il valore che fa saturare il flusso rotorico, ricavato nella prova precedente, poi viene aumentata solo la i_{Sq} in modo da inseguire il riferimento sul valore assoluto della corrente.



7-9 Particolare del sistema di controllo

Grazie dunque al torsiometro è stata mappata la caratteristica coppia-corrente della macchina e sono state misurate le correnti di statore e rotore per cui la coppia assume il valore nominale. Tali correnti valgono rispettivamente 19 Ampere di picco per lo statore e 32 Ampere di picco per il rotore.

$$\begin{cases} I_{S_{RATED}} = 19 A \\ I_{R_{RATED}} = 32 A \end{cases} \quad (108)$$



7-10 Coppia per corrente impressa con rotore in cortocircuito

Ipotizzando che la macchina sia stata progettata, come normalmente avviene, in modo tale che anche lo statore, in condizioni nominali di funzionamento, sia prossimo alla saturazione magnetica, è possibile ottenere dalle equazioni di macchina una stima del flusso massimo di statore.

$$\Phi_{S_{MAX}} = \sqrt{L_S^2 i_{sd_{RATED}}^2 + \left(L_S - \frac{M^2}{L_R}\right)^2 (I_{S_{RATED}}^2 - i_{sd_{RATED}}^2)} \quad (109)$$

$$= 1.13 \text{ Wb}$$

Ricavate dunque tutte le grandezze di interesse, si è potuto procedere a collegare il rotore in serie con lo statore nel modo precedentemente indicato in figura 2-2.

7.5. Collegamento in serie e setup del sensore di posizione

Per applicare la trasformata di Park alle correnti misurate e poter quindi implementare il sistema di controllo con regolatori PI su assi rotanti è necessario conoscere l'angolo $\frac{\theta_{me}}{2} = p \frac{\theta_m}{2}$, in cui θ_m è l'angolo meccanico tra l'asse della fase "a" di statore e l'asse della fase "a" di rotore. Tale valore dev'essere fornito da un apposito sensore di posizione, un encoder nel setup sperimentale in esame.

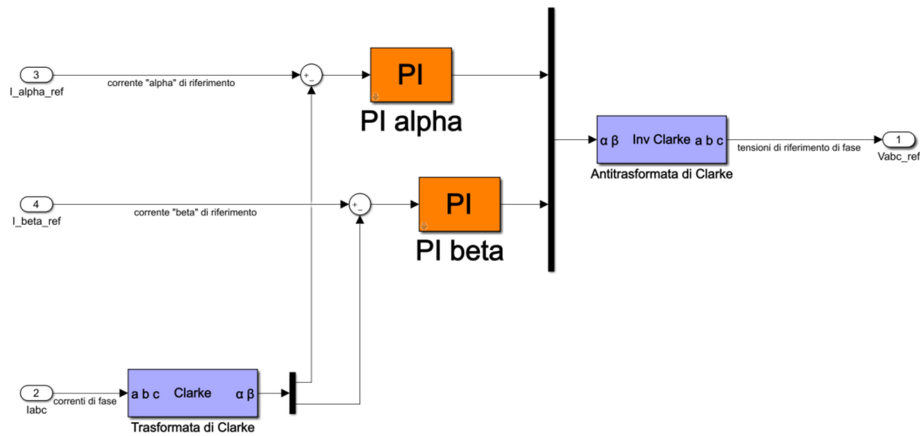


7-11 Scompartimento dell'encoder

È altamente improbabile che l'angolo meccanico di calettamento del sensore di posizione, che definisce lo zero del segnale di uscita dall'encoder, sia esattamente coincidente con l'angolo tra la fase "a" di statore e la fase "a" di rotore, dunque è stato messo a punto un metodo pratico per l'identificazione dell'*offset* tra la misura dell'encoder e l'angolo θ_m richiesto dal sistema di controllo, simile a quelli utilizzati negli azionamenti con motori brushless, che presentano lo stesso problema.

Per utilizzare questo metodo è stato necessario rimuovere il giunto che collega la macchina asincrona con la macchina in corrente continua, e sono stati lubrificati i cuscinetti per ridurre al massimo la coppia di attrito.

È stato dunque implementato un sistema di controllo molto semplice in cui sono assenti le trasformate di Park e il sistema agisce direttamente sulle correnti di assi α e β (con riferimento a figura 2-1).



7-12 Sistema di controllo per la taratura dell'encoder

Si alimenta la macchina con sola corrente i_{α} : in tal modo la forza generata dall'interazione dei campi magnetici di statore e rotore fa ruotare la macchina, che si orienta allineando la fase "a" di statore con la fase "a" di rotore.

La corrente con cui si deve alimentare la macchina deve essere abbastanza elevata per generare una coppia tale da vincere le forze di attrito, ma non troppo elevata: se la macchina entra in saturazione può esserci una piccola variazione sull'angolo di coppia massima.

La macchina si trova ora in prossimità dello zero, dunque l'*offset* da inserire sulla misura dell'encoder è l'opposto dell'angolo misurato dall'encoder in tale posizione.

Per verificare che non ci sia un piccolo scostamento rispetto alla posizione voluta bisogna annullare la corrente i_{α} e alimentare la macchina con sola corrente i_{β} :

- se la macchina non si muove significa che i campi magnetici di statore e rotore sono esattamente opposti, dunque il rotore rimane fisso nella posizione di equilibrio instabile e ciò significa che lo zero è stato identificato con sufficiente accuratezza;
- se invece la macchina ruota fino alla nuova posizione di equilibrio stabile significa che a causa dell'attrito la posizione

non è stata raggiunta con sufficiente accuratezza e bisogna ripetere la prova.

8. Prove sperimentali

8.1. Punti di funzionamento sul piano delle correnti

Nel capitolo precedente sono state svolte tutte le prove necessarie a ricavare i limiti di funzionamento della macchina con rotore posto in cortocircuito. A partire da questi è possibile ricavare quelli relativi alla macchina con rotore in serie.

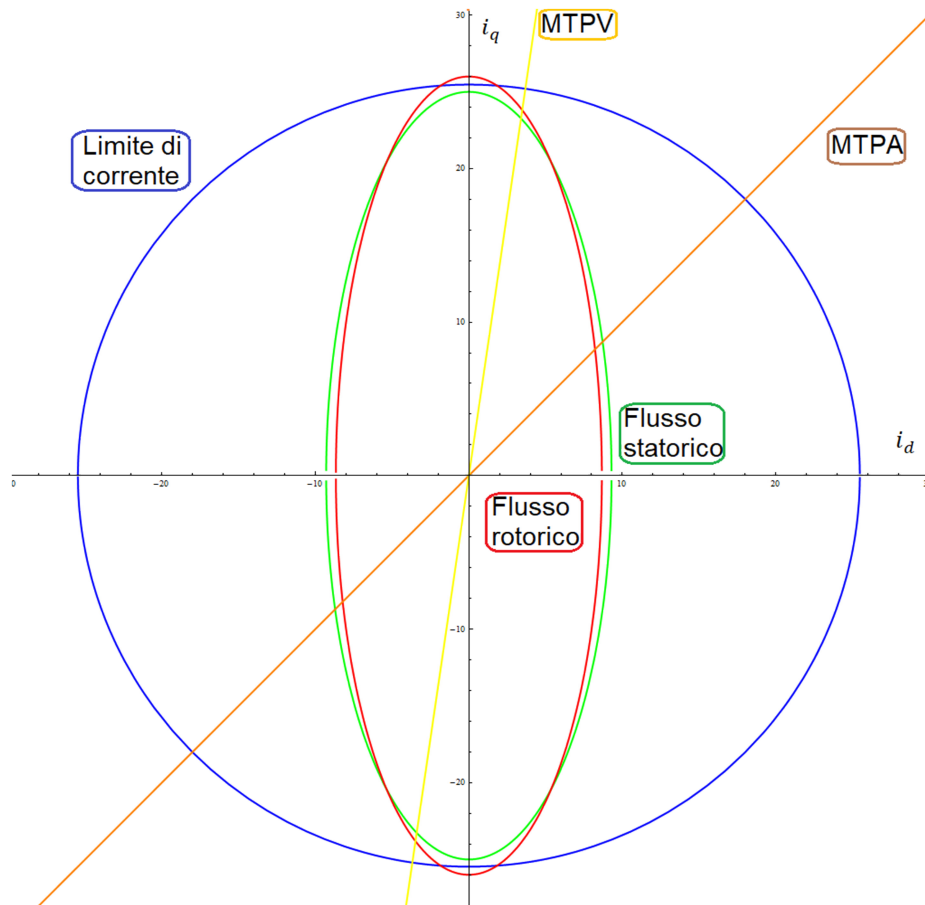
Come già fatto per le simulazioni, al paragrafo 6.4, il limite in corrente è stato ottenuto imponendo la parità di perdite Joule: infatti le perdite Joule sono di gran lunga le più rilevanti, e possono essere ricavate facilmente dalle equazioni di macchina.

$$I_{MAX} = \sqrt{\frac{R_S I_{SRATED}^2 + R_R I_{RRATED}^2}{R_S + R_R}} = 25 \text{ A} \quad (110)$$

Sostituendo i valori ricavati nelle equazioni (110), (106) e (109) nelle equazioni (35), (42) e (47) sono stati ottenuti i limiti di corrente, di flusso rotorico e di flusso statorico, graficati in figura 8-1.

