

POLITECNICO DI TORINO

Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica



**Politecnico
di Torino**

Tesi di Laurea Magistrale

Analisi e validazione sperimentale di controllo sensorless per motore sincro a riluttanza basato su SyR-e

Relatori

Prof. Gianmario PELLEGRINO

Prof. Paolo PES CETTO

Prof. Simone FERRARI

Ing. Niccolò BERTOTTO

Candidato

Francesco MERENDA

ANNO ACCADEMICO 2024/25

Sommario

L'obiettivo di questa tesi è di studiare e confrontare due tipologie di controllo sensorless "*Field Oriented Control*" (FOC) e "*Direct Flux Vector Control*" (DFVC), per un motore sincrono a riluttanza, valutandone le prestazioni attraverso simulazioni e test sperimentali a banco.

Il lavoro di tesi è stato sviluppato con la partecipazione dell'azienda Diplomatic MS Spa, che ha fornito il motore elettrico, il banco prova ed il software di controllo necessari per lo studio e la sperimentazione.

La ricerca si è articolata nelle seguenti fasi:

1. Costruzione del modello agli elementi finiti del motore in ambiente software SyR-e, utile alla caratterizzazione dello stesso e alla generazione automatica del modello Simulink per la simulazione del controllo.
2. Confronto simulato delle due tipologie di controllo sensorless FOC e DFVC in ambiente Simulink.
3. Validazione sperimentale comparativa delle due tipologie di controllo sensorless.

I risultati ottenuti dimostrano che il DFVC sensorless è in grado di garantire un controllo efficace del motore sincrono a riluttanza in diverse condizioni operative, e con prestazioni generalmente migliori di quelle del FOC. Tuttavia, alcune limitazioni sono emerse, come le difficoltà di stima della posizione di rotore intorno a velocità nulla.

Il lavoro svolto fornisce un contributo al trasferimento tecnologico nel campo del controllo sensorless dei motori SyR, ed un esempio di validazione comparativa sul campo di due popolari metodologie prese dalla letteratura, evidenziando le potenzialità e le criticità di tali sistemi.

L'azienda ha infatti l'intenzione di adottare il nuovo controllo DFVC in produzione. Inoltre, il presente lavoro è stato utile per la validazione del software SyR-e su ulteriori casi reali. Studi futuri si concentreranno sulla messa a punto del codice di controllo DFVC verso l'applicazione industriale.

Indice

Elenco delle tabelle	VI
Elenco delle figure	VII
Introduzione	XII
1 Motore sincrono a riluttanza	1
1.1 Introduzione	1
1.2 Aspetti costruttivi del motore sincrono a riluttanza	1
1.2.1 Statore	2
1.2.2 Rotore	3
1.2.3 Strutture ad alta anisotropia	7
2 Controllo FOC del motore sincrono a riluttanza	10
2.1 Introduzione	10
2.2 Controllo Vettoriale di corrente	10
2.3 Comportamento magnetico saturato	15
2.3.1 Comportamento magnetico su asse d	15
2.3.2 Comportamento magnetico su asse q	16
2.4 Controllo di flusso in coordinate dq	17
2.5 Osservatore di flusso	20
3 Controllo Sensorless	22
3.1 Introduzione	22
3.2 Controllo Sensorless in alta velocità	23
3.3 Controllo Sensorless a bassa velocità	26
4 SyR-e	29
4.1 Introduzione	29
4.2 GUI SyR-e	30
4.2.1 Dati principali	31

4.2.2	Geometria	33
4.2.3	Materiali	34
4.2.4	Tipi di simulazione disponibili	34
4.2.5	Risultati delle simulazioni	39
4.3	GUI SyR-e MMM	40
4.3.1	Main	41
4.3.2	Scaling & Skewing	42
4.4	syreDrive	43
4.4.1	Modello Simulink	45
4.4.2	Controllo Sensorless di syreDrive	47
4.5	Confronto mappe di flusso	51
5	Sensorless Field Oriented Control di Duplomatic MS Spa	54
5.1	Introduzione	54
5.2	Controllo FOC Sensorless Duplomatic MS Spa	54
5.3	Risultati delle simulazioni	56
6	Sensorless Direct Flux Vector Control	58
6.1	Introduzione	58
6.2	Descrizione del controllo DFVC	59
6.3	Schema del controllo sensorless	62
6.3.1	Iniezione del segnale ad alta frequenza	62
6.3.2	Assenza dell'errore di cross saturation	65
6.3.3	Osservatore Sensorless Active Flux	66
6.4	Risultati delle simulazioni	68
6.5	Confronto FOC-DFVC	69
6.5.1	Prova dell'aumento di banda	69
6.5.2	Prova dell'incremento delle mappe di flusso	71
7	Prove sperimentali	74
7.1	Introduzione	74
7.2	Risultati delle prove sperimentali	78
7.2.1	Gradino di carico a coppia nominale	78
7.2.2	Prove di scarico a gradino	83
7.2.3	Gradino di carico a bassa velocità	85
7.2.4	Prove di accelerazione	87
7.2.5	Prove di deflussaggio	92
7.3	Debugging del controllo di syreDrive	98
7.3.1	Angolo delta a basso carico	98
7.3.2	Problema dello scarico di coppia in deflussaggio	99
8	Conclusioni	104

Bibliografia	105
A Controllo Motore SyR-e	107
A.1 Calcolo della velocità	107
A.2 Tipologia di controllo	109
A.3 Stima della posizione Sensorless	111
A.4 Strategia di controllo	114
A.5 Iniezione ad alta frequenza	116
A.6 Osservatore di flusso	117

Elenco delle tabelle

4.1	Dati di targa motore SyR Diplomatic MS Spa	31
4.2	Impostazioni per le simulazioni FEMM	36
4.3	Confronto valori nominali	41
7.1	Dati di targa freno Brushless	74
7.2	Dati di targa motore utilizzato per il test di deflussaggio	92

Elenco delle figure

1.1	Motore sincrono a riluttanza a laminazione trasversale	2
1.2	Macchina elementare a riluttanza variabile	3
1.3	Rotore a poli salienti	4
1.4	Andamento induzione e f.m.m. in asse d	5
1.5	Andamento induzione e f.m.m. in asse q	5
1.6	Rotore a laminazione assiale	7
1.7	Rotore a laminazione trasversale	8
1.8	Linee di flusso nei ponticelli	8
2.1	Schema del controllo in corrente	11
2.2	Schema a blocchi del motore	12
2.3	Schema con anelli di corrente	12
2.4	Schema semplificato	13
2.5	Schema a regime	14
2.6	Caratteristica magnetica su asse d	15
2.7	Caratteristica magnetica su asse q	16
2.8	Controllo di flusso	17
2.9	Schema a blocchi del controllo di flusso	18
2.10	Schema a blocchi con retroazione di flusso	19
2.11	Schema a blocchi dell'osservatore di flusso	20
3.1	Sistema di riferimento sensorless	23
3.2	Modello motore SyR	24
3.3	Diagramma vettoriale con Active Flux	24
3.4	Schema a blocchi Active Flux	25
3.5	PLL	25
3.6	Schema di controllo ad alta velocità	26
3.7	Sistema di riferimento sensorless con iniezione ad alta frequenza	26
3.8	Schema di controllo con iniezione alta frequenza	28
4.1	Sito GitHub di SyR-e [8]	29

4.2	Flusso operativo di SyR-e	30
4.3	Dati principali SyR-e	31
4.4	Geometria FEMM del motore di esempio	32
4.5	Geometria FEMM caricata	33
4.6	Geometria di SyR-e	33
4.7	Esempio di materiali	34
4.8	Impostazioni della simulazione	37
4.9	Mesh	37
4.10	Linee di flusso	38
4.11	Mappa di flusso	39
4.12	Mappa di Coppia	39
4.13	Mappa di flusso in asse d	39
4.14	Mappa di flusso in asse q	39
4.15	Mappa delle perdite nel ferro	40
4.16	Mappa delle curve MTPA e MTPV	40
4.17	Esempio della schermata principale	41
4.18	Esempio di scalatura delle mappe di flusso	42
4.19	syreDrive	43
4.20	Diagramma di flusso syreDrive	44
4.21	Esempio di modello Average Simulink	45
4.22	Schema a blocchi dell'algoritmo di controllo di syreDrive	47
4.23	Osservatore di flusso ibrido nel riferimento di statore	48
4.24	Mappa di flusso in asse d (SyR-e)	52
4.25	Mappa di flusso in asse d (Duplomatic MS Spa)	52
4.26	Mappa di flusso in asse q (SyR-e)	52
4.27	Mappa di flusso in asse q (Duplomatic MS Spa)	52
5.1	Schema a blocchi del controllo ibrido	55
5.2	Schema di principio del controllo sensorless Duplomatic MS Spa	55
5.3	Controllo ad alta velocità Duplomatic MS Spa	56
5.4	Controllo a bassa velocità Duplomatic MS Spa	56
5.5	Grafico della velocità	57
5.6	Grafico della coppia	57
5.7	Grafico della corrente di quadratura	57
5.8	Grafico del flusso in asse d	57
6.1	Sistema di riferimento DFVC	58
6.2	Schema a blocchi del controllo DFVC	60
6.3	Osservatore di flusso DFVC	60
6.4	Limite di flusso minimo	61
6.5	Sistema di riferimento reale e stimato	62

6.6	Demodulazione del segnale ad alta frequenza	63
6.7	Controllo in anello chiuso della stima di posizione	64
6.8	Controllo di coppia a rotore fermo con demodulazione in flusso . . .	65
6.9	Controllo di coppia a rotore fermo con demodulazione in corrente .	66
6.10	Diagramma del flusso attivo nel riferimento di rotore	67
6.11	Grafico della velocità	68
6.12	Grafico della coppia	68
6.13	Grafico della corrente di quadratura	69
6.14	Grafico del flusso in asse d	69
6.15	Risposta del controllo FOC con banda 5 Hz	70
6.16	Risposta del controllo DFVC con banda 5 Hz	70
6.17	Risposta del controllo FOC con banda 10 Hz	70
6.18	Risposta del controllo DFVC con banda 10 Hz	70
6.21	Risposta del controllo FOC con banda 25 Hz	70
6.22	Risposta del controllo DFVC con banda 25 Hz	70
6.19	Risposta del controllo FOC con banda 20 Hz	71
6.20	Risposta del controllo DFVC con banda 20 Hz	71
6.23	Risposta del controllo FOC con incremento del 5%	72
6.24	Risposta del controllo DFVC con incremento del 5%	72
6.25	Risposta del controllo FOC con incremento del 50%	72
6.26	Risposta del controllo DFVC con incremento del 50%	72
6.29	Risposta del controllo FOC con incremento del 100%	72
6.30	Risposta del controllo DFVC con incremento del 100%	72
6.27	Risposta del controllo FOC con incremento del 75%	73
6.28	Risposta del controllo DFVC con incremento del 75%	73
7.1	Banco prova (vista dall'alto)	75
7.2	Banco prova (vista frontale)	75
7.3	Smart Manager	76
7.4	Risposta del controllo DFVC al gradino di carico alla coppia nominale con banda 10 Hz	78
7.5	Risposta del controllo FOC al gradino di carico alla coppia nominale con banda 10 Hz	79
7.6	Risposta del controllo DFVC al gradino di carico alla coppia nominale con banda 20 Hz	80
7.7	Risposta del controllo FOC al gradino di carico alla coppia nominale con banda 20 Hz e guadagno PLL raddoppiato	81
7.8	Risposta del controllo FOC al gradino di carico alla coppia nominale con banda 20 Hz e guadagno PLL standard	82
7.9	Risposta del controllo FOC al gradino di scarico alla coppia nominale con banda 20 Hz e guadagno PLL standard	83

7.10	Risposta del controllo DFVC al gradino di scarico alla coppia nominale con banda 20 Hz	84
7.11	Risposta del controllo DFVC al gradino di carico alla coppia nominale a 300 rpm con banda 10 Hz	85
7.12	Risposta del controllo FOC al gradino di carico alla coppia nominale a 300 rpm con banda 10 Hz	86
7.13	Risposta del controllo DFVC allo spunto a carico fino alla velocità nominale in 300 ms	87
7.14	Risposta del controllo DFVC allo spunto a carico fino alla velocità nominale in 500 ms	88
7.15	Risposta del controllo DFVC allo spunto in assenza di carico fino alla velocità nominale in 300 ms	89
7.16	Risposta del controllo FOC allo spunto a carico fino alla velocità nominale in 600 ms	90
7.17	Risposta del controllo FOC allo spunto in assenza di carico fino alla velocità nominale in 500 ms	91
7.18	Risposta del controllo DFVC alla velocità nominale di 1500 rpm	93
7.19	Risposta del controllo DFVC alla velocità di 3000 rpm	94
7.20	Valutazione dell'angolo delta del controllo DFVC	95
7.21	Risposta del controllo FOC alla velocità nominale di 1500 rpm	96
7.22	Risposta del controllo FOC alla velocità di 3000 rpm	97
7.23	Controllo DFVC allo scarico di coppia	99
7.24	Angolo delta allo scarico	100
7.25	Variazione di coppia di carico veloce	100
7.26	Variazione di coppia di carico lenta	101
7.27	Visualizzazione della tensione con variazione di coppia di carico veloce	101
7.28	Visualizzazione della tensione con variazione di coppia di carico lenta	102

Introduzione

Negli ultimi quindici anni, le normative sull'efficienza energetica ed il costo dei materiali magnetici permanenti hanno portato a un crescente interesse verso l'uso di motori sincroni a riluttanza (SyR) per applicazioni industriali a velocità variabile. Questi motori, grazie all'assenza di magneti permanenti e avvolgimenti di rotore, offrono vantaggi significativi in termini di costo, sostenibilità e robustezza. I motori SyR sono azionati da inverter e controllati in velocità in modalità sensorless, ovvero senza il trasduttore di posizione angolare. Il controllo sensorless rappresenta una sfida che richiede tecniche specifiche per stimare con precisione la posizione e la velocità del rotore, garantendo nel contempo stabilità e affidabilità del controllo.

Capitolo 1

Motore sincrono a riluttanza

1.1 Introduzione

Lo sviluppo tecnologico ha portato negli ultimi anni ad una affermazione sempre maggiore dei motori elettrici a riluttanza. I vantaggi rispetto al motore brushless, sono essenzialmente dovuti al basso costo ed alla alta sovraccaricabilità, grazie all'assenza dei magneti. Rispetto al motore ad induzione, il motore sincrono garantisce l'assenza di perdite joule a rotore che sono quelle più difficilmente dissipabili. In questo capitolo si andrà a vedere l'evoluzione del motore sincrono a riluttanza fino ad arrivare alle tecnologie recentemente utilizzate che hanno permesso di raggiungere prestazioni simili a quelle dei motori elettrici industriali più utilizzati, come asincrono e brushless.

1.2 Aspetti costruttivi del motore sincrono a riluttanza

Esistono due tipologie del motore a riluttanza:

1. "Switched Reluctance" (motori a riluttanza "commutata")

Questo motore presenta una struttura anisotropa sia a statore che a rotore, a differenza del motore sincrono a riluttanza. Tuttavia, presenta alcune problematiche, tra cui una significativa pulsazione di coppia, rumorosità acustica e in alcune circostanze, perdite elevate. Questi aspetti negativi ne hanno limitato l'impiego a specifiche applicazioni e lo rendono inadatto all'utilizzo come servomotore.

2. "Synchronous Reluctance" (motori sincroni a riluttanza)

È il motore recentemente più utilizzato, a differenza del motore a riluttanza commutato, poiché presenta meno problemi e può essere utilizzato in quasi tutti gli azionamenti che richiedono alte prestazioni. Nel seguente capitolo si descriverà nel dettaglio lo sviluppo di questo motore.

È riportata nella seguente figura un esempio di un motore sincrono a riluttanza a laminazione trasversale [1]:

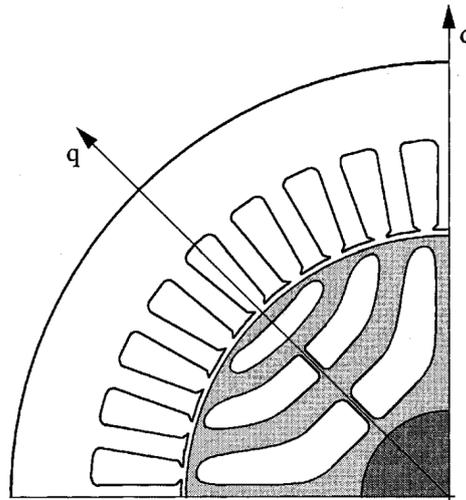


Figura 1.1: Motore sincrono a riluttanza a laminazione trasversale

1.2.1 Statore

Lo statore del motore sincrono a riluttanza è simile a quello di un motore asincrono, esso infatti è costruito in modo da creare una forza magneto-motrice di tipo sinusoidale a traferro, che sarà indotta di conseguenza a rotore. Lo statore presenta una distribuzione di cave, dove all'interno vengono inseriti i conduttori che insieme identificano l'avvolgimento trifase della macchina sincrona.