Il limite in corrente è di colore blu, il limite di flusso rotorico è di colore rosso, il limite di flusso statorico è di colore verde, la curva MTPA è di colore arancione mentre la curva MTPV è di colore giallo.

Come si può vedere, il limite di flusso statorico è totalmente racchiuso all'interno del limite di corrente (e il limite di flusso rotorico quasi): questo è dovuto al fatto che le induttanze di statore e rotore sono molto diverse tra loro.



8-1 Limiti di funzionamento

Il modello matematico della macchina, spiegato nel capitolo 2, poggia sull'ipotesi di linearità del circuito magnetico: ciò significa che, sul piano delle correnti i_d e i_q , l'intervallo di validità di tale modello è la regione di piano inclusa in entrambi i limiti di flusso.

Tuttavia, a causa dell'inadatto dimensionamento della macchina, è impossibile sfruttarne le capacità senza entrare nella zona di funzionamento non lineare.

Come già detto in 2.4, il funzionamento di una macchina asincrona con rotore in serie può essere ricondotto a quello di una macchina asincrona a riluttanza: queste macchine sono spesso costrette ad operare anche in presenza di saturazione del nucleo ferromagnetico, e in questo caso le

induttanze L_d e L_q non possono essere assunte costanti, ma dipendenti dalle correnti i_d e i_q . Lo stesso potrebbe valere dunque per la macchina asincrona con rotore in serie.

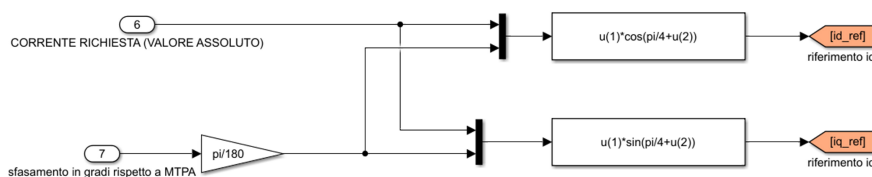
8.2. Prova di coppia a rotore bloccato: MTPA reale e MTPA analitica

Come già detto, nelle macchine con rotore in serie, la curva MTPA coincide anche con la condizione di massima efficienza (trascurando le perdite nel ferro).

Nelle macchine asincrone con rotore in cortocircuito non è di solito conveniente superare i limiti di flusso, poiché questo porta ad una distorsione della forma d'onda delle correnti di rotore e ad un calo repentino delle prestazioni.

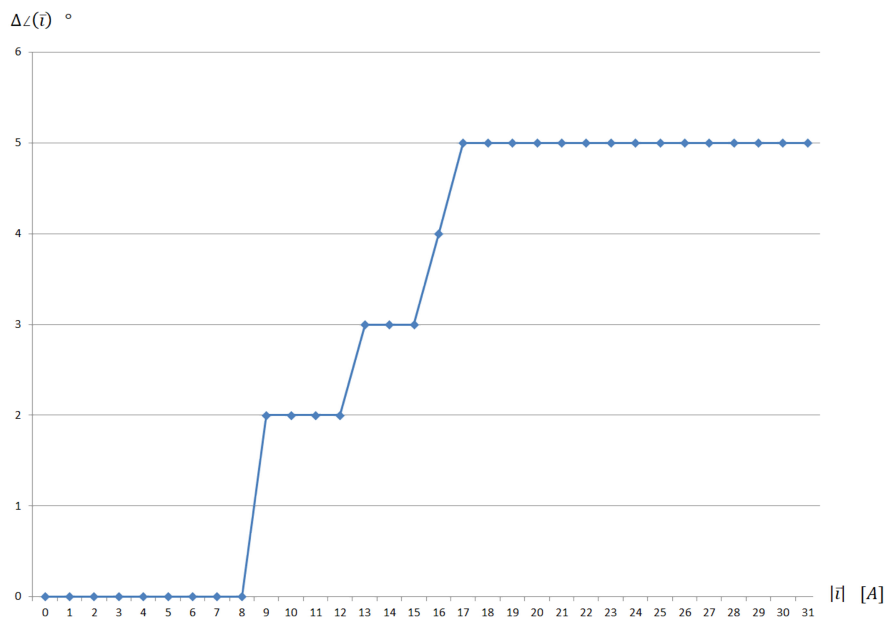
Invece, nella macchina con rotore in serie, le correnti di rotore sono invece fornite direttamente dall'inverter, e il sistema di controllo ne garantisce la sinusoidalità: si è deciso pertanto di identificare sperimentalmente come alimentare la macchina per massimizzare la coppia a parità di corrente impressa, anche fuori dai limiti di flusso.

Come già fatto per le prove descritte in 7.4, il rotore della macchina è stato bloccato, ed è stato messo a punto un sistema di controllo per identificare, a parità di valore assoluto della corrente di alimentazione, l'angolo elettrico da fornire al vettore di spazio della corrente di alimentazione per erogare la coppia massima, o più precisamente lo sfasamento, in gradi sessagesimali, di quest'angolo rispetto a 45° , cioè la curva MTPA analitica.



8-2 Sistema di controllo per l'identificazione della MTPA reale

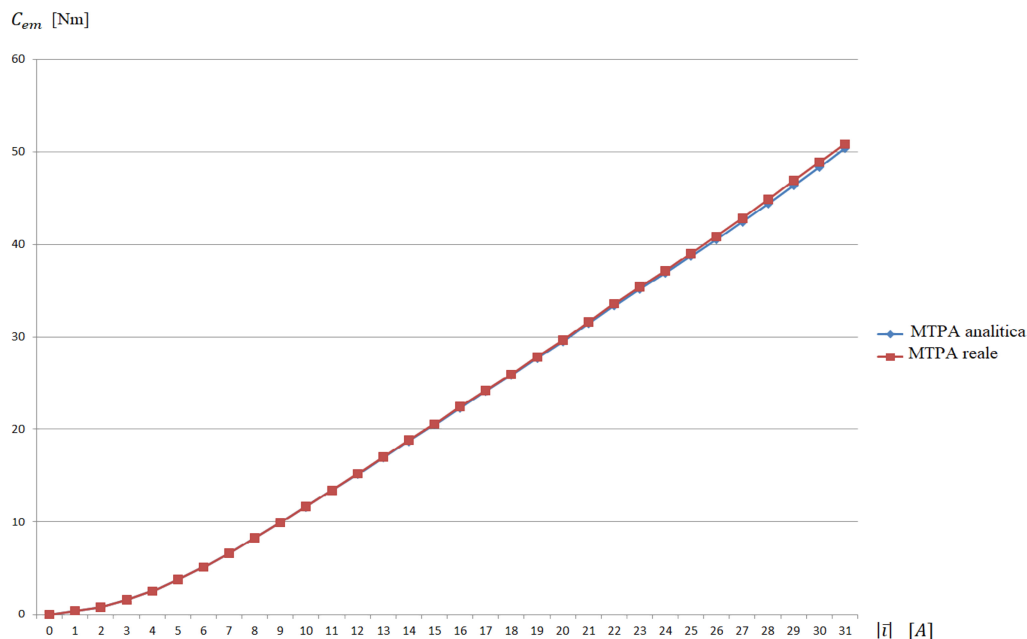
Al variare del valore assoluto della corrente di alimentazione, osservando sul torsionometro la misura della coppia, è stato identificato il valore dell'angolo della corrente per cui si ottiene la coppia massima.



8-3 Angolo delle correnti di coppia massima

Come si può vedere confrontando le figure 8-1e 8-3, fino a che il vettore di spazio delle correnti rimane interno ai limiti di flusso, lo sfasamento tra la MTPA reale e la MTPA analitica è nullo: ciò prova la validità del modello matematico.

Quando però il vettore di spazio delle correnti è maggiore di 8 Ampere, la MTPA reale si distacca gradualmente dalla MTPA analitica, in virtù di fenomeni di saturazione magnetica, e il vettore di spazio delle correnti in condizione di MTPA reale arriva a sfasarsi di 5° elettrici rispetto alla condizione di MTPA analitica.