Gli avvolgimenti sono in genere raccorciati, in modo da riprodurre il più possibile onda sinusoidale a traferro, questo crea al contempo delle armoniche multiple di 3, ma esse vengono annullate dal fatto che lo statore è collegato a stella senza neutro. Per limitare l'oscillazione di coppia ("*cogging torque*"), causata dall'alternanza di cave e denti di statore, si utilizza spesso una tecnica costruttiva chiamata "*skewing*", la quale tende a inclinare di un passo cava assialmente le cave di statore in modo da mediare gli effetti locali della coppia di disturbo lungo tutto l'asse di statore.

1.2.2 Rotore

Il rotore del motore a riluttanza non contiene né magneti né avvolgimenti, ma presenta una struttura anisotropa di materiale ferromagnetico tale per cui influisce sulla variabilità di flusso all'interno del rotore.

Di seguito è riportato un esempio di un rotore di una macchina a poli salienti che veniva utilizzata in passato [2]:

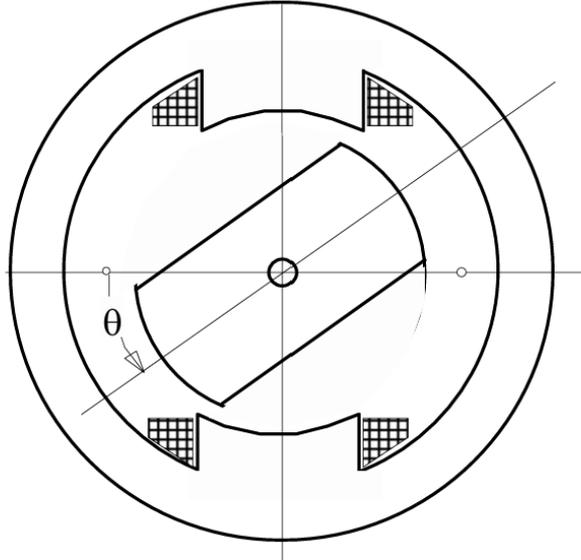


Figura 1.2: Macchina elementare a riluttanza variabile

Essendo il motore a riluttanza un attuatore di coppia, di seguito si andrà a vedere l'espressione di quest'ultima e come può essere ottimizzato il rotore del motore a riluttanza per l'erogazione di una coppia confrontabile con il motore asincrono.

L'espressione della coppia è scrivibile come:

$$T = \frac{3}{2} p (\bar{\lambda} \wedge \bar{i}) \quad (1.1)$$

facendo, in prima istanza, l'ipotesi di rotore lineare:

$$\lambda_d = L_d i_d \quad (1.2)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (1.3)$$

ed essendo:

$$(\bar{\lambda} \wedge \bar{i}) = \lambda_d i_q - \lambda_q i_d \quad (1.4)$$

l'equazione di coppia per un motore a riluttanza diventa:

$$T = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (1.5)$$

Come si evince dalla 1.5, la coppia T risulta proporzionale alla differenza di induttanze $L_d - L_q$, pertanto per ottenere un'adeguata progettazione del rotore occorre avere alto il valore di L_d e basso il valore di L_q , oltre ad avere alto il rapporto $\frac{L_d}{L_q}$.

Di conseguenza, si nota come la struttura a "poli salienti" mostrata in fig.1.2 risulta inadeguata, siccome ad un aumento del parametro L_d ne consegue un aumento di L_q e viceversa [3].

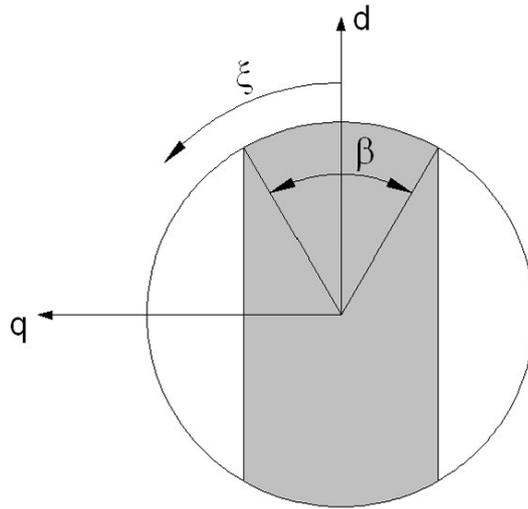


Figura 1.3: Rotore a poli salienti

Dalla figura 1.3, che illustra uno schema di un rotore a poli salienti, verrà posta un'analisi dettagliata con l'ipotesi in cui il flusso magnetico sia presente soltanto in corrispondenza dell'arco β , il quale corrisponde all'ampiezza del polo.

Di conseguenza, l'andamento della forza magneto-motrice avrà un andamento cosinusoidale per quanto riguarda la sua componente in asse d ($fmm_d \propto \cos \beta$) e un andamento sinusoidale la sua componente in asse q ($fmm_q \propto \sin \beta$).

Per quanto riguarda l'asse d, l'andamento è illustrato nella figura successiva [3].

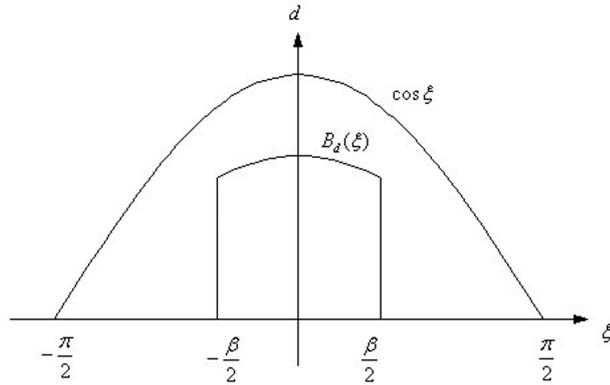


Figura 1.4: Andamento induzione e f.m.m. in asse d

$$\begin{aligned}
 L_d &\propto \int_{-\beta/2}^{\beta/2} \cos^2 \xi \, d\xi = \int_{-\beta/2}^{\beta/2} \frac{1 + \cos 2\xi}{2} \, d\xi \\
 &= \frac{\beta}{2} + \frac{1}{2} \int_{-\beta/2}^{\beta/2} \cos 2\xi \, d\xi = \frac{\beta}{2} + \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \sin 2\xi \right]_{-\beta/2}^{\beta/2} = \frac{\beta}{2} + \frac{1}{2} \sin \beta
 \end{aligned}$$

$$L_d \propto \frac{1}{2}(\beta + \sin \beta) \quad (1.6)$$

Per quanto riguarda l'induzione magnetica e della f.m.m in asse q, il loro andamento sarà il seguente:

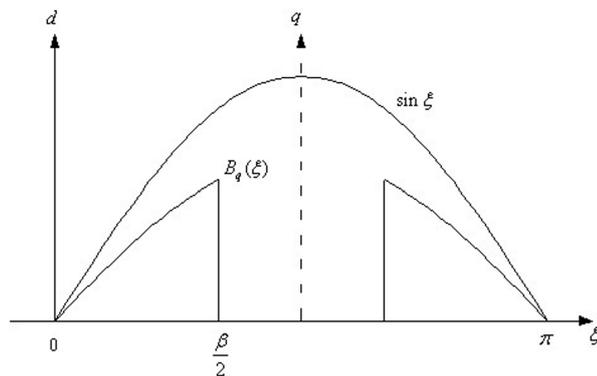


Figura 1.5: Andamento induzione e f.m.m. in asse q

$$L_q \propto 2 \int_0^{\frac{\beta}{2}} \sin^2 \xi \, d\xi = 2 \int_0^{\frac{\beta}{2}} \frac{1 - \cos 2\xi}{2} \, d\xi$$

$$= \frac{\beta}{2} - \int_0^{\frac{\beta}{2}} \cos 2\xi \, d\xi = \frac{\beta}{2} \left[\frac{1}{2} \sin 2\xi \right]_0^{\frac{\beta}{2}} = \frac{\beta}{2} - \frac{1}{2} \sin \beta$$

$$L_q \propto \frac{1}{2}(\beta - \sin \beta) \quad (1.7)$$

Mettendo insieme quindi le equazioni 1.6 e 1.7, si ottiene:

$$(L_d - L_q) \propto \sin \beta \quad (1.8)$$

Quindi ricordando l'equazione della coppia 1.5, il massimo valore ottenibile per la differenza di induttanze si ha quando il polo occupa il 50% del passo polare, ovvero:

$$(L_d - L_q)_{max} \text{ per } \beta = \frac{\pi}{2}$$

Quindi se si dovesse considerare $\beta = \frac{\pi}{2}$ per il calcolo del rapporto di induttanze, si avrebbe:

$$\frac{L_d}{L_q} = \frac{\beta + \sin \beta}{\beta - \sin \beta} = \frac{\frac{\pi}{2} + 1}{\frac{\pi}{2} - 1} \simeq 4.5$$

Il rapporto tra le induttanze quindi nel caso più favorevole è circa 4.5, che però se messo a confronto con il valore $\sigma^{-1} \simeq 20$ del motore ad induzione è relativamente basso, dove $\sigma = 1 - \frac{1-L_m^2}{L_s L_r}$ è il fattore di dispersione totale. Inoltre, un basso rapporto di induttanze implica anche:

- basso $\cos \phi$
- basso $\frac{kW}{kVA}$

ed anche la coppia risulta comunque bassa poiché L_d (SyR) $<$ L_m (induzione) siccome nel motore a riluttanza non si utilizza completamente tutto il passo polare per il flusso in asse d , pertanto l'induttanza in asse d risulta essere il 20% minore rispetto al caso con $\beta = \pi$.

Da tutte queste considerazioni si può concludere che il motore a poli salienti non è adatto per ottenere prestazioni confrontabili col motore ad induzione e pertanto è necessario utilizzare un altro tipo di tipologia di rotore.

Per aumentare le prestazioni è necessario quindi utilizzare tutto il passo polare del rotore ($L_d \rightarrow L_m$) ed avere bassa induttanza in asse q ($L_q \rightarrow 0$), per ottenere ciò si utilizzano **strutture ad alta anisotropia** che consentono di suddividere il rotore in diversi segmenti, magneticamente isolati.

1.2.3 Strutture ad alta anisotropia

Esistono due tipologie di strutture ad alta anisotropia per motori sincroni a riluttanza ad elevate prestazioni:

1. Rotore a laminazione assiale (ALA) [3]

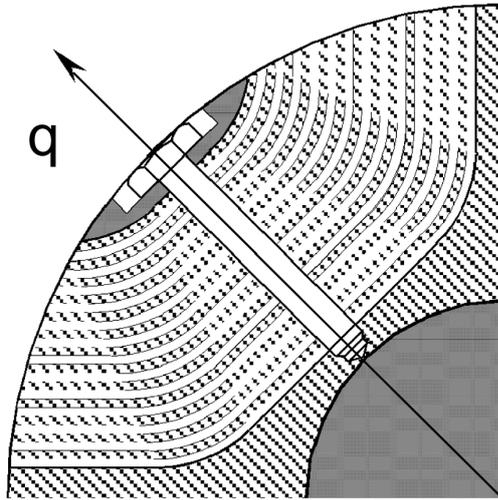


Figura 1.6: Rotore a laminazione assiale

Presenta un numero di segmenti molto alto, questo aiuta a distribuire l'anisotropia di rotore ed è progettato con una struttura a raggiera di appoggio, generalmente magnetico, e un interpolo di fissaggio, questo tipicamente amagnetico. Questa tipologia di motore garantisce alto il rapporto $\frac{L_d}{L_q}$ se lo spessore del materiale amagnetico è adeguato, in questo caso si ha la saturazione superficiale dei lamierini di rotore per via delle cave statoriche. Gli aspetti negativi di tale struttura sono:

- la complessità di costruzione
- le correnti parassite causate dai campi armonici asincroni che non vengono limitati a causa della laminazione assiale
- non consente lo skewing di rotore.

2. Rotore a laminazione trasversale

Per ottenere il lamierino di rotore, come in figura 1.7 [4], è sufficiente una tranciatura tradizionale. I ponticelli garantiscono la tenuta meccanica della macchina ed essi vengono saturati dalla f.m.m di statore.

I flussi all'interno dei ponticelli, come si può vedere dalla figura 1.8 [3], fanno parte dei flussi dispersi di macchina, i quali riducono la coppia e il fattore di

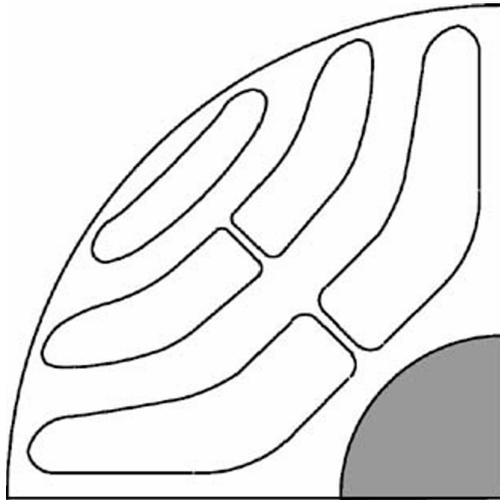


Figura 1.7: Rotore a laminazione trasversale

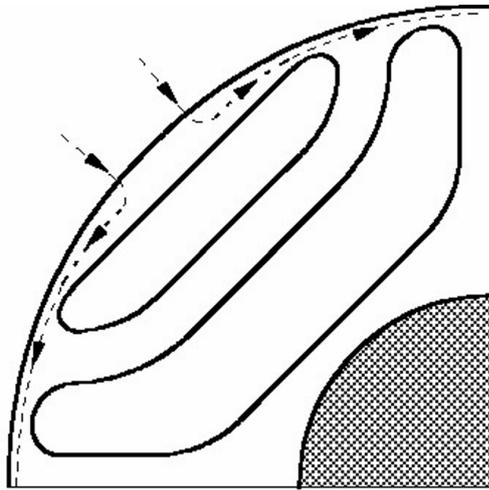


Figura 1.8: Linee di flusso nei ponticelli

potenza.

La struttura a laminazione trasversale, a differenza di quella assiale:

- è semplice da costruire ed economica
- la laminazione trasversale contrasta le correnti parassite causate dai campi asincroni di macchina
- consente lo skewing di rotore.

Un vantaggio della laminazione trasversale è di poter dimensionare in modo ottimale le permeanze delle singole barriere di flusso.

Entrambe le strutture garantiscono buoni rapporti di anisotropia, con $\frac{L_d}{L_q} \simeq 10$ per $p = 2$, anche se non si arriva ai valori del motore asincrono, soprattutto per numero di paia poli superiore a 2.

Per i suddetti motivi, generalmente si preferisce adottare una struttura a laminazione trasversale, piuttosto che a laminazione assiale.

Capitolo 2

Controllo FOC del motore sincrono a riluttanza

2.1 Introduzione

In questo capitolo si andrà a vedere come impostare il controllo per il motore sincrono a riluttanza partendo dalle equazioni che identificano il suddetto motore.

$$\bar{v}_{dq} = R\bar{i}_{dq} + \frac{d\bar{\lambda}_{dq}}{dt} + j\omega\bar{\lambda}_{dq} \quad (2.1)$$

$$T = \frac{3}{2} p (\bar{\lambda}_{dq} \wedge \bar{i}_{dq}) \quad (2.2)$$

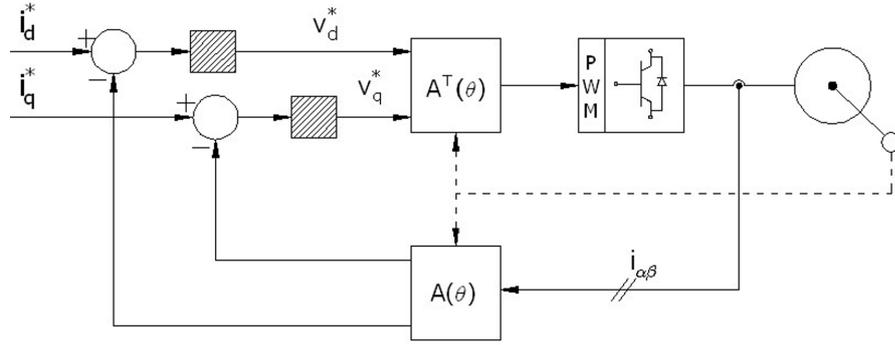
$$\bar{\lambda}_{dq} = L_{dq} + \bar{i}_{dq} \quad (2.3)$$

Ricordando che per il motore sincrono a riluttanza $L_d \gg L_q$ e che essendo privo di magneti la componente di flusso da essi erogato è nulla ($\bar{\lambda}_{mdq} = 0$).

In prima istanza, per l'analisi del controllo del motore si farà l'ipotesi di modello magnetico lineare, successivamente questa ipotesi non verrà più considerata vera, essendo il modello magnetico soggetto a forti non linearità ed avendo variazioni di flusso importanti e repentine.

2.2 Controllo Vettoriale di corrente

Il controllo vettoriale noto anche come "*Field Oriented Control*" (FOC), è una tecnica avanzata di controllo dei motori sincroni, inclusi i motori sincroni a riluttanza. Questo tipo di controllo permette di gestire in modo ottimale coppia e flusso del motore, migliorando efficienza e prestazioni rispetto ai controlli tradizionali.


Figura 2.1: Schema del controllo in corrente

Il FOC trasforma le grandezze elettriche del motore in un sistema di riferimento rotante, dove i vettori di corrente vengono scomposti in due componenti fondamentali:

1. Componente diretta i_d che controlla il flusso magnetico
2. Componente di quadratura i_q che controlla la coppia del motore

Nel caso di un motore sincrono a riluttanza, il controllo FOC lavora per ottimizzare il rapporto tra i_d e i_q , massimizzando la coppia di riluttanza generata e minimizzando le perdite.

Come si può vedere dalla figura 2.1 [5] occorre avere entrambe le correnti in assi dq diverse da zero, a differenza del motore brushless dove $i_d = 0$ dall'impostazione del controllo di macchina. Entrambe le correnti vengono mandate a due regolatori da cui si ricavano le tensioni che, una volta trasformate da assi rotanti (dq) ad assi fissi ($\alpha\beta$) e successivamente in tensioni trifase, verranno mandate all'inverter che alimenta il motore; di conseguenza, le correnti ricavate dal motore saranno retroazionate a monte del regolatore una volta applicata la trasformata di rotazione $A(\theta)$.

Ricordando l'ipotesi di linearità magnetica:

$$\bar{\lambda}_{dq} = \begin{vmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{vmatrix} \bar{i}_{dq} \quad (2.4)$$

ed inserendo l'equazione 2.4 nella 2.1 si ottengono le due tensioni in assi rotanti:

$$\begin{cases} v_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ v_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d \end{cases} \quad (2.5)$$

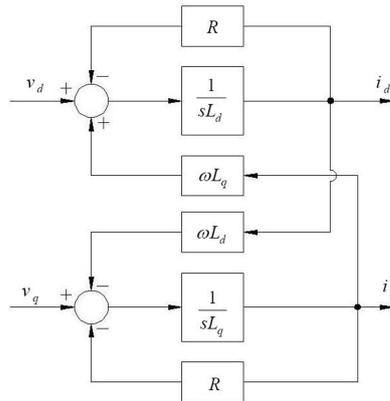


Figura 2.2: Schema a blocchi del motore

Si possono schematizzare le equazioni inserite nella 2.5 come mostrato nella figura 2.2 [3].

I due poli del sistema soddisfano la seguente equazione:

$$(R + sL_d)(R + sL_q) + \omega^2 L_d L_q = 0 \quad (2.6)$$

ma ad alte velocità il sistema tende a diventare sottosmorzato, quindi è necessaria una retroazione delle correnti nei due assi per ridurre questo effetto (anelli di corrente).

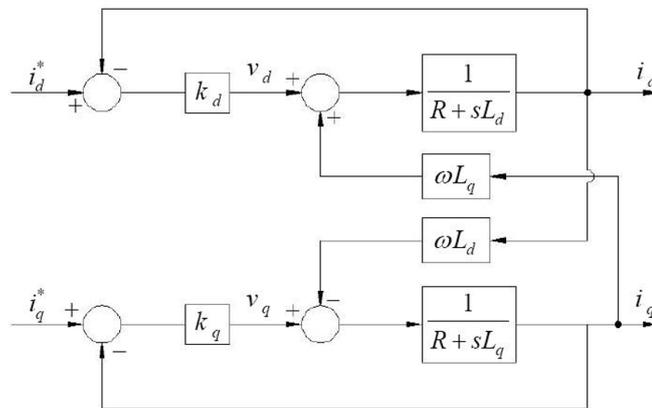


Figura 2.3: Schema con anelli di corrente

Andando a semplificare lo schema mostrato nella figura 2.3 [3] spostando le reazioni incrociate in ingresso e trascurando il parametro della resistenza R , siccome $k_d, k_q \gg R$, la funzione di trasferimento dell'anello superiore diventa:

$$\frac{\frac{k_d}{R+sL_d}}{1 + \frac{k_d}{R+sL_d}} = \frac{k_d}{k_d + sL_d} = \frac{1}{1 + s\frac{L_d}{k_d}}$$

Analogamente si risolve l'equazione per l'anello inferiore:

$$\frac{1}{1 + s\frac{L_q}{k_q}}$$

Lo schema semplificato risulta il seguente:

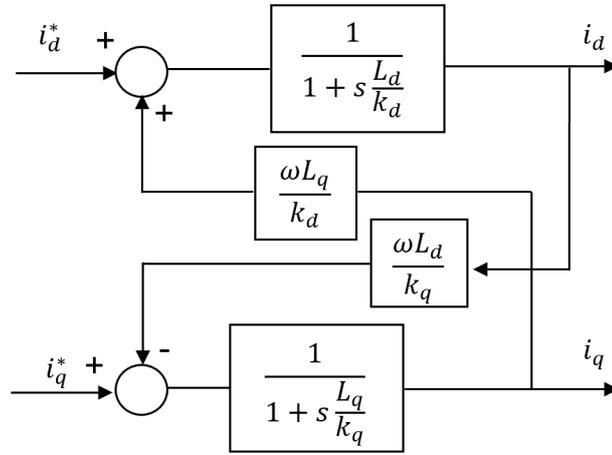


Figura 2.4: Schema semplificato

Lo schema in 2.4 può essere ulteriormente semplificato se si considera un comportamento a regime, quindi l'azione della derivata viene annullata ($s = 0$) e si ottiene il seguente schema a blocchi:

Dallo schema 2.5, da cui si vuole eliminare la retroazione incrociata rendendo indipendenti i due canali, è possibile ricavare la seguente espressione:

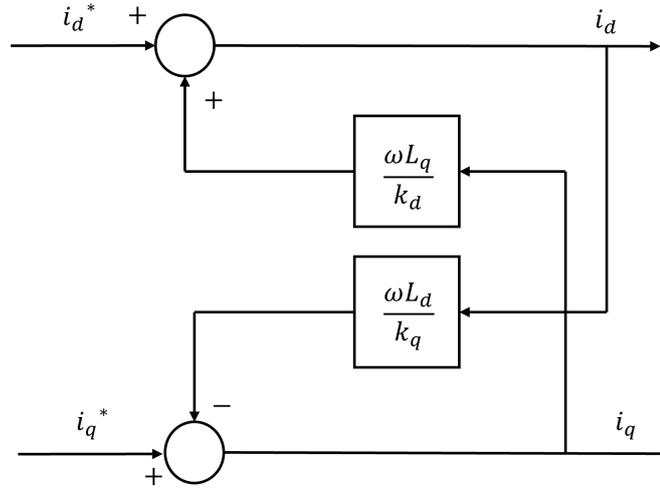
$$\begin{vmatrix} i_d \\ i_q \end{vmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{vmatrix} 1 & \frac{\omega L_q}{k_d} \\ -\frac{\omega L_d}{k_q} & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{vmatrix} \quad (2.7)$$

Dove:

$$\Delta = 1 + \frac{\omega^2}{\frac{k_d}{L_d} \frac{k_q}{L_q}} \approx 1 \quad (2.8)$$

Dalla 2.7 è possibile ricavare la componente della corrente in asse d:

$$i_d = \frac{1}{\Delta} \left(i_d^* + \frac{\omega L_q}{k_d} i_q^* \right)$$


Figura 2.5: Schema a regime

ed essendo che la componente i_q^* influenza la componente i_d proporzionalmente al parametro $\frac{\omega L_q}{k_d}$, si deve imporre che:

$$\frac{\omega}{\left(\frac{k_d}{L_d}\right)} \frac{L_q}{L_d} < 1 \quad (2.9)$$

Analogamente per la corrente in asse q :

$$\frac{\omega}{\left(\frac{k_q}{L_q}\right)} \frac{L_d}{L_q} < 1 \quad (2.10)$$

Per far sì che le disequazioni 2.9 e 2.10 siano rispettate, bisogna agire sui parametri dei regolatori k_d e k_q ; infatti le induttanze L_d e L_q sono intrinseche alla progettazione del motore e pertanto non possono essere cambiate, quindi bisogna imporre che:

$$\frac{k_d}{L_d} \gg \omega^2 \quad ; \quad \frac{k_q}{L_q} \gg \omega^2 \quad (2.11)$$

Di conseguenza, i_d sarà indipendente da i_q , eliminando così l'interazione tra i due assi e, di conseguenza, le retroazioni incrociate. Quindi, facendo riferimento allo schema 2.4, con le ipotesi sopracitate si ottengono le bande passanti del sistema:

$$\omega_{b,d} = \frac{k_d}{L_d} \quad ; \quad \omega_{b,q} = \frac{k_q}{L_q} \quad (2.12)$$

Per ottenere la stessa risposta dinamica sui due assi bisogna imporre che le due bande passanti siano uguali, questo perché la coppia è proporzionale al prodotto delle due correnti, quindi è necessario che entrambe varino con la stessa dinamica.

2.3 Comportamento magnetico saturato

Essendo il motore sincrono a riluttanza composto da ferro, il quale è un materiale magnetico non lineare, esso è soggetto alla saturazione magnetica, pertanto l'ipotesi fatta precedentemente della linearità magnetica non può essere considerata più vera se si fa riferimento a motori reali. Di conseguenza il flusso magnetico di macchina sarà funzione dei valori delle correnti su entrambi gli assi:

$$\lambda_d = \lambda_d(i_d, i_q) \quad ; \quad \lambda_q = \lambda_q(i_d, i_q)$$

ciò significa che le induttanze del motore non avranno valore costante ma saranno dipendenti dal punto di lavoro della macchina:

$$L_d \neq \text{cost} \quad ; \quad L_q \neq \text{cost}$$

pertanto occorre iniziare a studiare separatamente il comportamento magnetico su entrambi gli assi.

2.3.1 Comportamento magnetico su asse d

L'asse d è definito come l'asse magnetico a minor riluttanza, ovvero dove il percorso del flusso magnetico è fatto prevalentemente nel ferro.

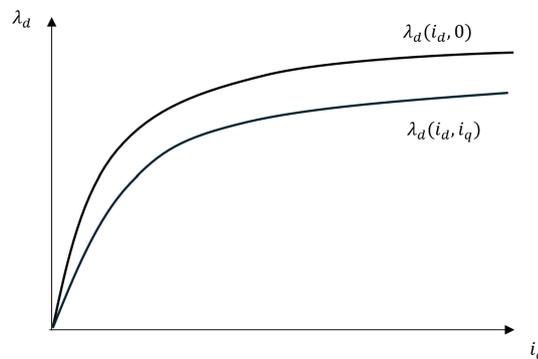


Figura 2.6: Caratteristica magnetica su asse d

Come si può vedere dalla figura 2.6, il flusso magnetico presenta un primo tratto lineare a basse correnti, dove il materiale magnetico non ha ancora raggiunto il ginocchio della curva, poiché il materiale non ha ancora raggiunto la saturazione. Successivamente, a valle del ginocchio, ovvero raggiunta la saturazione del materiale magnetico, sarà necessario un notevole aumento di corrente per ottenere un modesto aumento del flusso magnetico.

Essendo questa la caratteristica del materiale in asse d , bisogna comunque far riferimento al valore della corrente di quadratura, infatti se quest'ultima fosse nulla allora la caratteristica corretta sarebbe $\lambda_d(i_d, 0)$. Al contrario se la corrente i_q avesse valori diversi da zero, allora la caratteristica da prendere in considerazione sarebbe quella con $\lambda_d(i_d, i_q)$. Questo fenomeno viene definito come **saturazione incrociata** ("cross saturation") ed è riscontrabile in tutti i motori aventi struttura anisotropa e materiale magnetico non lineare.

È utile definire due tipi di induttanze in questi casi:

1. Induttanza apparente

$$L_d = \frac{\lambda_d}{i_d} \quad (2.13)$$

È un'induttanza definita dal punto di lavoro della macchina ed identifica il rapporto tra il flusso magnetico e la corrente di riferimento che lo genera, pertanto il suo valore cambia a seconda del punto di lavoro.

2. Induttanza differenziale

$$l_d = \frac{\partial \lambda_d}{\partial i_d} \quad (2.14)$$

È l'induttanza di maggiore importanza per quel che riguarda il controllo del motore ed è definita come il rapporto tra la variazione del flusso e la variazione della corrente nell'intorno del punto di lavoro.

2.3.2 Comportamento magnetico su asse q

Analogamente a quanto visto per la caratteristica magnetica flusso-corrente in asse d , è possibile definire la medesima caratteristica anche per l'asse di quadratura.

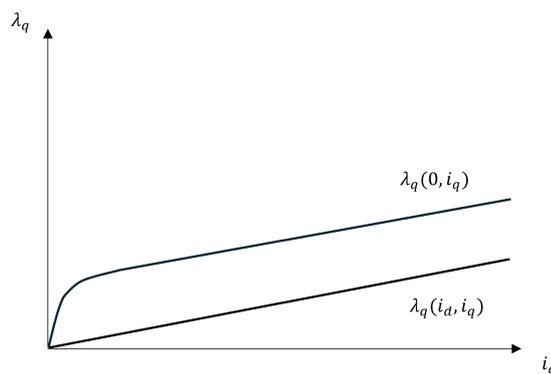


Figura 2.7: Caratteristica magnetica su asse q

L'asse q è definito come l'asse a maggior riluttanza, pertanto il percorso del flusso magnetico è fatto prevalentemente in aria. Infatti, come si può vedere dalla figura 2.7, il ginocchio della caratteristica avviene molto più vicino all'origine rispetto alla caratteristica in asse d (figura 2.6), proprio per il motivo appena descritto. Anche qui è possibile identificare le due caratteristiche $\lambda_q(0, i_q)$ e $\lambda_q(i_d, i_q)$. La prima è definita per un valore di corrente in asse d uguale a zero; infatti, la caratteristica presenta un minimo tratto lineare prima di saturare. Invece, nella seconda il tratto lineare si riduce ulteriormente, questo porta ad una rapida saturazione del materiale anche per correnti i_q molto basse poiché sulla minima parte di ferro presente nel percorso del flusso in asse q incide anche la corrente i_d ("cross saturation"). Come per l'asse d anche nell'asse q è possibile definire le due induttanze:

1. Induttanza apparente

$$L_q = \frac{\lambda_q}{i_q} \quad (2.15)$$

2. Induttanza differenziale

$$l_q = \frac{\partial \lambda_q}{\partial i_q} \quad (2.16)$$

2.4 Controllo di flusso in coordinate dq

Per i motivi presentati nel paragrafo precedente, l'ipotesi di linearità magnetica non può più essere considerata valida, infatti se ci si spinge in saturazione è necessaria l'implementazione di un modello magnetico per identificare il punto di lavoro del diagramma flusso-corrente nel controllo. Inoltre, la banda passante degli anelli di corrente ($\omega_b = \frac{k}{L}$) non risulta più costante siccome nel caso non lineare l'induttanza differenziale con cui si calcola la banda passante varia a seconda del punto di lavoro, pertanto se si vuol mantenere una banda passante costante è necessario variare con la stessa dinamica il guadagno del regolatore k . Di conseguenza è conveniente controllare il flusso magnetico, e non più la corrente, poiché con l'introduzione del modello magnetico all'interno del controllo si vanno a compensare le non linearità del modello magnetico della macchina e quindi non è più necessaria la variazione dei guadagni proporzionali, che rimarranno costanti.

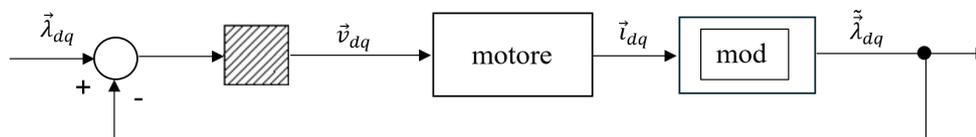


Figura 2.8: Controllo di flusso

Per la definizione del controllo occorre partire dalle equazioni del sistema elettromagnetico:

$$\bar{v}_{dq} = R\bar{i}_{dq} + \frac{d\bar{\lambda}_{dq}}{dt} + j\omega\bar{\lambda}_{dq} \quad (2.17)$$

$$\bar{\lambda}_{dq} = L_{dq}\bar{i}_{dq} \quad (2.18)$$

Se si scompone l'equazione elettrica nei due rispettivi assi si ottiene:

$$v_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \quad (2.19)$$

$$v_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d \quad (2.20)$$

È importante notare che le induttanze che fanno parte del termine trasformatore delle equazioni corrispondono ad induttanze differenziali, inoverline le induttanze che fanno parte del termine mozionale corrispondono a induttanze apparenti.