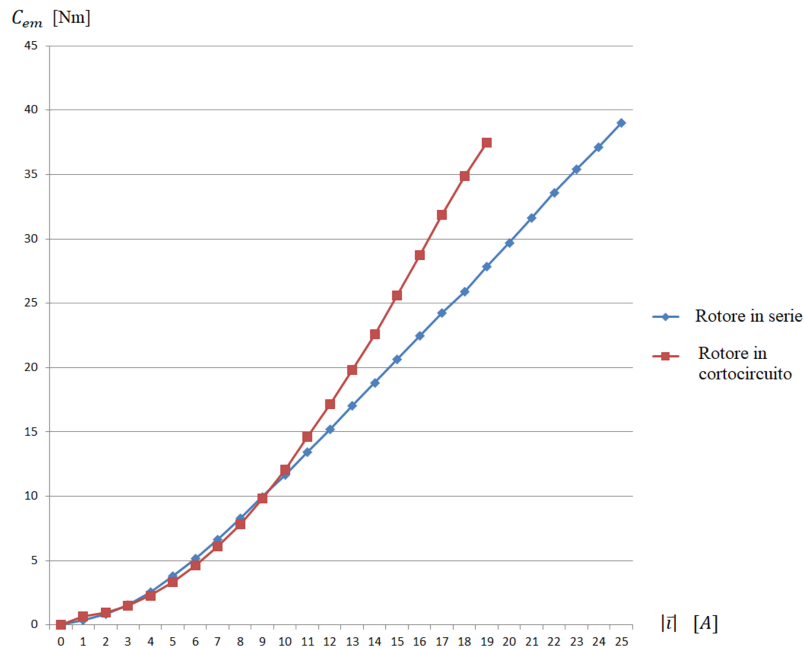


8-4 MTPA analitica ed MTPA reale

La curva di coppia presenta, fino al valore di corrente che satura il circuito magnetico, un andamento quadratico, come previsto dal modello matematico. Oltre questo valore presenta invece un andamento lineare rispetto al valore assoluto della corrente.

Misurando la coppia erogata in condizione di MTPA analitica ed MTPA reale (figura 8-4) si è constatato che il guadagno di coppia ottenibile seguendo la curva MTPA reale è molto limitato: 0.3 Nm nel punto di coppia massima.

Si è pertanto deciso, nel sistema di controllo di velocità, proposto nel capitolo 5, di non utilizzare una *look-up table* per inseguire la curva MTPA reale: si è scelto invece di seguire coi riferimenti la MTPA analitica e prendendo solo per il punto di coppia massima il valore delle correnti sulla MTPA reale, imponendo come saturazione superiore del PI di deflussaggio (con riferimento a 5-4), $i_{d_{MAX}} = I_{MAX} \cos 50^\circ$.



8-5 Confronto MTPA

Confrontando la curva MTPA della macchina con rotore in serie con la MTPA della macchina con rotore in cortocircuito si può vedere che la macchina con rotore in cortocircuito eroga più coppia a parità di corrente impressa: ciò è dovuto al fatto che nel rotore circola molta più corrente.

Imponendo però la parità di potenza termica si è però inaspettatamente ottenuto per la macchina con rotore in serie una coppia nominale superiore: la coppia massima della macchina con rotore in cortocircuito è di 37.5 Nm, per la macchina con rotore in serie 39 Nm, con un incremento del 4%.

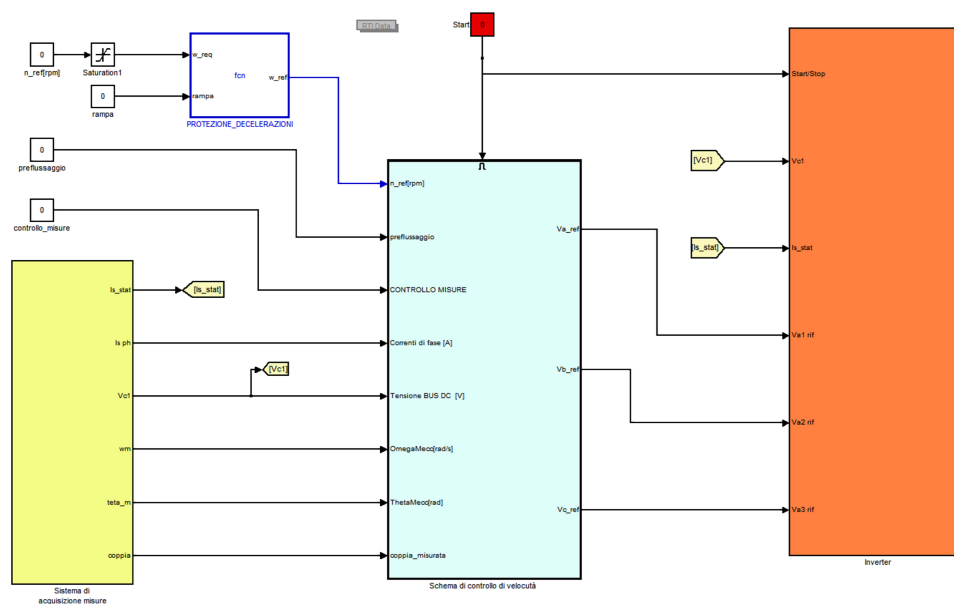
Si è dunque dimostrato che grazie al collegamento con rotore in serie è possibile ottenere un incremento di coppia anche utilizzando una macchina elettrica sulla carta poco adatta e progettata per tutt'altro uso.

Sulla base delle prove sperimentali si ritiene probabile che, anche utilizzando una macchina con le induttanze uguali come quella scelta per le simulazioni numeriche del capitolo 6, la coppia massima si

ottenga al di fuori dei limiti di flusso, dunque che l'incremento di coppia relativo al collegamento in serie, per una macchina progettata *ad hoc*, sia maggiore di quanto stimato precedentemente in 4.6 e 6.5.

8.3. Messa a punto del sistema di controllo di velocità

Come già spiegato al capitolo 7, grazie alla scheda dSPACE, il sistema di controllo deve essere realizzato in ambiente Simulink, e viene tradotto mediante un generatore di codice automatico in un linguaggio compatibile col controllore interno all'hardware.



8-6 Vista globale del modello Simulink

Il modello Simulink è articolato in tre blocchi, o *Subsystem*: il sistema di acquisizione delle misure, il sistema di controllo di velocità e l'inverter. In alto a sinistra ci sono invece le variabili di input da utilizzare per il controllo *real time* attraverso il software ControlDesk: la velocità di riferimento (con una protezione contro le decelerazioni improvvise, in quanto la macchina frenando funziona da generatore, e invertendosi il flusso di energia si carica il condensatore del BUS DC,

creando potenzialmente sovratensioni), il comando di preflussaggio (che controlla in modo dinamico la strategia di controllo da attuare, come spiegato in 5.4) e un comando che serve a gestire le porte di output del pannello dSPACE CP1014, per permettere la misura di alcune grandezze con oscilloscopio.

8.3.1. Subsystem del sistema di controllo di velocità

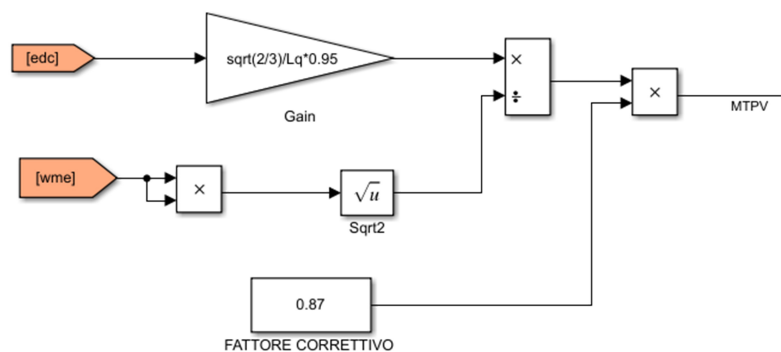
Il sistema di controllo della velocità è quello spiegato al capitolo 5, e non occorre dunque riportarlo.

L'unica differenza riguarda l'implementazione della MTPV: come spiegato in 5.3, si è scelto di utilizzare l'equazione (60):

$$i_q = \pm \frac{\sqrt{2} |\bar{v}|}{L_q \omega_{me}}$$

Tuttavia, a causa del dimensionamento della macchina (non adatto per il collegamento in serie), il punto di intersezione della MTPV con il limite in corrente è esterno ai limiti di flusso (come si può vedere in figura 8-1): a causa dell'insorgere della saturazione magnetica, l'induttanza $L_q = L_S + L_R - 2M$ assume un valore superiore a quello nominale, in virtù della diminuzione della mutua induttanza.

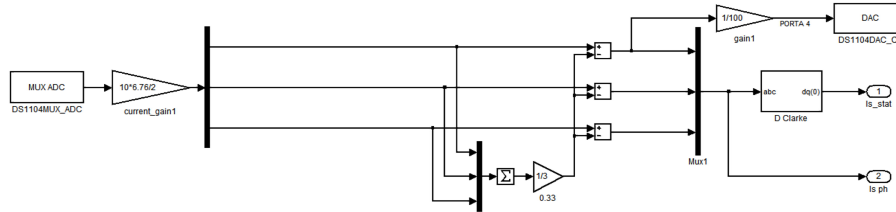
Si è dovuto quindi introdurre un fattore correttivo, ricavato sperimentalmente, come mostrato in figura 8-7.



8-7 Fattore correttivo MTPV

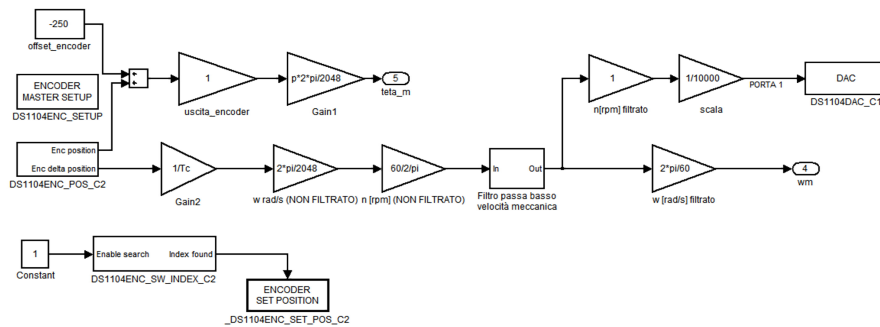
8.3.2. Subsystem del sistema di acquisizione delle misure

Come già detto il sistema di controllo si affida all'acquisizione delle misure di posizione, velocità, correnti e tensione del BUS DC.



8-8 Acquisizione delle correnti

I segnali provenienti vengono moltiplicati per un guadagno, calcolato in base al fondo scala delle sonde. Poiché la macchina è collegata a stella, la somma delle correnti di fase deve essere nulla: sottraendo ai valori delle misure la componente omopolare si compensano errori di misura. In alto a destra si può vedere che la corrente di fase “a” è mandata in uscita all'oscilloscopio, grazie al blocco DAC.

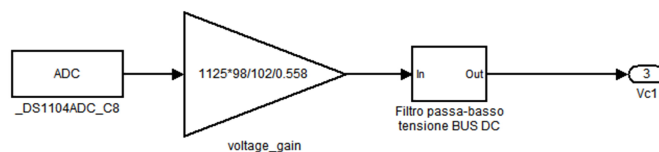


8-9 Acquisizione dell'encoder

La misura della velocità e la posizione del rotore sono fornite da un encoder.

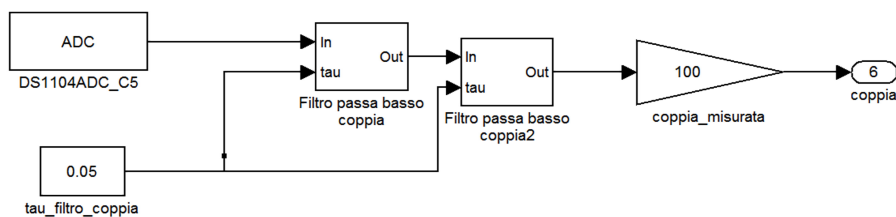
In alto a sinistra, in figura 8-9 si può vedere l'offset sulla misura dell'encoder, ottenuto nella prova del paragrafo 7.5.

La misura della velocità è filtrata e inviata al sistema di controllo della velocità, oltre che all'oscilloscopio per l'acquisizione.



8-10 Acquisizione della tensione del BUS DC

Un filtro discreto è utilizzato anche per la misura della tensione del BUS DC, che viene inviata al sistema di controllo della velocità.



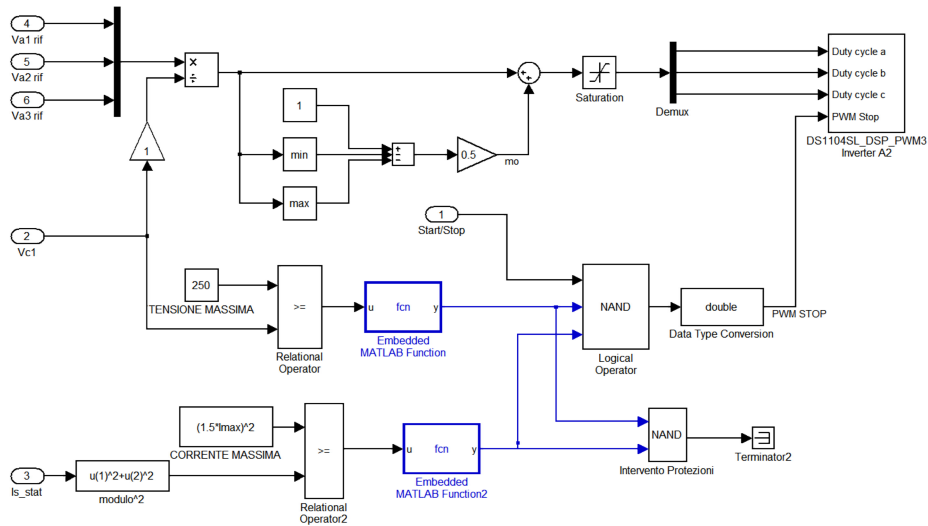
8-11 Acquisizione della coppia

Sebbene non necessaria al sistema di controllo, è stata acquisita la misura della coppia, dal torsionmetro del banco prova. A causa di problemi di interferenza elettromagnetica, tale misura è stata filtrata con un filtro discreto del secondo ordine, ottenuto mettendo in serie due filtri discreti del primo ordine.

8.3.3. *Subsystem* dell'inverter e protezioni

Come si può vedere in figura, le modulanti sono ottenute, a partire dalle tensioni di riferimento, nello stesso modo rispetto al modello Simulink dell'inverter descritto in 6.1.

L'invio dei duty cycle all'hardware è eseguito tramite il blocco DS1104SL_DSP_PWM3, che prevede in ingresso anche il segnale di stop per interrompere l'alimentazione alla macchina elettrica se non è avviato il pulsante di start o se è intervenuta una protezione: sono infatti presenti due protezioni, una per le sovratensioni e una per le sovracorrenti, come si può vedere in basso, in figura .

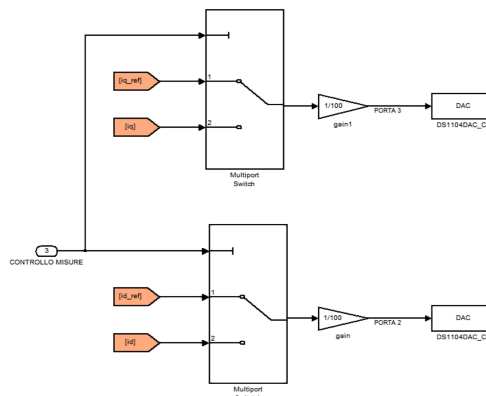


8-12 Subsystem dell'inverter

8.3.4. Controllo dei segnali da inviare all'oscilloscopio

L'oscilloscopio permette di acquisire in tutto quattro misure per volta. Come già mostrato, la velocità occupa la porta 1, e la corrente di fase "a" la porta 4.

Per le porte 2 e 3 si è scelto di inviare, tramite un comando dell'interfaccia utente, a seconda della richiesta le misure di:

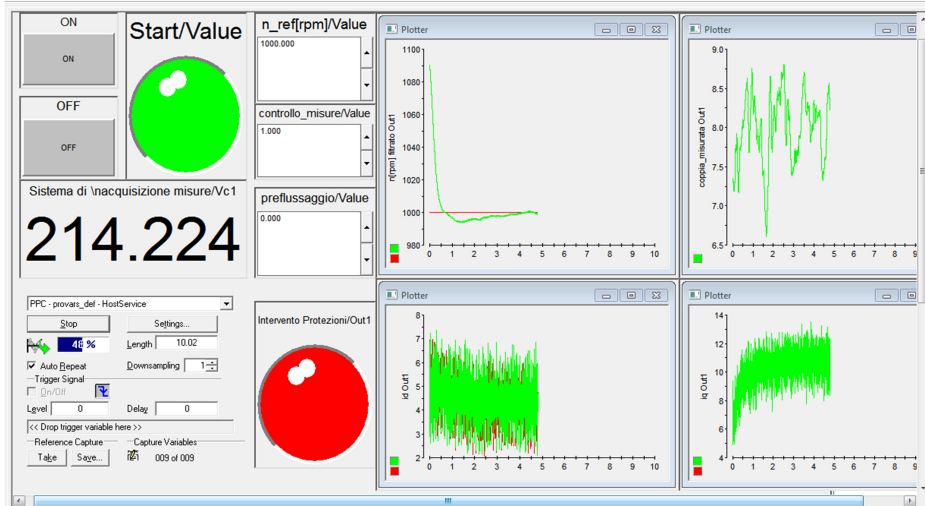


8-13 Controllo dei segnali in uscita

- correnti i_d e i_q ;
- correnti i_d e i_q di riferimento.