Per il controllo di flusso occorre sostituire l'equazione magnetica del motore all'interno dell'equazione elettrica, pertanto le due equazioni nei due assi risultano:

$$v_d = R \frac{\lambda_d}{L_d} + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega \lambda_q \quad (2.21)$$

$$v_q = R \frac{\lambda_q}{L_q} + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega \lambda_d \quad (2.22)$$

Lo schema a blocchi delle equazioni sopra riportate risulta il seguente:

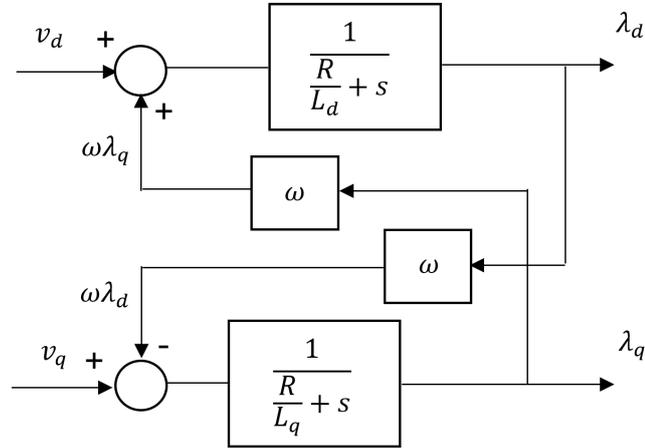


Figura 2.9: Schema a blocchi del controllo di flusso

Per quanto riguarda il comportamento dinamico, è necessaria anche qui la retroazione del flusso magnetico nei due assi per mantenere il sistema sottosmorzato.

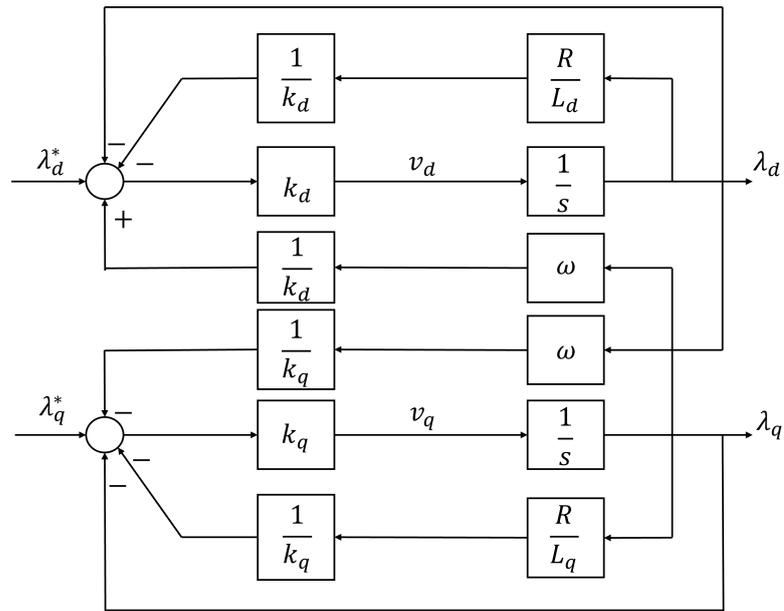


Figura 2.10: Schema a blocchi con retroazione di flusso

Se si considera l'ipotesi $\frac{\omega_{max}^2}{k_d k_q} \ll 1$ allora si può trascurare la retroazione incrociata. Inoltre, se si considera $k_d \gg \frac{R}{L_d}$ e $k_q \gg \frac{R}{L_q}$, le bande passanti per i due assi d e q diventano rispettivamente $\omega_{b,d} = k_d$ e $\omega_{b,q} = k_q$.

Successivamente verrà preso in considerazione un altro tipo di controllo vettoriale chiamato "*Direct Flux Vector Control*" (DFVC) per il controllo del motore sincrono a riluttanza.

2.5 Osservatore di flusso

Data la necessità della retroazione del flusso magnetico, occorre misurare il suo valore in funzione del punto di funzionamento del motore, per questo motivo si impiega nel controllo un osservatore di flusso, il cui schema è mostrato nella figura sottostante.

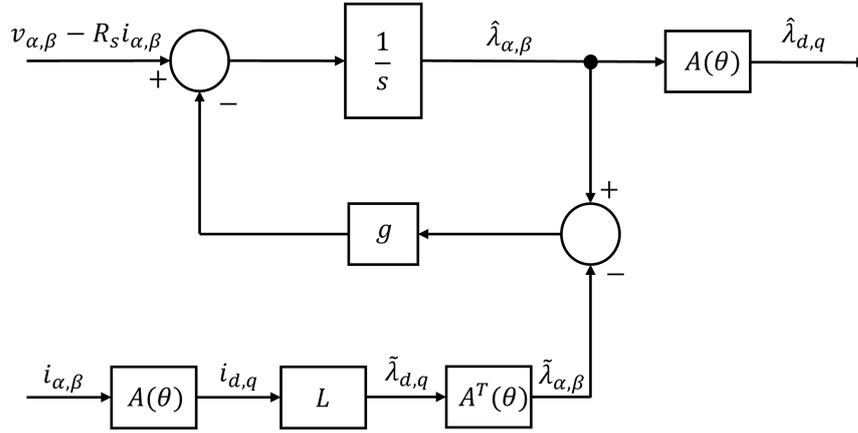


Figura 2.11: Schema a blocchi dell'osservatore di flusso

L'osservatore di flusso è la combinazione di due metodi:

1. Integrale di tensione

$$\bar{v}_{\alpha\beta} = R\bar{i}_{\alpha\beta} + \bar{e}_{\alpha\beta}$$

$$\hat{\lambda}_{\alpha\beta} = \int \bar{e}_{\alpha\beta} dt = \int (\bar{v}_{\alpha\beta} - R\bar{i}_{\alpha\beta}) dt$$

È possibile misurare il flusso direttamente dalla f.e.m. ma solo ad alte velocità dove le perdite del ferro sono importanti. La problematica di questo metodo risulta essere l'integrale non retroazionato, poiché in presenza di componenti continue, queste possono portare a divergenze del controllo, pertanto è necessaria la retroazione con il guadagno g . La sua funzione di trasferimento risulta:

$$\hat{\lambda}_{\alpha\beta} = \frac{s}{s+g} \left(\frac{\bar{v}_{\alpha\beta} - R\bar{i}_{\alpha\beta}}{s} \right) \quad (2.23)$$

Il flusso ottenuto da questo metodo viene detto **flusso osservato**.

2. Modello magnetico

$$\tilde{\lambda}_{dq} = \bar{\lambda}_{dq}(\bar{i}_{dq})$$

Il flusso ottenuto da questo metodo viene detto **flusso stimato**. Si basa sul calcolo del flusso magnetico stimato tramite il modello magnetico del motore.

Il modello magnetico essendo calcolato in assenza di perdite è un modello conservativo pertanto è utilizzabile solo a basse velocità, dove le perdite nel ferro sono trascurabili. La sua funzione di trasferimento risulta:

$$\hat{\lambda}_{\alpha\beta} = \frac{g}{s+g} \tilde{\lambda}_{\alpha\beta}$$

La funzione di trasferimento dell'osservatore di flusso risulta essere l'unione delle due f.d.t. viste prima:

$$\hat{\lambda}_{\alpha\beta} = \frac{s}{s+g} \left(\frac{\bar{v}_{\alpha\beta} - R\bar{i}_{\alpha\beta}}{s} \right) + \frac{g}{s+g} \tilde{\lambda}_{\alpha\beta} \quad (2.24)$$

dove l'integrale di tensione lavora solo ad alta frequenza (filtro passa alto) mentre il modello magnetico lavora solo a bassa frequenza (filtro passa basso). Il valore del guadagno g [rad/s] viene scelto in base al minimo valore in cui possono essere considerate affidabili le f.e.m.

In conclusione, il motore a riluttanza può essere anche controllato in corrente ma con basse prestazioni; per aumentare le prestazioni è necessario l'utilizzo di un osservatore di flusso, soprattutto con intervalli ampi di velocità a potenza costante.

Capitolo 3

Controllo Sensorless

3.1 Introduzione

Questa tesi si pone come uno degli obiettivi lo studio del controllo sensorless di un motore sincrono a riluttanza per applicazioni industriali.

Il controllo "*sensorless*" si differenzia dal controllo "*sensored*" per l'assenza del trasduttore di posizione, in questo caso l'angolo θ non potrà più essere misurato dal sensore ma dovrà essere stimato mediante l'uso di apposite tecniche di controllo.

Nel controllo "*sensored*" la posizione del motore viene misurata direttamente sull'albero mediante il sensore di posizione (encoder o resolver), questo favorisce il controllo di sistemi in cui è richiesta un'alta dinamica dell'azionamento. Nei casi specifici di motori ad uso industriale, questo si ripercuote sull'eccessivo costo dell'azionamento poiché il sensore ha il suo costo e necessita di una progettazione adeguata. In particolare il sensore risulta comunque soggetto a vibrazioni ed alte temperature, questo può portare nel tempo all'eccessiva usura dello strumento, che può anche causare la sua rottura e di conseguenza la manutenzione straordinaria del trasduttore. In particolare, gli svantaggi degli azionamenti coi sensori si possono riassumere nei seguenti punti [6]:

- maggiore costo e complessità
- cablaggio del sensore
- requisiti di isolamento dell'alimentazione e del segnale
- protezione e diagnostica in caso di scollegamento/malfunzionamento del cavo del sensore
- ambiente ostile (alta temperatura, immersione in liquidi, ecc.)

Nei casi in cui non è richiesta un'alta dinamica di controllo, è preferibile adottare un controllo senza sensore, il quale ha i benefici di limitare il costo dell'azionamento e ridurre notevolmente i problemi dell'applicazione legati al sensore.

Per il controllo sensorless si utilizzano le seguenti definizioni per quanto riguarda il sistema di riferimento:

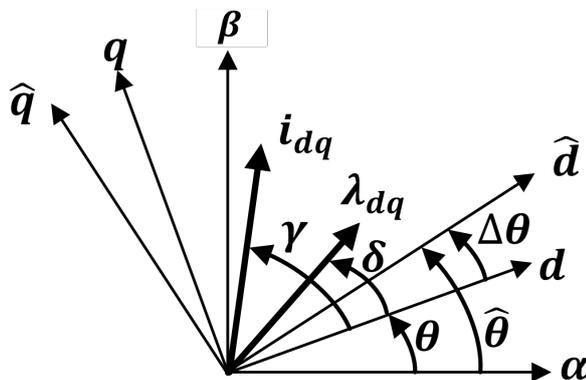


Figura 3.1: Sistema di riferimento sensorless

- θ e $\hat{\theta}$ sono la posizione elettrica reale e stimata del rotore
- dq e $\hat{d}\hat{q}$ sono i sistemi di riferimento reali e stimati, secondo gli angoli θ e $\hat{\theta}$ rispettivamente
- $\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta$ è l'errore di posizione
- δ e γ sono rispettivamente l'angolo del flusso e della corrente rispetto all'asse d

La stima della posizione del rotore dipende fortemente dalla velocità del rotore, infatti ad alte velocità dove il valore della f.e.m. mozionale è alto si preferisce utilizzare tecniche basate sull'integrale di tensione dell'osservatore di flusso 2.11, poiché l'osservatore non ha bisogno dell'informazione della posizione per il calcolo del flusso in assi $\alpha\beta$ ad alte velocità. Al contrario, a basse velocità il valore della f.e.m. mozionale è molto piccolo e diventa nulla a rotore fermo, pertanto si preferisce utilizzare altre tecniche che verranno descritte in seguito.

3.2 Controllo Sensorless in alta velocità

Come già detto, ad alte velocità si utilizzano modelli basati sull'integrale di tensione dell'osservatore di flusso, siccome quest'ultimo non ha bisogno dell'informazione di

posizione per la stima del flusso magnetico.

La tecnica adottata per la stima della posizione ad alta velocità è chiamata "*Active Flux*", essa si basa sul trasformare un motore a poli salienti in un motore fittizio senza poli salienti per semplificare la stima della posizione e della velocità del rotore. Il vettore calcolato con la tecnica Active Flux risulta indipendente dal sistema di riferimento, infatti esso è calcolato come:

$$\bar{\lambda}^{af} = \bar{\lambda} - L_q \bar{i} \quad (3.1)$$

Così facendo il vettore $\bar{\lambda}^{af}$ risulta allineato con l'asse d .

$$\begin{cases} \lambda_d^{af} = (L_d - L_q)i_d \\ \lambda_q^{af} = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

Nelle seguenti due figure sono riportati il modello del motore SyR e il diagramma vettoriale del flusso attivo presentati in [7]:

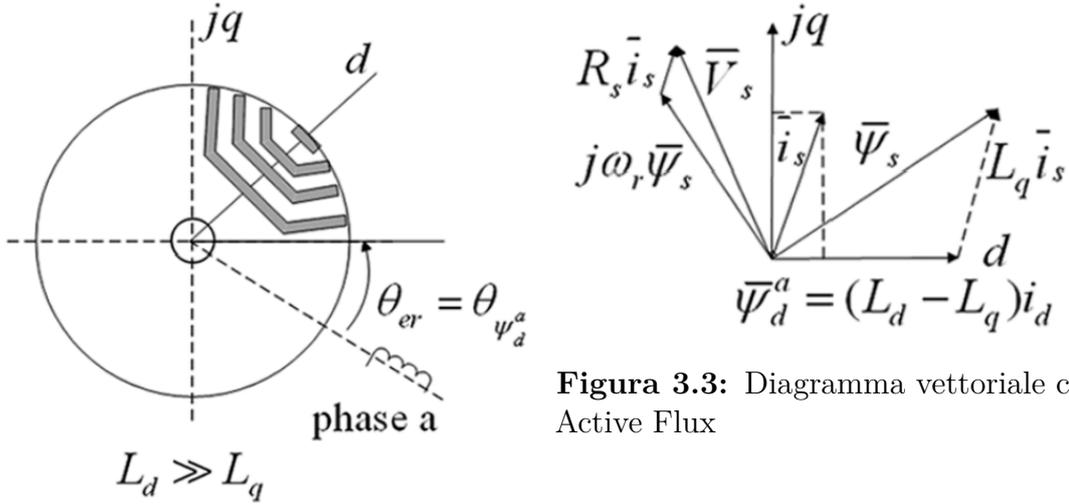


Figura 3.2: Modello motore SyR

Figura 3.3: Diagramma vettoriale con Active Flux

Il vettore $\bar{\lambda}^{af}$ è calcolato in assi fissi $\alpha\beta$ utilizzando l'osservatore di flusso e le misure di corrente derivanti dagli appositi sensori, inoltre è necessario anche conoscere il valore di L_q .

$$\bar{\lambda}_{\alpha\beta}^{af} = \bar{\lambda}^{af} - L_q \bar{i}_{\alpha\beta} = \bar{\lambda}^{af} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

L'informazione del valore del flusso osservato in assi fissi viene ottenuto dall'integrale di tensione nel modello dell'osservatore di flusso. Questo però è possibile solo

nel momento in cui la velocità del rotore è maggiore del parametro g dell'osservatore ($\omega > g$ [rad/s]), essendo la f.e.m. mozionale misurabile solo da quella velocità in poi.

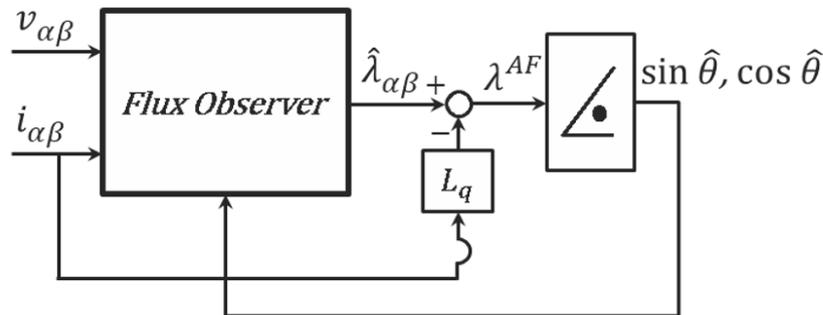


Figura 3.4: Schema a blocchi Active Flux

Questo viene chiamato "*direct tracking*" della fase del vettore Active Flux. Molto spesso però viene utilizzato un "*Phase Locked Loop*" (PLL) per la stima dell'angolo $\hat{\theta}$ in modo da filtrare il rumore presente nella stima durante il tracciamento dell'angolo, questo però implica un certo ritardo. Dal PLL è possibile calcolare anche la velocità stimata $\hat{\omega}$.