8.3.5. Interfaccia utente

Come già detto, l'applicazione caricata sul sistema dSPACE viene gestita in tempo reale dalla Workstation con il software ControlDesk, che permette la creazione di un'interfaccia grafica dedicata.



8-14 Interfaccia utente

All'interno dell'interfaccia utente sono presenti:

- i pulsanti di start e stop per avviare e interrompere la prova;
- i display dove inserire il valore della velocità di riferimento, e i comandi relativi al controllo della dinamica dell'azionamento e delle misure da acquisire;
- i plot relativi alla velocità misurata e di riferimento, alle correnti misurate e di riferimento e la coppia misurata;
- la misura della tensione del BUS DC;
- i led di segnalazione dell'avviamento della macchina e dell'intervento delle protezioni contro le sovratensioni e sovracorrenti.

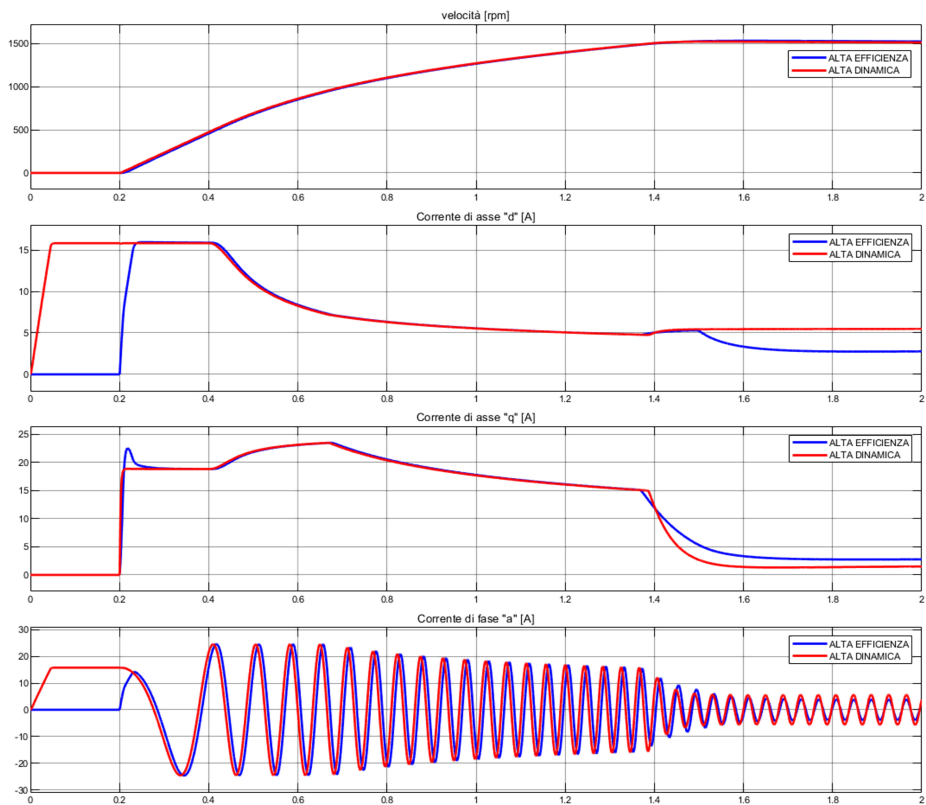
8.4. Risposta al gradino di velocità: confronto sperimentale tra la strategia di alta dinamica e la strategia di alta efficienza

Terminata la messa a punto del modello, è stato creato uno script di MATLAB in cui sono stati inseriti tutti i parametri presenti nel sistema di controllo.

Per le prove mostrate in seguito è stata impostata una tensione del BUS DC pari a 200 V, la macchina freno è stata alimentata per avere la massima coppia resistente possibile, ed è stato dato come riferimento di velocità un gradino di ampiezza pari a 1500 rpm.

La finestra temporale delle acquisizioni con l'oscilloscopio è stata fissata con una scala di 200 ms/div, quindi su una finestra di 10 divisioni si ha una visualizzazione della prova della durata di 2 secondi.

Le prove mostrate riguardano il confronto tra la strategia di alta efficienza e la strategia di alta dinamica: si cerca di replicare i risultati della simulazione mostrata in 6.4. Si è pertanto inserito nel modello simulink i parametri relativi al motore del laboratorio, del carico e le condizioni della prova, ottenendo i seguenti risultati, mostrati in figura 8-15.



8-15 Risultati della simulazione

L'interpretazione possibile dei risultati della simulazione è analoga a quella già fatta in 6.4.

La taratura di primo tentativo dei regolatori PI, ottenuta in simulazione, è stata perfezionata durante le prove.

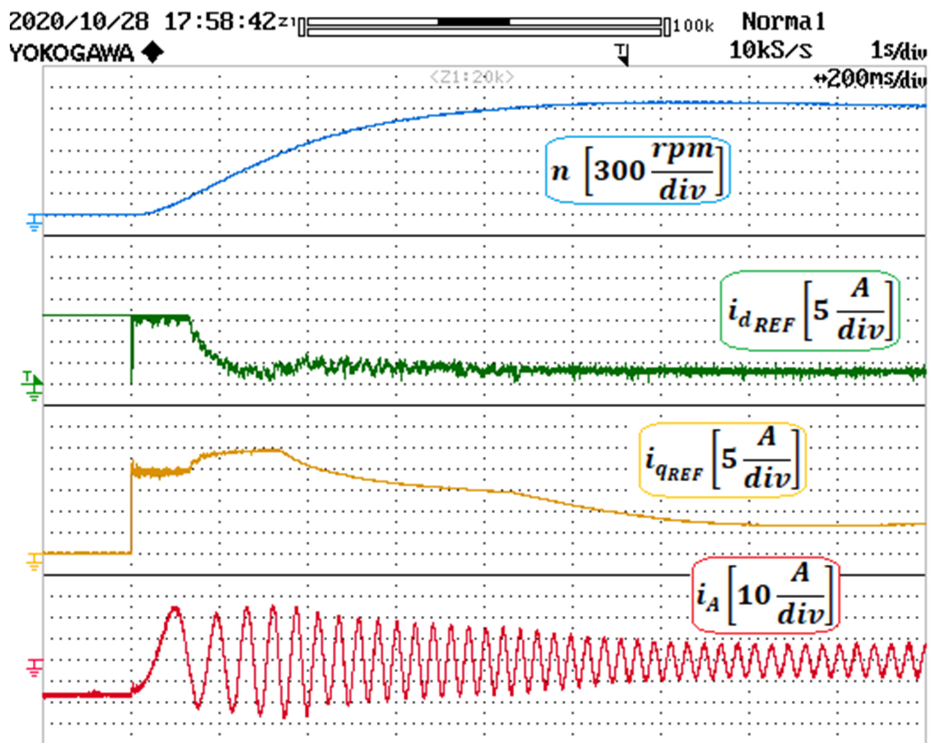
I parametri utilizzati nelle prove sperimentali mostrate in seguito sono riportati in Tabella 8-1.

Tabella 8-1

<i>PARAMETRO</i>	<i>VALORE</i>
Numero di coppie di poli	2
Resistenza equivalente	0.8122 Ω
Induttanza di asse "d"	0.178 H
Induttanza di asse "q"	0.026 H
Periodo di commutazione	0.00011 s
K_p del PI di corrente i_d	49.3105 V/A
K_i del PI di corrente i_d	150 V/(A · s)
K_p del PI di corrente i_q	49.3105 V/A
K_i del PI di corrente i_q	1026.9 V/(A · s)
K_p del PI di deflussaggio	0.015 A/V
K_i del PI di deflussaggio	0.015 A/(V · s)
K_p del PI di velocità	0.5 A · s/rad
K_i del PI di velocità	1 A/rad
τ del filtro della tensione	0.1 s
τ del filtro della coppia	0.05 s
τ del filtro della velocità	0.1 s

8.4.1. Strategia di alta dinamica

Come spiegato in 5.4, il sistema di controllo adottato permette di cambiare la strategia da adottare in modo dinamico, attraverso un comando presente sull'interfaccia utente: per adottare la strategia di alta dinamica è sufficiente digitare "1" sulla apposita casella di testo.



8-16 Strategia di alta dinamica: primo set di acquisizione

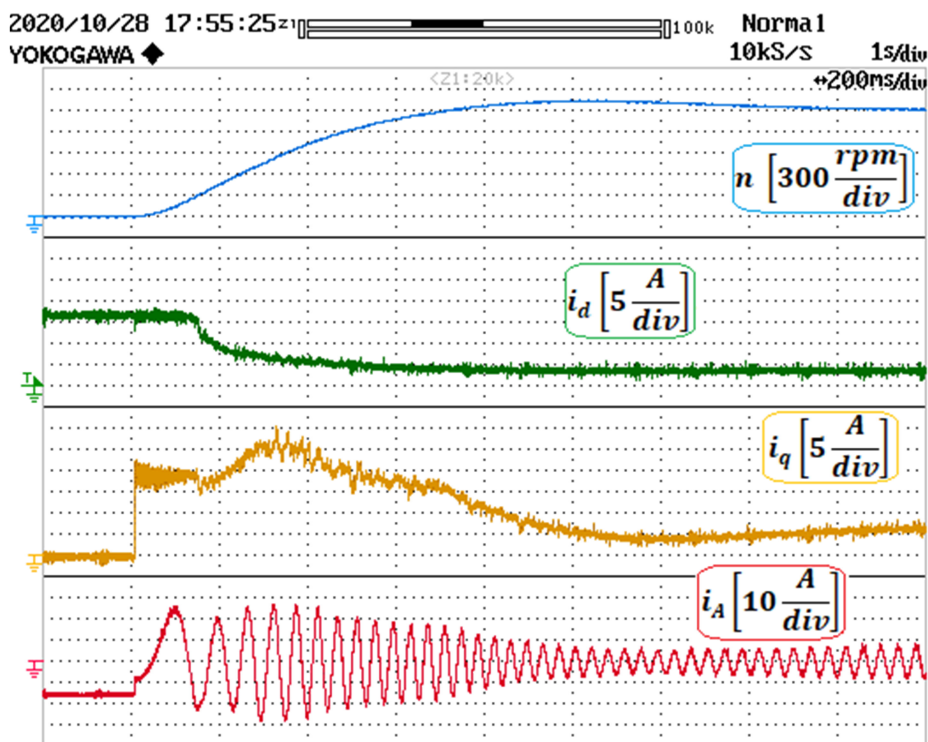
Il primo set di acquisizione include:

- la velocità meccanica, espressa in giri al minuto;
- i riferimenti delle correnti i_d e i_q ;
- la corrente di fase "a".

Osservando l'andamento della corrente i_q di riferimento (mostrato in figura 8-16) si possono identificare facilmente le tre zone di funzionamento della macchina:

- dall'istante $t = 200 \text{ ms}$ all'istante $t = 320 \text{ ms}$ la macchina si trova nella zona a coppia costante;
- dall'istante $t = 320 \text{ ms}$ all'istante $t = 520 \text{ ms}$ la macchina si trova nella zona a potenza costante;
- dall'istante $t = 520 \text{ ms}$ all'istante $t = 900 \text{ ms}$ la macchina si trova nella zona di secondo deflussaggio.

Dopo l'istante $t = 900 \text{ ms}$ la corrente si abbassa perché ormai la macchina ha superato il set point di 1500 rpm.



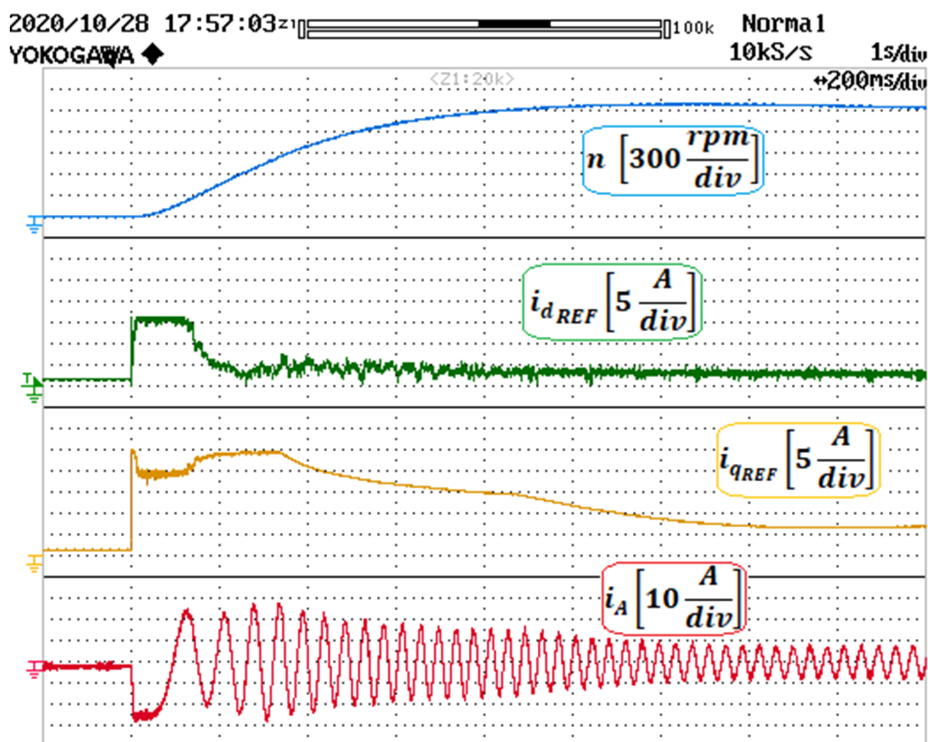
8-17 Strategia di alta dinamica: secondo set di acquisizione

Attraverso l'acquisizione delle correnti misurate in luogo di quelle di riferimento (figura 8-17) si può vedere come la corrente misurata di

asse “d” sia più regolare della relativa corrente di riferimento: ciò è dovuto all’elevata induttanza L_d che agisce da filtro sulle variazioni improvvise.

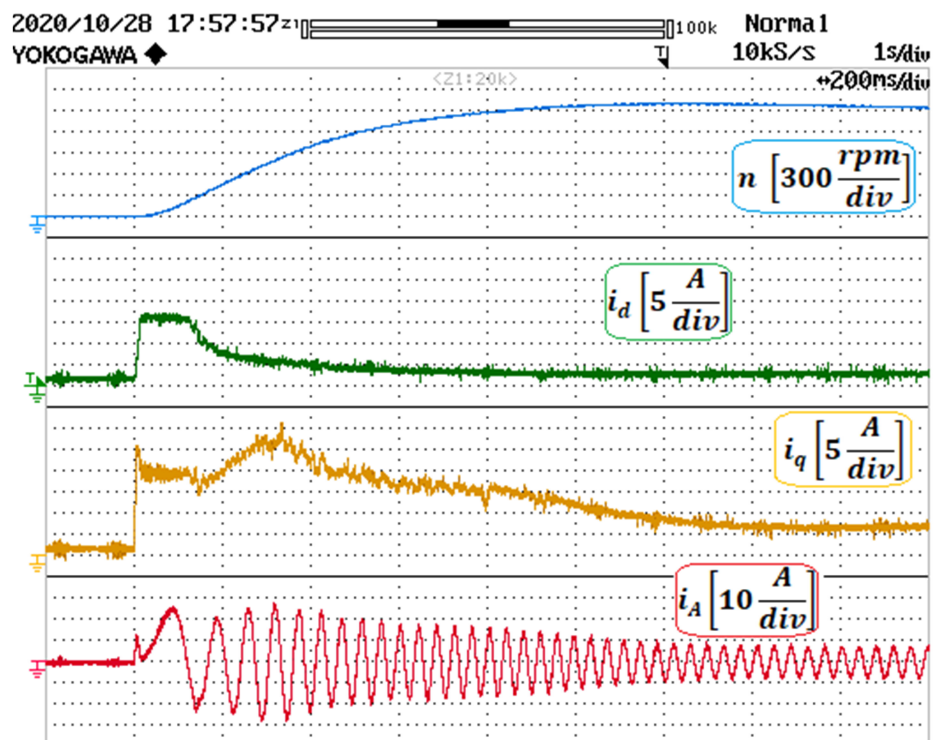
8.4.2. Strategia di alta efficienza

La strategia di alta efficienza consente di alimentare la macchina con corrente nulla quando la coppia richiesta è nulla, e di minimizzare la corrente assorbita a qualunque velocità, come spiegato in 5.4.