Il PLL è composto da un integratore ed un regolatore PI, dove la sua banda è uguale alla banda di un filtro passa-basso utilizzato per la stima della posizione e della velocità del rotore.

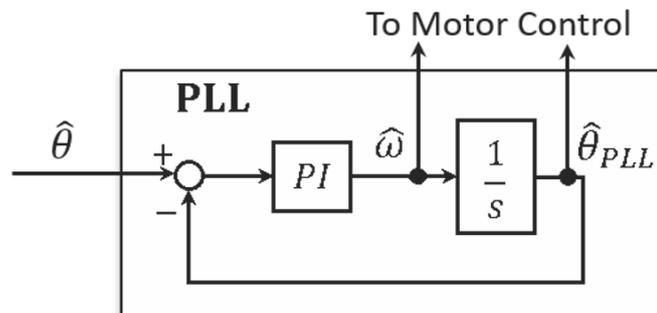


Figura 3.5: PLL

Di solito vengono utilizzate le coordinate trigonometriche degli angoli $\hat{\theta}$ e $\hat{\theta}_{PLL}$, questo è molto utile nel momento in cui la stima dell'angolo passa da 360° a 0° , evitando così discontinuità nel controllo. Lo schema completo del controllo in alta velocità diventa il seguente:

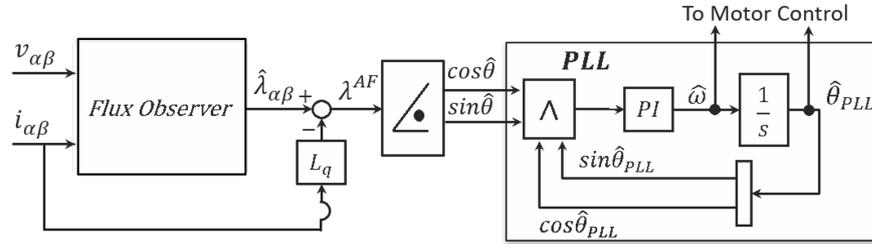


Figura 3.6: Schema di controllo ad alta velocità

3.3 Controllo Sensorless a bassa velocità

A velocità prossime allo zero la forza magneto-motrice mozionale tende ad annullarsi pertanto non è possibile utilizzare la stima della posizione dal modello dell'integrale di tensione dell'osservatore di flusso, ma bisogna utilizzare altre tecniche.

La tecnica maggiormente utilizzata per tracciare la salienza a bassa velocità, e di conseguenza la direzione degli assi a maggior e minor induttanza, è l'iniezione ad alta frequenza ("*HF injection*"). Essa si basa sull'iniettare un segnale ad alta frequenza, di solito in tensione, per ottenere una risposta in alta frequenza, di solito in corrente, che successivamente verrà demodulata e manipolata attraverso un PLL in modo da ottenere l'informazione di posizione e di velocità di rotore.

Tale tecnica richiede necessariamente che le due induttanze incrementali del rotore siano diverse ($l_d \neq l_q$) per tracciare la salienza; infatti, l'iniezione ad alta frequenza funziona bene per i motori con alta anisotropia di rotore, proprio come il SyR.

La tecnica maggiormente utilizzata per tracciare la salienza è iniettare un segnale ad alta frequenza di tipo sinusoidale in tensione, sull'asse \hat{d} stimato dal controllo:

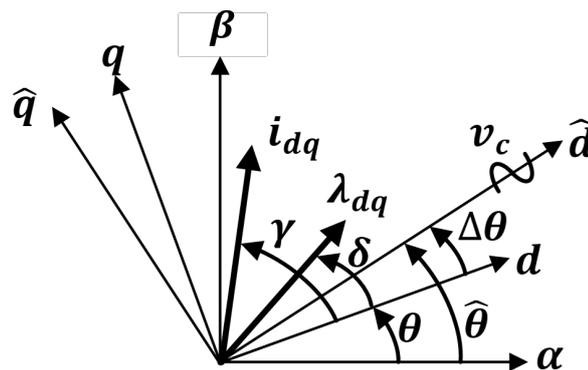


Figura 3.7: Sistema di riferimento sensorless con iniezione ad alta frequenza

$$\begin{cases} v_{\hat{d}}^{hf} = u_c \cos(\omega_c t) \\ v_{\hat{q}}^{hf} = 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Dove ω_c corrisponde alla frequenza angolare con cui viene iniettato il segnale ad alta frequenza, nel caso sinusoidale si utilizza un valore pari a $f_c = f_{sw}/10$. Esistono anche altre tecniche per l'iniezione ad alta frequenza come la demodulazione in flusso e l'iniezione ad onda quadra che verranno descritte in seguito.

Per il passaggio da asse stimato \hat{d} ad asse fisso d si utilizza l'errore di posizione $\Delta\theta$:

$$\begin{cases} v_d^{hf} = u_c \cos(\omega_c t) \cos(\Delta\theta) \\ v_q^{hf} = u_c \cos(\omega_c t) \sin(\Delta\theta) \end{cases} \quad (3.5)$$

Dalla tensione è possibile calcolare il flusso ad alta frequenza tramite l'integrale $\bar{\lambda}_{dq}^{hf} = \int \bar{v}_{dq}^{hf} dt$, si trascurano il termine resistivo ed il termine mozionale, essendo a bassa velocità. Inoltre viene trascurato l'effetto di cross-saturation che verrà ripreso in seguito.

$$\begin{cases} \lambda_d^{hf} = \frac{u_c \sin(\omega_c t)}{\omega_c} \cos(\Delta\theta) = k \cos(\Delta\theta) \\ \lambda_q^{hf} = \frac{u_c \sin(\omega_c t)}{\omega_c} \sin(\Delta\theta) = k \sin(\Delta\theta) \end{cases} \quad (3.6)$$

Dove $k = \frac{u_c \sin(\omega_c t)}{\omega_c}$. Il valore di corrente ad alta frequenza è ricavato direttamente dal flusso tramite le induttanze incrementalì:

$$\begin{cases} i_d^{hf} = \frac{\lambda_d^{hf}}{l_d^{hf}} \\ i_q^{hf} = \frac{\lambda_q^{hf}}{l_q} \end{cases} \quad (3.7)$$

Per ottenere il valore di corrente ad alta frequenza in assi stimati bisogna applicare la trasformata di rotazione:

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{d}}^{hf} \\ i_{\hat{q}}^{hf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta \\ \sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^{hf} \\ i_q^{hf} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Andando a sostituire:

$$\begin{bmatrix} i_{\hat{d}}^{hf} \\ i_{\hat{q}}^{hf} \end{bmatrix} = \frac{k}{l_d l_q} \begin{bmatrix} l_q + (l_d - l_q) \sin^2 \Delta\theta \\ \frac{l_d - l_q}{2} \sin 2\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Essendo il segnale $i_{\hat{q}}^{hf}$ proporzionale all'errore di posizione, viene utilizzato come segnale di errore da controllare per impostare l'errore di posizione a zero.

Assumendo che l'errore di posizione sia piccolo si può approssimare $\sin(2\Delta\theta) \simeq 2\Delta\theta$:

$$i_{\hat{q}}^{hf} = \frac{k(l_d - l_q)}{2l_d l_q} \sin 2\Delta\theta \simeq k_c \Delta\theta \quad (3.10)$$

Dove:

$$k_\epsilon = \frac{u_c(l_d - l_q) \sin \omega_c t}{\omega_c l_d l_q} \quad (3.11)$$

Il segnale $k_\epsilon \Delta\theta$ viene mandato al PLL che forzerà il segnale di ingresso a zero in modo da annullare l'errore di posizione $\Delta\theta$, per far convergere l'angolo stimato $\hat{\theta}$ con l'angolo reale θ .

Di seguito è riportato lo schema completo della tecnica di iniezione ad alta frequenza in tensione sinusoidale:

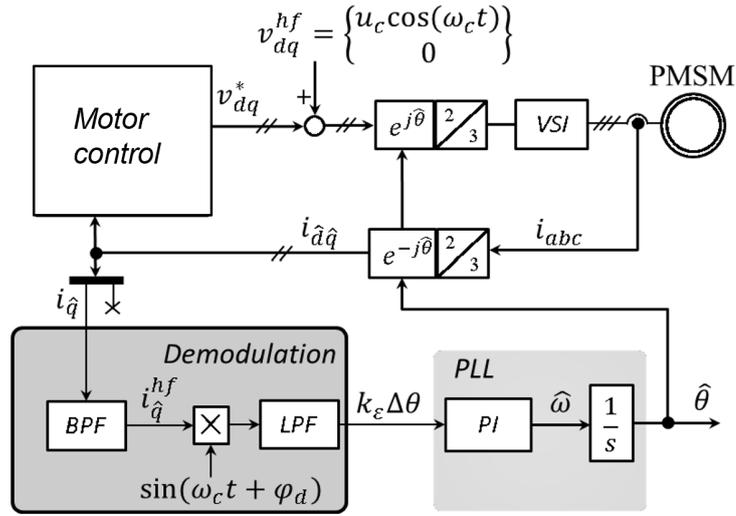


Figura 3.8: Schema di controllo con iniezione alta frequenza

Come accennato in precedenza, si è trascurato l'effetto della saturazione incrociata, che nel caso reale provoca errori di posizione ad alto carico, soprattutto per motori ad alta anisotropia come il SyR. Esistono delle tecniche per limitare questo effetto che verranno spiegate in seguito.

L'iniezione ad alta frequenza porta anche degli svantaggi:

1. riduce la massima tensione disponibile per il controllo del motore, fino a valori del 50%, a seconda dell'induttanza;
2. causa perdite che devono essere limitate;
3. la frequenza di oscillazione della corrente, e quindi del flusso, causa oscillazione di coppia e pertanto rumore acustico.

L'utilizzo dell'iniezione ad alta frequenza va limitato fin tanto che non è possibile risalire al flusso mediante l'integrale di tensione dell'osservatore di flusso. Per fare ciò, si limita l'iniezione nel passaggio dei due modelli dell'osservatore, fino a spegnerla del tutto ad alte velocità di rotore.

Capitolo 4

SyR-e

4.1 Introduzione

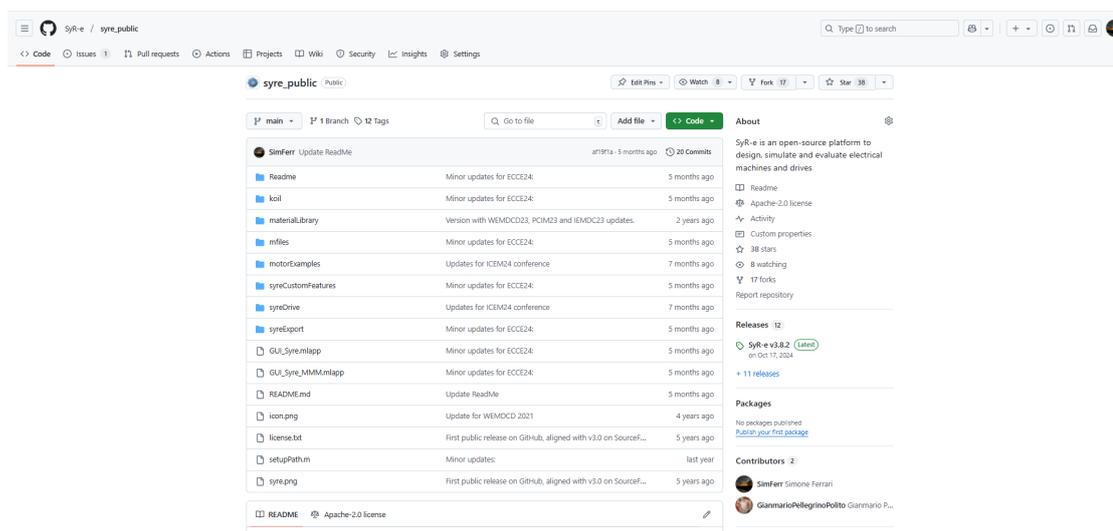


Figura 4.1: Sito GitHub di SyR-e [8]

SyR-e [9], che sta per "*Synchronous Reluctance-evolution*", è un codice open-source sviluppato in Matlab/Octave che può progettare automaticamente macchine sincrone a riluttanza tramite analisi agli elementi finiti e algoritmi di ottimizzazione multi-obiettivo.

Il principio di funzionamento di SyR-e è rappresentato nella Figura 4.2. Uno script in Matlab [10] realizza un disegno parametrizzato di una macchina sincrona in un file .fem, che viene rapidamente analizzato da FEMM [11]. I principali risultati vengono poi trasferiti in Matlab per la valutazione delle prestazioni.

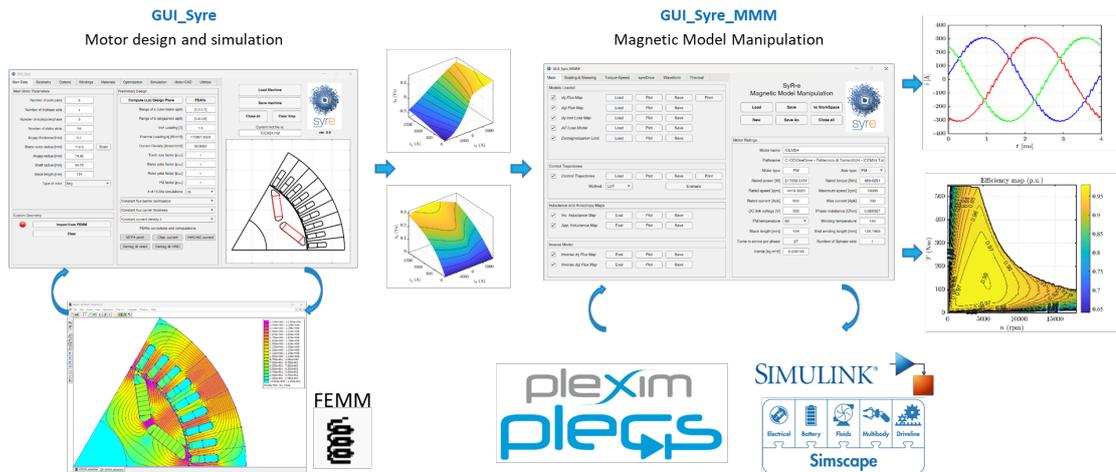


Figura 4.2: Flusso operativo di SyR-e

Questo flusso di dati può essere utilizzato sia per la progettazione automatica, testando centinaia di macchine potenziali tramite l’algoritmo di ottimizzazione multi-obiettivo, sia per l’analisi di macchine esistenti, siano esse appena ottimizzate o progettate manualmente dall’utente.

Successivamente si farà uso del software SyR-e MMM, che sta per "*Magnetic Model Manipulation*", per la simulazione tramite Simulink dei risultati ottenuti da SyR-e.

4.2 GUI SyR-e

Uno degli obiettivi di questa tesi è l’implementazione su GUI SyR-e ("*graphical user interface*") di un motore sincrono a riluttanza già esistente e di proprietà dell’azienda Diplomatic MS Spa per le successive simulazioni del controllo sensorless. I dati del motore sono riportati in tabella 4.1.

Nei paragrafi successivi si andrà a vedere passo passo i punti salienti necessari alla definizione del motore su SyR-e, comprendente di: dati principali del motore, geometria, materiali.

La versione di SyR-e utilizzata è la 3.8.

Grandezza	Simbolo	Valore	u.d.m.
Potenza nominale	P_n	7.5	kW
Coppia nominale	T_n	23.8	Nm
Velocità nominale	n_n	3000	rpm
Tensione nominale	V_n	380	V
Corrente nominale	I_n	16.8	A
Corrente massima	I_{max}	33.3	A
Numero di poli	$2p$	4	
Resistenza di statore	R_s	0.350	Ω

Tabella 4.1: Dati di targa motore SyR Diplomatic MS Spa

4.2.1 Dati principali

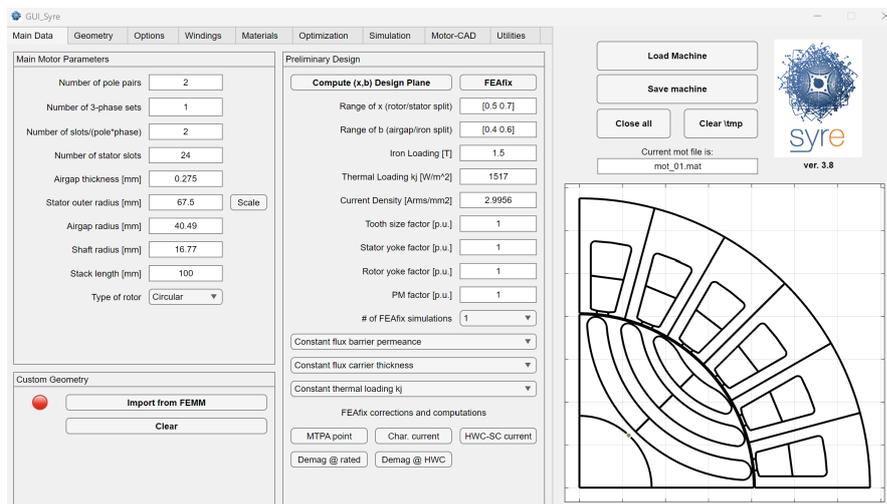


Figura 4.3: Dati principali SyR-e

All'interno della sezione "*Main Data*" sono stati inseriti tutti i dati principali relativi al motore da analizzare nella sottosezione "*Main Data Parameters*", nel dettaglio:

1. Number of pole pairs
2. Number of 3-phase sets
3. Number of slots/(pole*phase)
4. Number of stator slots
5. Airgap thickness [mm]

6. Stator outer radius [mm]
7. Airgap radius [mm]
8. Shaft radius
9. Stack lenght [mm]
10. Type of rotor

In questo modo il software riesce a riprodurre una struttura iniziale del motore con i dati impostati. In alternativa è possibile caricare il file .fem del motore in questione su SyR-e.

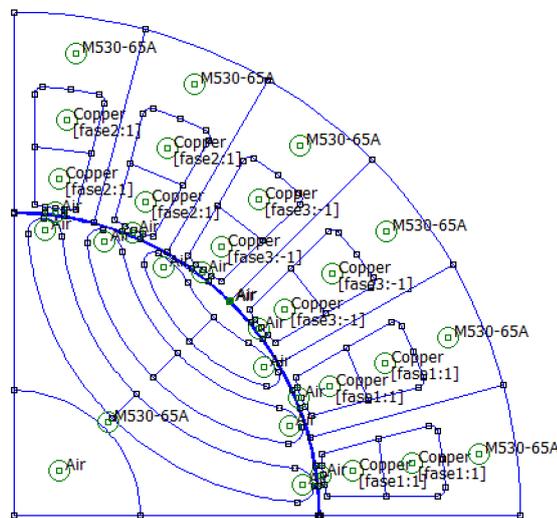


Figura 4.4: Geometria FEMM del motore di esempio

A titolo esemplificativo è mostrato nella figura 4.4 il motore di default di SyR-e chiamato "mot_01.mat", invece della geometria vera del motore realmente utilizzato.

La sottosezione di "Preliminary Design" non è stata utilizzata, data la struttura del motore già esistente.

Nella sezione "Custom Geomeytry" è possibile utilizzare la funzione "Import from FEMM" in modo che il software rilevi direttamente dalla cartella di lavoro il file .fem da caricare su SyR-e. Se il caricamento del file è avvenuto correttamente, il LED nella sezione "Custom Geomeytry" diventa verde e il motore assume la colorazione dei materiali di cui è composto, in particolare: bianco per l'aria, grigio per le parti metalliche e arancione per il rame. Nella figura 4.5 è mostrato l'esempio del motore di default correttamente caricato sul software.

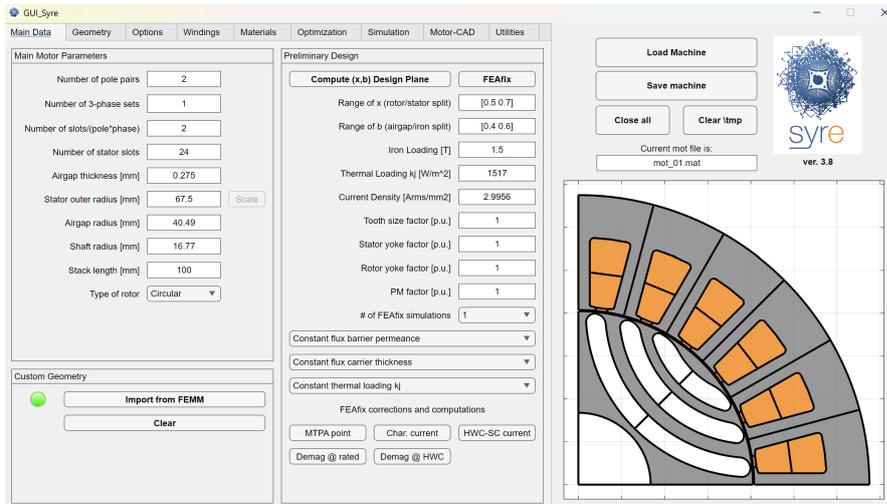


Figura 4.5: Geometria FEMM caricata

4.2.2 Geometria

Nella sezione relativa alla geometria le due sottosezioni utilizzate sono state quelle relative ai parametri di statore ed ai parametri di rotore, dove la prima fa riferimento alle dimensioni dei denti di statore, mentre la seconda al numero di barriere di flusso ed alla loro dimensione. Nella figura 4.6 è mostrato un esempio.

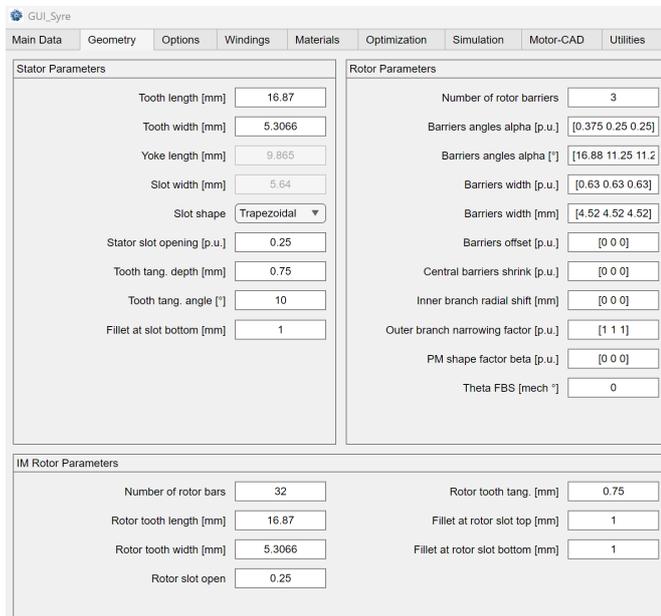


Figura 4.6: Geometria di SyR-e

4.2.3 Materiali

È importante selezionare i materiali con cui è progettato il motore perché da questi viene anche ricavata la massa del rotore "*Total rotor mass*" e la sua inerzia "*Rotor Inertia*". Nella libreria di SyR-e sono già presenti dei materiali di default, i materiali più utilizzati sono: aria, rame e alluminio oltre ai vari materiali ferromagnetici. In alternativa è possibile creare un materiale personalizzato sulle proprie esigenze mediante la funzione "*Add*". Esiste anche una sottosezione dedicata ai magneti permanenti ma quest'ultima non è stata utilizzata trattandosi di un motore sincrono a riluttanza, infatti le barriere di flusso sono state impostate con il materiale dell'aria "*Air*". Lo stesso è stato fatto per l'albero motore, siccome esso è costituito da materiale non magnetico, si è preferito l'utilizzo di un materiale con la permeabilità magnetica dell'aria per impedire il passaggio del flusso al suo interno durante le simulazioni. Questo porta però, alla diminuzione del valore della massa e dell'inerzia del motore che va tenuto in conto.

The screenshot displays the 'Materials' tab in the GUI_Syre software. The interface is divided into several sections:

- Material Data:** A list of components with their respective materials and masses.

Component	Material	Mass [kg]
Stator core material	M530-65A	4.7018
Stator slot material	Copper	2.623
Rotor core material	M530-65A	1.6523
Flux barrier material	Air	0
Rotor slot material	Aluminium	0
Shaft material	Air	
Sleeve material	DW235	
Total motor mass		8.977
Rotor Inertia		0.001367
- Material Library:** A list of default materials with 'Add' and 'Remove' buttons.

Material	Add	Remove
Iron	+	-
Conductor	+	-
Magnet	+	-
Sleeve	+	-
- Permanent Magnet:** Configuration options for permanent magnets, including air gap and segment settings.

	Layer 1	Layer 2	Layer 3
Central width [mm]	0	0	0
External width [mm]	0	0	0
Central air gap [mm]	0	0	0
External air gap [mm]	0	0	0
PM axial segments	1		
PM remanence [T]	0		
PM temperature [°C]	20		
Characteristic I [p.u.]	1		

Figura 4.7: Esempio di materiali

4.2.4 Tipi di simulazione disponibili

Una volta impostati tutti i dati motore correttamente, si arriva alla sezione dedicata alla simulazione agli elementi finiti.

SyR-e lavora in accoppiamento con FEMM, secondo la figura 4.2 mostrata in precedenza.

Le simulazioni FEA ("*Finite Element Analysis*") vengono eseguite in FEMM con un solver magnetico-statico. Il movimento del rotore viene emulato eseguendo diverse simulazioni a diverse posizioni del rotore, simulando così una rotazione continua. Le correnti di fase vengono impostate in base alla posizione del rotore e alle correnti dq in ingresso. Il compromesso tra accuratezza e tempo di calcolo viene gestito selezionando un adeguato intervallo angolare di rotazione e il numero di posizioni del rotore da simulare. Solitamente, per motori con avvolgimenti distribuiti trifase standard, una rotazione di 60 gradi elettrici è sufficiente (sfruttando le simmetrie), e 30 posizioni del rotore garantiscono una buona risoluzione armonica, mentre con 6 posizioni si possono ottenere valori medi [9].

Sono disponibili vari tipi di valutazioni "*Evaluation type*", in particolare:

- *Single Point*
- *Flux Map*
- *Characteristic Current*
- *HWC Short-Circuit Current*
- *Demagnetization Curve*
- *Demagnetization Analysis*
- *Flux Density Analysis*
- *Current Offset*
- *Airgap Force*
- *Iron Loss– Single Point*
- *Iron Loss– Flux Map*
- *Structural Analysis*

È possibile anche selezionare la convenzione degli assi usata nella simulazione:

- SR: tipica per i motori a riluttanza, con l'eventuale flusso dei magneti orientato lungo l'asse $-q$;
- PM: tipico dei motori brushless, con il flusso dei magneti orientato in asse d .

Una volta scelta la tipologia di simulazione da fare, occorre selezionare accuratamente le impostazioni su cui il software dovrà andare ad effettuare i calcoli magneto-statici. In particolare nel motore utilizzato, sono stati scelti i seguenti parametri di simulazione:

<i>Rotor angular excursion [elt °]</i>	180
<i>Number of rotor positions</i>	15
<i>Current phase angle [elt °]</i>	65
<i>Current load [p.u.]</i>	2.5
<i>Phase current [A]</i>	56.4
<i>PM remanence</i>	0
<i>PM temperature [°C]</i>	80
<i>Number of points in [0,Imax]</i>	15
<i>Number of map quadrants</i>	1 quadrant
<i>Rotor speed [rpm]</i>	3000
<i>Active 3-phase sets</i>	1
<i>Axis type</i>	SR
<i>Evaluation type</i>	Iron Loss - Flux Map

Tabella 4.2: Impostazioni per le simulazioni FEMM

È stata scelta la tipologia di simulazione "*Iron Loss - Flux Map*" relativa alla creazione delle mappe di flusso del motore, su un'escursione di 180 [elt°], con annesse perdite del ferro. In questa tipologia di simulazione l'angolo di fase della corrente è impostato di default a 65 [elt°] e non è cambiabile. I dati relativi ai magneti permanenti, quali "*PM remanence [T]*" e "*PM temperature*", sono ininfluenti ai fini della simulazione, essendo il motore privo di magneti.

Il numero di quadranti delle mappe di flusso è stato impostato a 1, poiché in un motore SyR queste risultano simmetriche; inoltre, questa scelta riduce notevolmente le tempistiche di simulazione. Il "*Current load*" è stato impostato a 2.5 [p.u.] per aumentare l'intervallo di simulazione di corrente, infatti è conveniente utilizzare delle mappe di flusso che hanno valori di corrente ben oltre il valore nominale, per lo studio in condizioni di sovraccarico.

È stata impostata una velocità del rotore 3000 rpm pari alla velocità nominale nel motore, e la tipologia di assi è stata impostata su "*SR*".

Nella figura 4.8 sono mostrate tutte le impostazioni utilizzate per le simulazioni.

La simulazione inizia una volta che si utilizza la funzione "*FEMM*" presente all'interno della sezione dedicata.

Il software Matlab imposta ad ogni iterazione i valori di corrente da applicare al file .fem del motore, a seconda della posizione del motore valutata in quel momento.

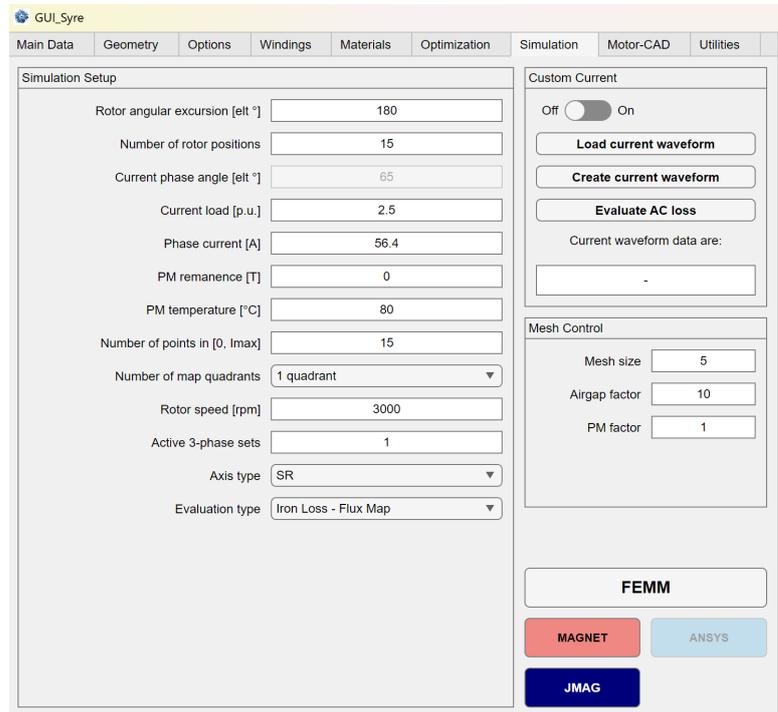


Figura 4.8: Impostazioni della simulazione

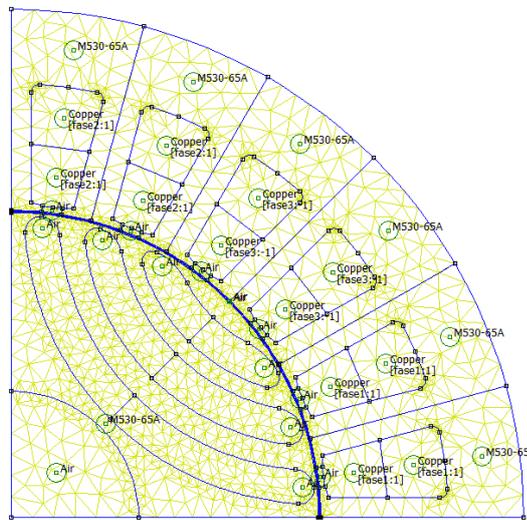


Figura 4.9: Mesh

FEMM esegue il calcolo della "mesh", come mostrato in figura 4.9, secondo i valori impostati nella sottosezione "Mesh Control". Una volta fatto questo, il

solver magneto-statico valuta l'induzione all'interno del motore e invia i risultati a Matlab che li salva e li elabora per poi creare le mappe di flusso finali a simulazione completata.

In figura 4.10 è mostrato un esempio dei risultati che il solver magneto-statico di FEMM elabora iterativamente sul motore.