8-18 Strategia di alta efficienza: primo set di acquisizione

Come si può vedere in figura 8-18, i riferimenti delle correnti sono nulli fino a quando viene applicato il gradino di velocità di riferimento, che comporta un incremento a gradino anche nei riferimenti di corrente.



8-19 Strategia di alta efficienza: secondo set di acquisizione

In accordo con le simulazioni, la corrente misurata di asse “d” non riesce a seguire istantaneamente il riferimento, per i motivi già spiegati. Ciò comporta che la presa di coppia della macchina sia leggermente più lenta.

Osservando però l’andamento delle velocità confrontando le immagini 8-16 e 8-18 si può vedere come il vantaggio effettivo sulla dinamica del sistema sia minimo, come già visto in simulazione: infatti si può compensare parzialmente il ritardo sulla presa di coppia, dovuto alla dinamica lenta della corrente “d”, con una sovralongazione della corrente “q”, come mostrato in figura 8-19.

Il vantaggio effettivo sull’accelerazione della macchina dovuto alla strategia di alta dinamica non è apprezzabile in questa scala temporale.

9. Conclusioni

Il sistema di controllo, la cui progettazione e realizzazione costituisce l'oggetto di questa trattazione, si è dimostrato semplice e funzionale, robusto rispetto alle incertezze parametriche sul modello del sistema, ma è nondimeno in grado di ottimizzare alternativamente sia la risposta dinamica che l'efficienza: dato che al momento non esiste alcuna applicazione industriale che fa uso di macchine asincrone con rotore in serie, si è cercato di dimostrare la praticabilità della soluzione.

Data inoltre la scarsità di letteratura scientifica a riguardo, ci permettiamo, in quest'ultimo capitolo, di compiere una valutazione complessiva sulla competitività della tecnologia e su quali applicazioni potrebbe avere in futuro, sulla base dei risultati ottenuti dalla trattazione delle equazioni di macchina e dalle simulazioni numeriche in ambiente Simulink, nonché della loro verifica sperimentale.

Il principale punto debole della macchina con rotore in serie, rispetto alle soluzioni attualmente più diffuse, consiste nell'adozione di spazzole e collettori per alimentare il circuito rotorico: tale sistema comporta infatti un certo ingombro aggiuntivo, costi di manutenzione e un incremento generale della complessità di fabbricazione della macchina. Tale incremento di complessità può trovare forse più facilmente giustificazione per azionamenti di media e grande potenza, dove peraltro le macchine asincrone con rotore avvolto hanno già una certa diffusione.

Un vantaggio della macchina con rotore in serie, rispetto a qualsiasi altra macchina, è dato dal fatto che la frequenza di alimentazione, per data velocità, è la metà di quella che si avrebbe con una macchina sincrona con lo stesso numero di poli: ciò consente potenzialmente di ampliare l'intervallo di velocità della macchina in applicazioni dove tale frequenza è limitata, o alternativamente permette di utilizzare un periodo di commutazione più elevato nell'inverter in modo da avere minori perdite per commutazione.

Il vantaggio principale della macchina con rotore in serie, se opportunamente dimensionata, rimane comunque il fatto di poter fornire potenza utile in un intervallo di velocità estremamente ampio: come spiegato per via analitica in 4.5 e confermato dalle simulazioni numeriche in 6.5, collegando il motore con rotore in serie si ottiene una zona di funzionamento a potenza costante circa doppia rispetto a quella che si avrebbe collegando lo stesso motore con il rotore chiuso in cortocircuito.

Tale risultato è dovuto al fatto che per magnetizzare la macchina con rotore in serie è sufficiente circa metà della corrente necessaria a magnetizzare la stessa macchina con rotore in cortocircuito: in virtù di tale risparmio si ha un aumento di coppia e di efficienza a qualunque velocità.

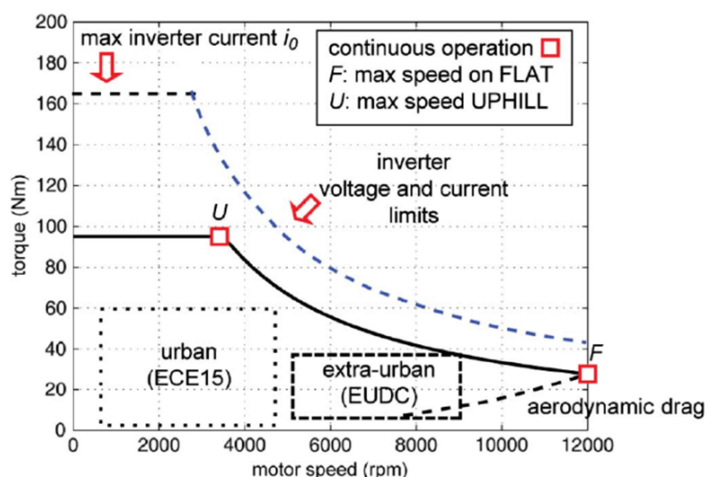
Il motore asincrono con rotore in serie unisce dunque le prestazioni di efficienza di un motore sincro a riluttanza (di cui condivide le equazioni di funzionamento) con la robustezza e la capacità di sovraccarico di un motore asincrono.

Rispetto al motore sincro a riluttanza, con il motore asincrono con rotore in serie si può ottenere però una densità di coppia, un fattore di potenza e una velocità di secondo deflussaggio molto superiori: tali prestazioni dipendono infatti dal rapporto di anisotropia che, come visto in 4.1, può raggiungere per la macchina con rotore in serie valori di un ordine di grandezza superiore rispetto ai valori tecnologicamente ottenibili nelle macchine sincrone a riluttanza tradizionali.

Queste caratteristiche rendono la macchina con rotore in serie un candidato possibile per quelle applicazioni dove è richiesto alla macchina elettrica di operare in un grande intervallo di velocità, con buona efficienza complessiva e con una tensione limitata: ovvero quando l'azionamento non è alimentato da rete ma da un pacco batterie, dunque è necessario l'ottenimento di elevate prestazioni dinamiche senza penalizzare il consumo energetico e dunque la durata della batteria.

I veicoli a propulsione elettrica (EV) e quelli a trazione ibrida (HEV) sono un esempio di quanto questi aspetti influenzino l'intero progetto di un azionamento elettrico.

Lo stato dell'arte nel campo della trazione elettrica prevede l'utilizzo di motori asincroni o motori sincroni a magneti permanenti, detti brushless⁵⁰.



9-1 Esempio di specifiche richieste ad un motore per EV (Pellegrino, Vagati, Boazzo, & Guglielmi, 2012)

Quest'ultima tecnologia è quella che recentemente ha avuto più diffusione: le macchine brushless possono essere progettate per operare in un ampio intervallo di velocità, con densità di coppia e potenza superiori alle altre tecnologie attuali⁵¹.

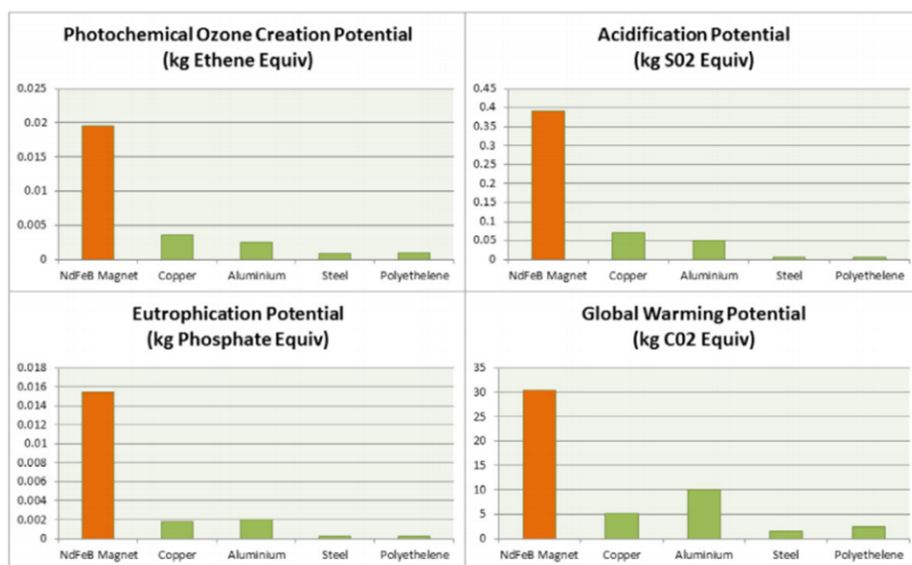
Le limitazioni principali di questa tipologia di motori sono legate al costo e alla disponibilità delle terre rare utilizzate nei magneti permanenti. Si pensi ad esempio che l'86% della produzione mondiale di Neodimio, che serve a produrre i magneti presenti nei motori ad alte prestazioni delle auto elettriche più diffuse, è localizzata in Cina: la gestione monopolistica delle risorse comporta grandi oscillazioni sul prezzo di acquisto di tali materie prime, scoraggiando gli investimenti in questo settore nei paesi occidentali, tanto che la Commissione Europea pone tali materiali tra quelli a più alto rischio di interruzione della catena di approvvigionamento⁵².

⁵⁰ (Pellegrino, Vagati, Boazzo, & Guglielmi, 2012)

⁵¹ (Yang, Shang, Brown, & Krishnamurthy, 2015)

⁵² (European Commission, Study on the EU's list of Critical Raw Materials – Final Report (2020))

L'estrazione e la lavorazione dei materiali necessari alla produzione dei magneti solleva inoltre tematiche di tipo ambientale⁵³.



9-2 Emissioni durante il ciclo di vita dei materiali più usati nei motori elettrici⁵⁴

Ciò ha indirizzato pertanto la ricerca negli ultimi anni a valutare soluzioni alternative.

Va detto però che, anche trascurando le questioni ambientali e le incognite sul futuro del prezzo dei magneti, la macchina asincrona tradizionale è tuttora considerata, nonostante l'efficienza inferiore, un'alternativa valida alle macchine brushless nell'ambito dei veicoli elettrici, grazie al basso costo e alla miglior capacità di sovraccarico⁵⁵.

Inoltre il motore asincrono è intrinsecamente più sicuro in caso di spegnimento non voluto dell'inverter⁵⁶: se viene a mancare l'alimentazione anche il flusso magnetico cessa di esistere e la macchina non genera tensione ai terminali.

⁵³ (Widmer, Martin, & Kimiabeigi, 2015)

⁵⁴ (Widmer, Martin, & Kimiabeigi, 2015)

⁵⁵ (Zhu, Chu, & Guan, 2017)

⁵⁶ (Pellegrino, Vagati, Boazzo, & Guglielmi, 2012)

Una delle soluzioni più avanzate attualmente in commercio prevede infatti l'utilizzo combinato, sullo stesso veicolo, di una macchina asincrona e di una macchina brushless, in modo da sfruttare i vantaggi di entrambe le tipologie di macchine elettriche: la capacità di sovraccarico della macchina asincrona e l'efficienza della macchina brushless.



9-3 Spiegazione sintetica del sistema *Tesla Dual Motor*

Il frazionamento del powertrain comporta però in generale un aumento dei costi legati all'elettronica di potenza: tale soluzione è infatti attualmente relegata ad alcune versioni più costose delle (già non propriamente economiche) vetture della Tesla.

La validità del motore asincrono con rotore in cortocircuito in azionamenti ad altissime prestazioni è dunque fuori discussione: sulla base dei risultati ottenuti, il motore asincrono con rotore in serie promette, rispetto al collegamento con rotore in cortocircuito, di ottenere un miglioramento netto delle prestazioni, pur conservando i vantaggi che rendono la macchina asincrona tuttora una scelta solida.

La complessità introdotta dal sistema di alimentazione del circuito rotorico pare dunque giustificata, ed è comunque probabilmente inferiore rispetto a quella relativa alla costruzione del rotore di una macchina brushless a magneti interni, in cui il rapporto di anisotropia è ottenuto attraverso barriere di flusso la cui geometria è difficile da ottenere in un processo industriale⁵⁷.

Il sistema di controllo proposto è inoltre più robusto di quello standard del motore asincrono, in quanto non fa affidamento ad osservatori, e

⁵⁷ (Pellegrino, Vagati, Boazzo, & Guglielmi, 2012)

più semplice di quello utilizzato nelle macchine brushless a magneti interni⁵⁸, in virtù della maggior semplicità delle equazioni di macchina.

Sulla base di tutto ciò, si ritiene che la macchina asincrona con rotore in serie possa potenzialmente diventare una scelta valida per questo tipo di applicazioni, e in generale per gli azionamenti elettrici con sistema di controllo vettoriale.

⁵⁸ (Pellegrino, Vagati, Boazzo, & Guglielmi, 2012)

Bibliografia

- Abu-Elhajja, W. (2014). Review of Series Connected Wound Rotor Induction Motors. *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, (p. 613-618). Ischia.
- Amerise, A., Mengoni, M., & Zarri, L. (2019, May-June). Open-end windings induction motor drive with floating capacitor Bridge at Variable DC-Link Voltage. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(3), p. 2741-2749.
- Angst, G. (1937, October 7). *Brevetto n. 2084178*. US.
- Badr, M., Alolah, A., & Almarshood, A. (1998, December 4). Transient performance of series connected three phase slip-ring induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 13(4), p. 305-310.
- Bajjuri, N. K., & Jain, A. K. (2018). Sensorless Double-Inverter fed Wound Rotor Induction Motor Drive with Reduced Current Sensors. *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, (p. 1-6). Chennai, India.
- Dessouky, Y., Abouzid, M., & Mohamadein, A. (2000). Theory and performance of series connected synchronous motor. *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, (p. 505-508). Rome, Italy.
- European Commission, Study on the EU's list of Critical Raw Materials – Final Report (2020). (s.d.).
- Ferreira, F., & de Almeida, A. (2016). Overview on energy saving opportunities in electric motor driven systems-Part 1: System efficiency improvement. *IEEE/IAS 52nd Industrial and*

Commercial Power Systems Technical Conference (ICPS).
Detroit, MI, USA, 1-5 May 2016.

- Ho, E., & Sen, P. (1989, November-December). A high-performance parameter-insensitive drive using a series-connected wound rotor induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(6), 1132-1138.
- Ho, E., & Sen, P. C. (1995, February). High-performance decoupling control techniques for various rotating field machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 42(1), 40-49.
- Janaszek, M. (2016). Extended Clark transformation for n-phase systems. *Proceedings of Electrotechnical Institute*, (p. 5-26).
- Joksimović, G. (2008). Modelling and Analysis of Series-Connected Wound Rotor Induction Motor. *18th International Conference on Electrical Machines*. Vilamoura, Portugal: IEEE.
- Mengoni, M. (2018). Materiale didattico del corso di "Elementi di Conversione dell'Energia Elettrica LM", A.A. 2018/2019. Università di Bologna, Campus di Forlì.
- Mengoni, M. (2019). Materiale didattico del corso di "Azionamenti Elettrici LM", A.A. 2019/2020. Università di Bologna, Campus di Forlì.
- Muller, S., Deicke, M., & De Doncker, R. (2002, May-June). Doubly fed induction generator systems for wind turbines. *IEEE Industry Applications Magazine*, 8(3), 26-33.
- Pellegrino, G., Vagati, A., Boazzo, B., & Guglielmi, P. (2012, November-December). Comparison of Induction and PM Synchronous Motor Drives for EV Application Including Design Examples. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(6), p. 2322-2332.
- Rashad, E. E. (2010). Stability of variable speed series-connected wound rotor induction motor in super-synchronous mode. *2010*

IEEE International Conference on Power and Energy, (p. 771-775). Kuala Lumpur.

- Rashad, E., Radwan, T., & Rahman, M. (2004). Starting and vector control of series-connected wound-rotor induction motor in super synchronous mode. *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*. (p. 32-39). Seattle, WA, USA: IEEE.
- Ruviaro, M., Rñncos, F., Sadowski, M., & Borges, I. (2010). Design and analysis of a brushless induction machine with rotary transformer. *Proc. XIX ICEM*. Rome, Italy.
- Ruviaro, M., Rñncos, F., Sadowski, M., & Borges, I. (2012). Analysis and Test Results of a Brushless Doubly Fed. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(6), 2670-2677.
- Sabin, M. (2019, April 4). *Slip Ring Motor, How it works?* Tratto da learnengineering.org.
- W., C. W., & B., K. (2017, November). Optimal Design of Wound Field Synchronous Reluctance Machines to Improve Torque by Increasing the Saliency Ratio. *IEEE Transactions on Magnetics*, 53(11), p. 1-4.
- Waide, P., & Brunner, C. (2011). *Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems*. IEA Energy Papers 2011/7.
- Widmer, J. D., Martin, R., & Kimiabeigi, M. (2015). Electric vehicle traction motors without rare earth magnets. *Sustainable Materias and Technologies*, 3, 7-13.
- Yang, Z., Shang, F., Brown, I. P., & Krishnamurthy, M. (2015, October). Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction, and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 1(3), p. 245-254.

Zhu, Z. Q., Chu, W. Q., & Guan, Y. (2017, March). Quantitative comparison of electromagnetic performance of electrical machines for HEVs/EVs. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 37-47.