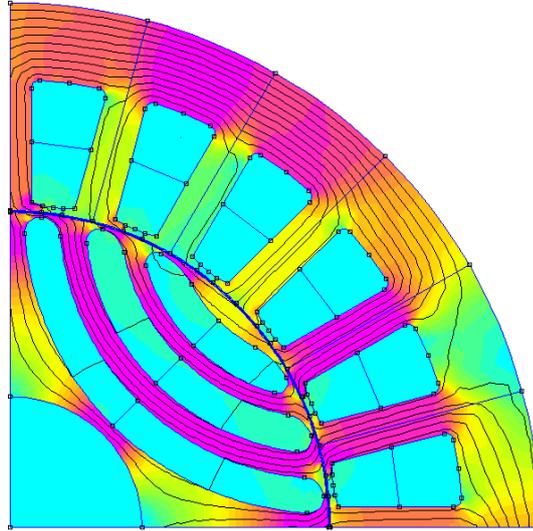


Figura 4.10: Linee di flusso

4.2.5 Risultati delle simulazioni

Una volta completata la simulazione, viene creata la cartella dei risultati con all'interno il file chiamato "*fdfq_idiq_n256.mat*" contenente le matrici di dimensione 256x256 elementi che il software ricava dalle simulazioni FEA. Il file "*fdfq_idiq_n256.mat*" può essere caricato sul software GUI MMM per la visualizzazione dei risultati ottenuti, come mostrato nelle seguenti figure:

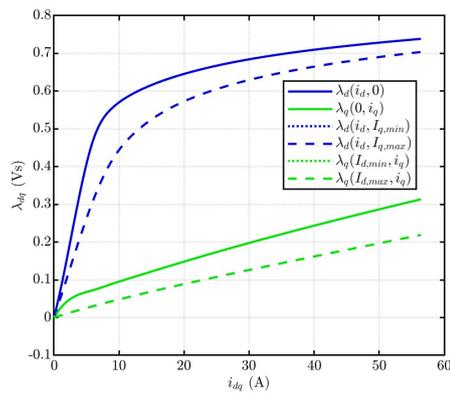


Figura 4.11: Mappa di flusso

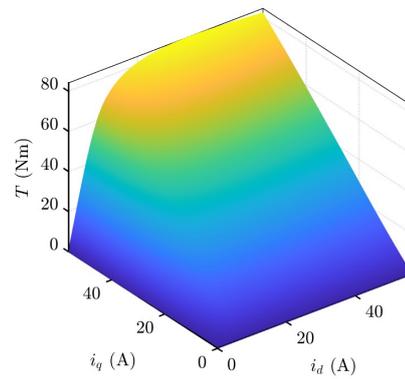


Figura 4.12: Mappa di Coppia

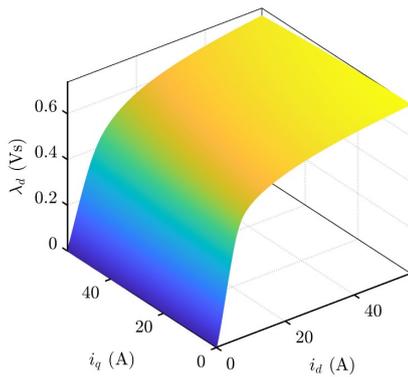


Figura 4.13: Mappa di flusso in asse d

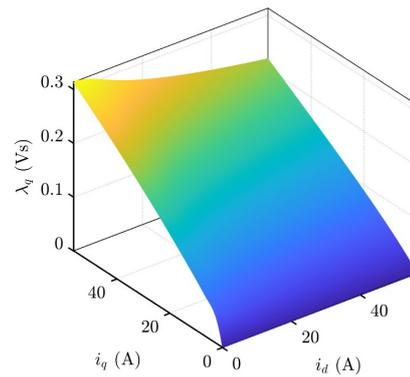


Figura 4.14: Mappa di flusso in asse q

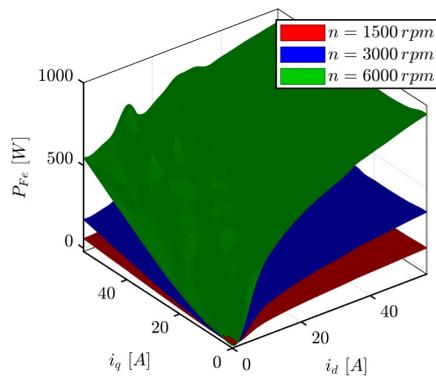


Figura 4.15: Mappa delle perdite nel ferro

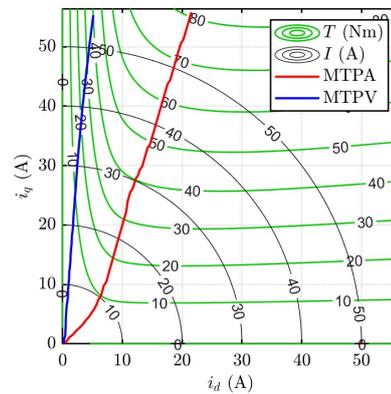


Figura 4.16: Mappa delle curve MT-PA e MTPV

4.3 GUI SyR-e MMM

GUI SyR-e MMM è la seconda interfaccia grafica di SyR-e, che organizza e gestisce le routine di elaborazione delle mappe di flusso, fornendo un metodo semplice e comprensibile per operare con il modello del motore.

Questa GUI è identificata con l'acronimo *MMM*, che sta per "*Magnetic Model Manipulation*". Dalla GUI MMM non è possibile eseguire simulazioni FEA, ma solo caricare dati simulati e post-processarli. Essa è composta da 6 sezioni:

- *Main*: viene usato per caricare i risultati ottenuti da GUI SyR-e e valutare le caratteristiche del motore (mappe di flusso inverse, curve MTPA, curve MTPV, ecc...);
- *Scale & Skew*: viene usato per scalare le mappe di flusso e per applicare l'effetto dello skewing al motore;
- *Torque-Speed*: usato per il calcolo delle caratteristiche di coppia e velocità;
- *syreDrive*: viene usato per creare il modello Simulink del motore con cui effettuare simulazione dinamiche;
- *Waveform*: utilizzato per calcolare la forma d'onda come singolo punto di funzionamento (dalle mappe $dq\theta$) e il cortocircuito transitorio;
- *Thermal*: usato per calcolare i limiti termici.

4.3.1 Main

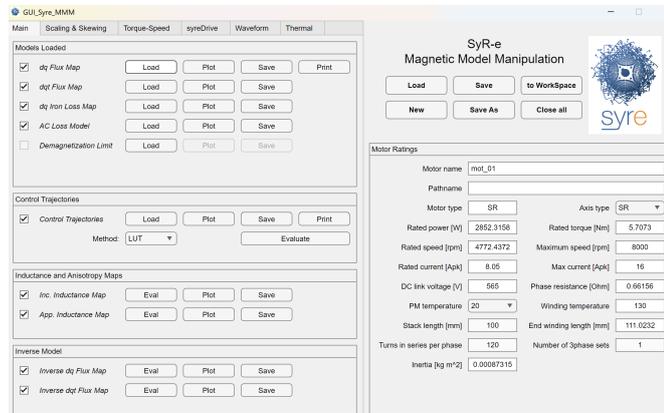


Figura 4.17: Esempio della schermata principale

Nella sezione *"Utilities"* di GUI SyR-e è presente la funzione *"Launch MMM"*, la quale avvia direttamente il GUI MMM, con i risultati ottenuti dalle simulazioni FEA già caricati nella schermata principale (*"Models Loaded"*). La principale struttura dati alla base di GUI SyR-e MMM è chiamata *"motorModel"* e viene salvato in un file Matlab .mat. La struttura motorModel è composta da diverse sotto-strutture, che possono essere vuote se il rispettivo modello non è stato caricato.

Inoltre il software è in grado di calcolare, a partire dai risultati ottenuti in fase di simulazione FEA, le mappe di anisotropia e le curve inverse flusso-corrente. GUI MMM è in grado di calcolare i valori nominali di potenza, coppia e velocità del motore a partire dalle traiettorie di controllo. Nella seguente tabella è mostrato il confronto tra valori ricavati da SyR-e MMM e i valori reali del motore (tabella 4.1):

Grandezza	Valore SyR-e MMM	Valore reale	u.d.m.
Potenza nominale	8130	7500	W
Coppia nominale	29.06	23.8	Nm
Velocità nominale	2670	3000	rpm

Tabella 4.3: Confronto valori nominali

Dal confronto dei dati è possibile notare come ci sia della differenza tra i valori di SyR-e MMM ed i valori reali del motore, se si considera che i materiali ferromagnetici utilizzati su SyR-e non hanno la stessa permeabilità magnetica dei materiali reali. Inoltre non sono stati impostati tutti i dati disponibili su SyR-e relativi al motore reale, ma solo quelli necessari ai fini del calcolo delle mappe di flusso.

Per quanto riguarda l'inerzia, il suo valore è calcolato direttamente nel primo GUI di SyR-e a partire dai materiali utilizzati nel file .fem, questo però porta ad un errore non trascurabile poiché i materiali utilizzati all'interno del rotore non sono gli stessi del motore fisico, si noti che è stato modellizzato il materiale non magnetico dell'albero motore come aria. Risulta necessario dunque cambiare manualmente il valore ottenuto. Nel caso specifico si è ottenuto un valore di $0.0039 [kg*m^2]$ ed è stato sostituito nel valore reale di $0.0057 [kg*m^2]$.

È stato necessario la sostituzione dei valori ricavati da SyR-e con i valori reali del motore in fase di post-elaborazione per la realizzazione delle simulazioni.

4.3.2 Scaling & Skewing

All'interno di GUI MMM è possibile scegliere se utilizzare la scalatura delle mappe di flusso oppure applicare l'effetto di skewing al motore (non è possibile utilizzare entrambi simultaneamente). In questo caso, si è studiato l'utilizzo della scalatura delle mappe di flusso, questa però risultava più marcata solo ad alti valori di corrente e molto meno nella zona lineare, ovvero quella di maggiore interesse. Infatti impostando le simulazioni FEA su una corrente di $2.5 [p.u.]$ volte più grande della nominale, si otteneva una scalatura soddisfacente solo a valori di corrente che il motore non avrebbe raggiunto nei regimi stazionari. Pertanto si è valutato di non utilizzare questa funzione. Nella seguente figura è mostrato un esempio di scalatura sui due assi di $0.001 H$:

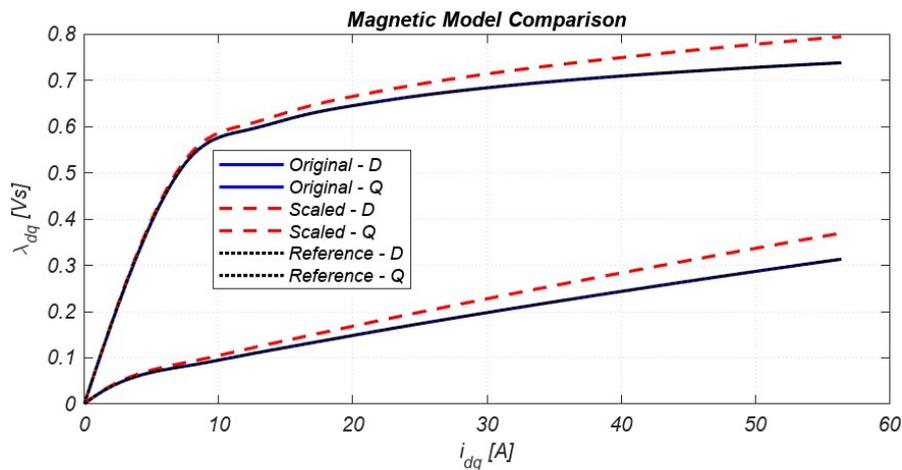


Figura 4.18: Esempio di scalatura delle mappe di flusso

4.4 syreDrive

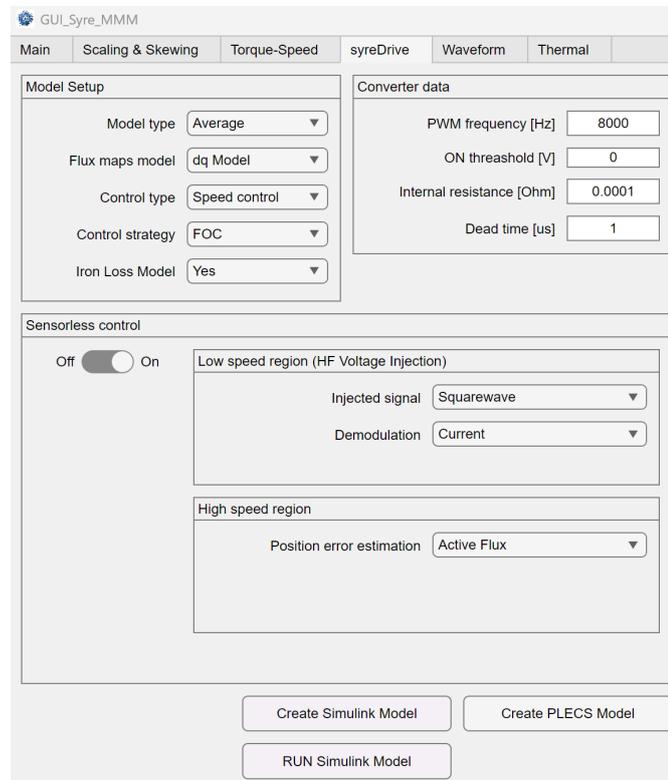


Figura 4.19: syreDrive

"*syreDrive*" è lo strumento utilizzato per la creazione del modello dinamico del motore in ambiente Simulink includendo al suo interno i dati del convertitore e la strategia di controllo da utilizzare [12].

Grazie alla generazione automatizzata, l'interazione dell'utente è limitata esclusivamente all'interfaccia grafica, mostrata in figura 4.19, senza la necessità di affrontare aspetti legati al controllo, se non per la scelta della tipologia di controllo tra le varie opzioni disponibili.

La sezione syreDrive all'interno di GUI MMI consente all'utente di:

- selezionare il tipo di modello, "*Average*" per simulazioni ai valori medi oppure "*Istantaneous*" per simulazioni ai valori istantanei, quest'ultimo utilizza anche la libreria di blocchi "*Simscape*" per le simulazioni;
- scegliere il tipo di controllo tra controllo di velocità, coppia e corrente, e il modello delle mappe di flusso tra dq (2D) e $dq\theta$ (3D);

- scegliere la strategia di controllo, tra FOC e DFVC;
- scegliere se utilizzare la funzione per il calcolo delle perdite nel ferro;
- utilizzare il controllo sensorless ove necessario;

Il controllo digitale nel modello Simulink è strutturato utilizzando un file C di nome *"Motor_ctrl.c"* all'interno di un blocco S-function, per facilitarne la migrazione su microcontrollori. Il diagramma di flusso di syreDrive è mostrato in figura 4.20.

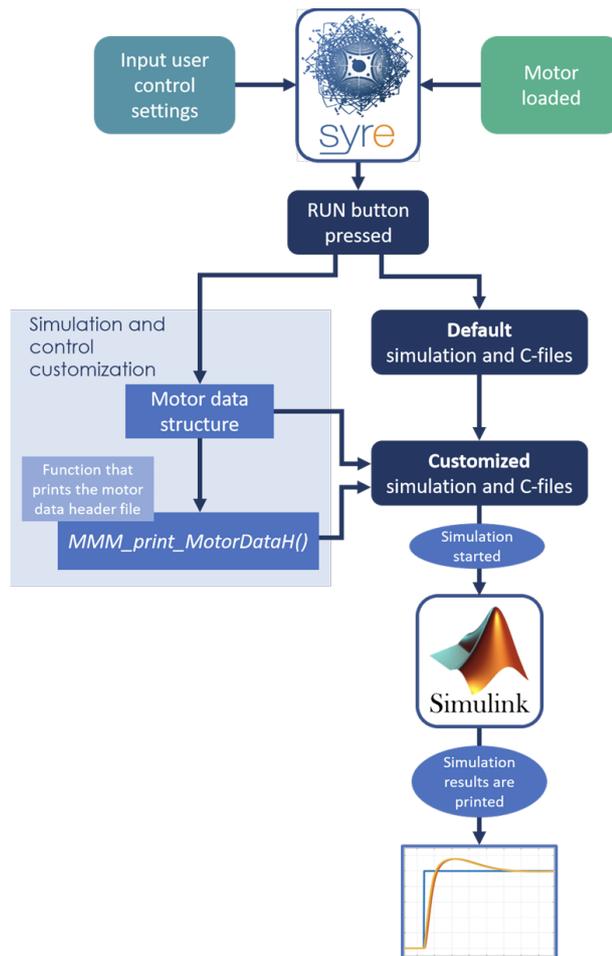


Figura 4.20: Diagramma di flusso syreDrive

Una volta utilizzata la funzione *"Create Simulink Model"*, viene generata una cartella con all'interno:

- il file Matlab per l'inizializzazione dei parametri *"init_sim.mat"*;

- il file *"motorModel.mat"* contenente i parametri del motore, le mappe di flusso e le traiettorie di controllo ottimali (MTPA, MTPV) corrispondenti al motore in esame;
- il file Simulink con cui simulare il modello dinamico;
- le sottocartelle necessarie per la compilazione del file di controllo in linguaggio C.

La simulazione può essere eseguita nella sezione dedicata mediante la funzione *"RUN Simulink Model"* oppure direttamente sul file Simulink prodotto. I risultati vengono stampati al termine dell'elaborazione.

4.4.1 Modello Simulink

Il modello Simulink prodotto da syreDrive è mostrato nella figura 4.21 ed è l'unione di tre macro-blocchi, quali:

- il blocco *"Digital Control"*, dove è presente all'interno la S-function che contiene l'algoritmo di controllo;
- il blocco *"Inverter"*, che può essere di tipo *"Average"* o di tipo *"Istantaneous"*;
- il blocco *"Motor Model"*, il quale anch'esso può essere di tipo *"Average"* o di tipo *"Istantaneous"*.

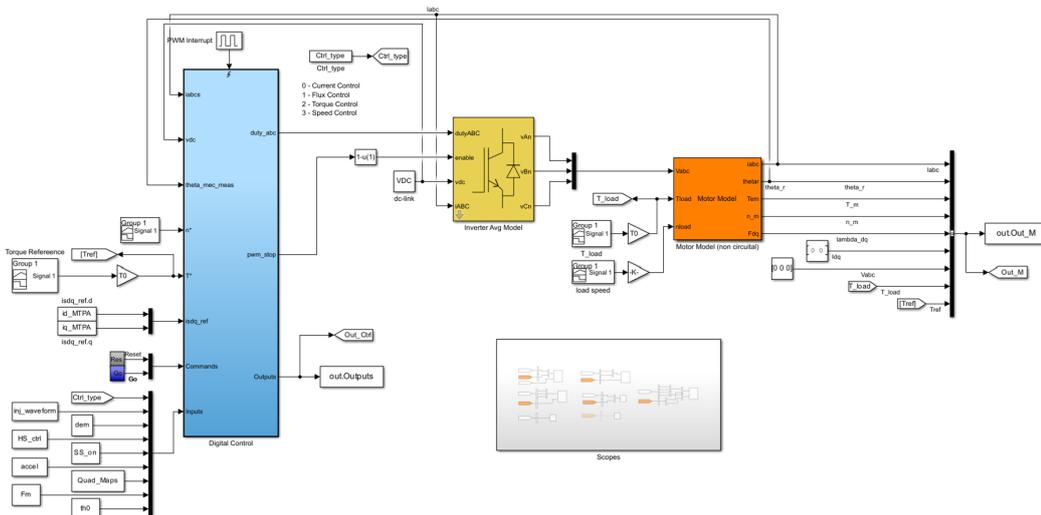


Figura 4.21: Esempio di modello Average Simulink

Una volta creato il modello, esso risulta già pronto per la simulazione, infatti all'interno sono implementati i blocchi "Scope" dove visualizzare i risultati ottenuti.

Nel modello Average il motore sincrono a riluttanza è modellizzato in forma matriciale per rispettare la notazione utilizzata in ambiente Matlab. Infatti l'equazione elettrica in forma matriciale del motore sincrono a riluttanza nel riferimento di rotore dq risulta:

$$s\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{v}_{dq} - R_s \mathbf{i}_{dq} - \omega \mathbf{J} s \boldsymbol{\lambda}_{dq} \quad (4.1)$$

Dove:

- s è l'operatore differenziale $\frac{d}{dt}$;
- la matrice di rotazione ortogonale è $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$;
- la corrente di statore in assi dq è $\mathbf{i}_{dq}^T = [i_d, i_q]^T$;
- R_s è la resistenza di statore;
- la velocità elettrica angolare è $\omega = s \theta$, con θ è la posizione elettrica di rotore;
- $\boldsymbol{\lambda}_{dq}$ è il flusso concatenato di statore;

La forma linearizzata del modello magnetico può essere espressa come:

$$\frac{\partial \boldsymbol{\lambda}_{dq}}{\partial \mathbf{i}_{dq}} = \mathbf{L}_{\partial}(\mathbf{i}_{dq}) = \begin{bmatrix} l_d & l_{dq} \\ l_{dq} & l_d \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Dove:

- \mathbf{L}_{∂} è la matrice delle induttanze incrementali;
- l_d e l_q rappresentano le induttanze incrementali rispettivamente in asse d e in asse q ;
- l_{dq} è il termine relativo alla cross saturation.

La coppia elettromagnetica è definita come:

$$T = \frac{3}{2} p \mathbf{i}_{dq}^T \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq} \quad (4.3)$$

L'equazione meccanica del motore risulta la seguente:

$$J s \omega_r = T - T_L - B \omega_r \quad (4.4)$$

Dove:

- la velocità angolare meccanica è definita come $\omega_r = \frac{\omega}{p}$;
- J è l'inerzia dell'albero motore;
- T_L è la coppia di carico;
- B è il coefficiente di attrito.

Quest'ultimo coefficiente è stato impostato a zero nelle simulazioni.

4.4.2 Controllo Sensorless di syreDrive

Come accennato in precedenza, nel macro-blocco "Digital Control" è presente il blocco Simulink S-function con all'interno il file in linguaggio C "Motor_ctrl.c" con implementato l'algoritmo di controllo della macchina elettrica. Il presente controllo è illustrato nella figura 4.22.

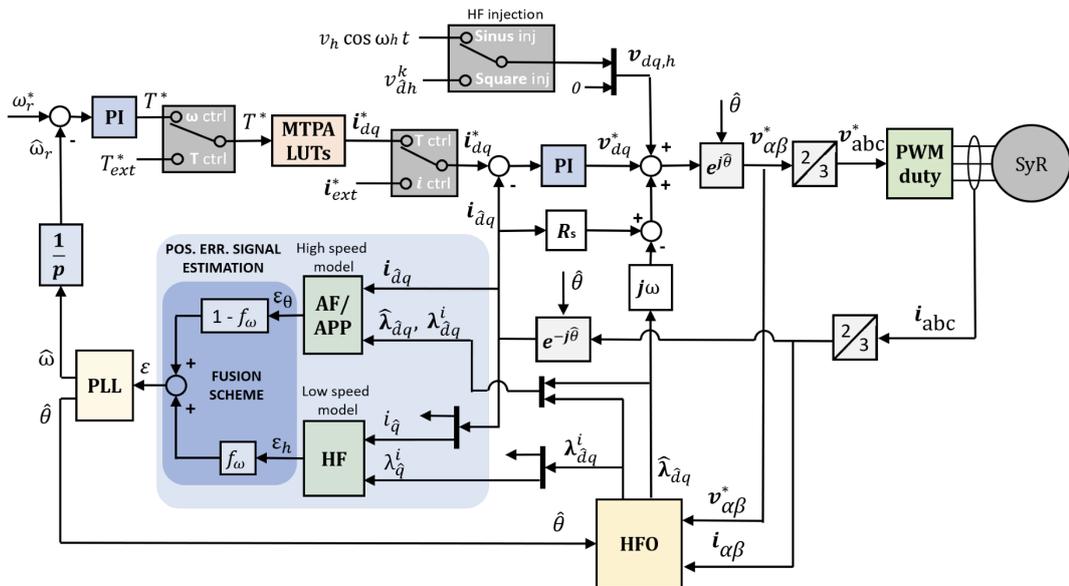


Figura 4.22: Schema a blocchi dell'algoritmo di controllo di syreDrive

Nella sezione dedicata a syreDrive è possibile scegliere tre tipologie diverse di controllo, quali: controllo di velocità, controllo di coppia e controllo di corrente.

Per gli anelli chiusi di coppia e velocità è utilizzato il classico controllo vettoriale di corrente con compensazione in feed-forward.

In figura 4.23 è mostrato l'osservatore di flusso ibrido utilizzato nel controllo dove $\Lambda_{dq}(i_{dq})$ corrisponde alla mappa di flusso ("lookup table") del motore sotto test.

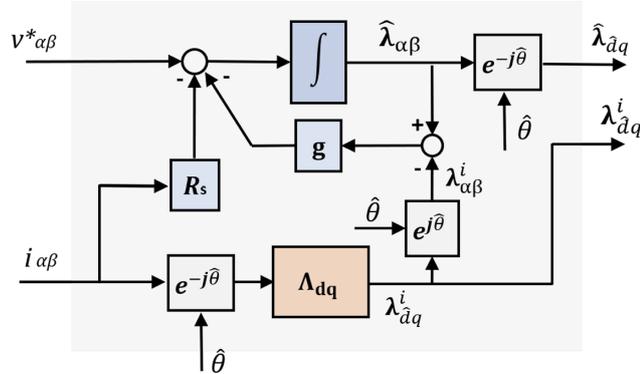


Figura 4.23: Osservatore di flusso ibrido nel riferimento di statore

L'equazione dell'osservatore di flusso ibrido è scritta nel riferimento di statore e corrisponde a:

$$s\hat{\lambda}_{\alpha\beta} = v_{\alpha\beta} - R_s i_{\alpha\beta} + \mathbf{G}(\lambda_{\alpha\beta}^i - \hat{\lambda}_{\alpha\beta}) \quad (4.5)$$

Dove $\mathbf{G} = g\mathbf{I}$ (con \mathbf{I} matrice identità) è una matrice 2x2. Il guadagno g funge da frequenza di transizione, determinando la predominanza della stima del flusso basata sul modello di corrente per velocità elettriche inferiori a g rad/s, mentre per velocità superiori a g rad/s prevale la stima del flusso basata sul modello di tensione.

Modelli a bassa velocità basati su iniezione ad alta frequenza

Su syreDrive sono disponibili due tipologie di iniezione ad alta frequenza:

1. **Iniezione sinusoidale:** Per la stima di posizione a bassa velocità si preferisce utilizzare l'iniezione di tensione sinusoidale per ridurre le ondulazioni di coppia. Il segnale in ingresso è:

$$\mathbf{v}_{\hat{d}qh} = V_h \begin{bmatrix} \cos(\omega_h t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Essendo V_h l'ampiezza del segnale iniettato in tensione e ω_h la frequenza del segnale iniettato lungo l'asse \hat{d} stimato. Il pedice h è utilizzato per indicare i segnali ad alta frequenza.

2. **Iniezione ad onda quadra:** Un altro metodo di iniezione implementabile è l'iniezione di tensione a onda quadra alla metà della frequenza di commutazione,

che rappresenta la massima frequenza di iniezione nel campionamento sincrono. Questo metodo semplifica l'elaborazione del segnale e fornisce una dinamica più veloce. La tensione ad onda quadra iniettata risulta:

$$v_{dh}^k = V_h \cos(\pi k) = \begin{cases} +V_h, & k == 2n \\ -V_h, & k == 2n + 1 \end{cases} \quad (4.7)$$

Con k si fa riferimento al dominio discreto all'istante di campionamento k -esimo [12]. V_h è l'ampiezza del segnale iniettato in asse \hat{d} alla metà della frequenza di commutazione.

Ciascun segnale ad alta frequenza può essere demodulato in due modi:

1. **Demodulazione in corrente:** Il segnale di posizione ϵ_h è proporzionale alla risposta in corrente ad alta frequenza lungo l'asse q i_{qh} . Il segnale ad alta frequenza i_{qh} è estratto da $i_{\hat{q}}$ e viene demodulato in modo da ottenere l'errore di posizione ϵ_h .

$$\epsilon_h = -\frac{\omega_h}{2V_h} k_\epsilon^i LPF [i_{qh} 2 \sin(\omega_h t)] \quad (4.8)$$

Dove $k_\epsilon^i = (l_d l_q - l_{dq}^2)/l_\Delta$ è il fattore di scala e $l_\Delta = (l_d - l_q)/2$. La frequenza di taglio del filtro passa-basso in 4.8 deve essere almeno tre volte la banda del PLL per garantire il corretto margine di fase.

Il segnale di errore nel caso di iniezione ad onda quadra risulta il seguente:

$$\epsilon_h = -\frac{\cos(\pi(k-1))}{2V_h} k_\epsilon^i \frac{i_{\hat{q}}^k - i_{\hat{q}}^{k-1}}{T_s} \quad (4.9)$$

Dove T_s è il periodo di campionamento.

In questo processo nell'errore di posizione è presente anche l'errore dovuto alla cross saturation $\tilde{\theta}_{dq}$ dato da:

$$\tilde{\theta}_{dq} = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{-l_{dq}}{l_\Delta} \quad (4.10)$$

2. **Demodulazione in flusso:** Gli effetti della cross saturation possono essere limitati calcolando l'errore di posizione a partire dal flusso stimato $\lambda_{\hat{q}}^i$ nel modello di corrente invece della corrente $i_{\hat{q}}$. L'errore di posizione ϵ_h nel caso di iniezione sinusoidale si calcola come:

$$\epsilon_h = -\frac{\omega_h}{2V_h} k_\epsilon^\lambda LPF [\lambda_{qh} 2 \sin(\omega_h t)] \quad (4.11)$$

Dove $k_\epsilon^\lambda = (l_d l_q - l_{dq}^2)/(l_q l_\Delta - l_{dq}^2)$ è il fattore di scala. Il segnale di errore nel caso di iniezione ad onda quadra risulta il seguente:

$$\epsilon_h = -\frac{\cos(\pi(k-1))}{2V_h} k_\epsilon^\lambda \frac{(\lambda_{\hat{q}}^i)^k - (\lambda_{\hat{q}}^i)^{k-1}}{T_s} \quad (4.12)$$

Modelli ad alta velocità basati su eccitazione fondamentale

Nella regione di velocità medio-alta, gli approcci basati su eccitazione ad alta frequenza vengono sostituiti dagli schemi di eccitazione a onda fondamentale basati sulla forza elettromotrice (back-EMF), grazie alla loro maggiore affidabilità e all'assenza di rumore acustico. Essi sono: l'osservatore *Active Flux* e l'osservatore APP (*Adaptive Projection Vector*) per la stima del segnale di errore di posizione.

1. Osservatore "*Active Flux*":

Il flusso attivo (*Active Flux*) per un motore sincrono a riluttanza (SyR) è definito lungo l'asse d come equivalente della coppia prodotta dal flusso in un motore senza poli salienti.

$$T = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q = \frac{3}{2} p \lambda_{dq}^{af} i_q \quad (4.13)$$

Dove $\lambda_{dq}^{af} = (L_d - L_q) i_d$ è il flusso attivo. Essendo il flusso attivo in direzione dell'asse d , l'errore di posizione può essere valutato in proporzione alla componente in asse \hat{q} del flusso attivo stimato.

$$\epsilon_\theta = \frac{1}{2L_\Delta^i i_{\hat{d}}} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T (\hat{\lambda}_{\hat{d}q}^i - L_q^i i_{\hat{d}q}^i) \quad (4.14)$$

Con $L_\Delta^i = (L_d - L_q)/2$. L'osservatore di flusso attivo è noto per presentare problemi di stabilità nelle regioni di bassa velocità in frenata e alta velocità in trazione [13].

2. Osservatore "*Adaptive Projection Vector*" (APP):

L'osservatore APP (*Adaptive Projection Vector*) è progettato all'interno di un riferimento a vettore di proiezione per massimizzare il rapporto segnale-rumore tra il segnale di errore di posizione e l'errore di posizione stesso [14], [13].

Il segnale di errore di posizione ricavato dall'osservatore APP è:

$$\epsilon_\theta = \frac{-1}{\omega |\hat{\lambda}_{\hat{d}q}^a|^2} (\hat{\lambda}_{\hat{d}q}^a)^T \mathbf{J} (\mathbf{G} + \omega \mathbf{J}) (\hat{\lambda}_{\hat{d}q}^i - \lambda_{\hat{d}q}^i) \quad (4.15)$$

Dove $\hat{\lambda}_{\hat{d}q}^a = \mathbf{J} \hat{\lambda}_{\hat{d}q}^i - L_\partial \mathbf{J} i_{\hat{d}q}^i$ è il flusso ausiliario stimato.

L'osservatore APP riduce i problemi di stabilità dell'osservatore Active Flux. Inoltre, si dimostra immune alle variazioni della resistenza dello statore e alle compensazioni di tensione non ideali dell'inverter [15].

Meccanismo di fusione dei modelli

L'osservatore di posizione effettua una transizione dal modello a bassa velocità a quello ad alta velocità intorno alla frequenza di transizione g [rad/s], in modo analogo all'osservatore di flusso.

Per evitare transizioni brusche e discontinuità, i due modelli di stima della posizione vengono fusi mediante un coefficiente di fusione lineare dipendente dalla velocità f_ω , espresso come:

$$\epsilon^k = f_\omega \epsilon_\theta^k (1 - f_\omega) \epsilon_h^k \quad (4.16)$$

$$f_\omega = \begin{cases} 0, & |\hat{\omega}^k| < g - \omega_g \\ 1, & |\hat{\omega}^k| > g + \omega_g \\ \frac{\hat{\omega}^k + \omega_g + g}{2\omega_g}, & g - \omega_g \leq |\hat{\omega}^k| \leq g + \omega_g \end{cases} \quad (4.17)$$

Dove il termine ω_g indica l'intervallo di transizione su entrambi i lati della frequenza di crossover g . Il coefficiente di fusione f_ω è progettato per garantire una transizione fluida nell'intervallo di velocità compreso tra $g - \omega_g$ e $g + \omega_g$.

Osservatore di posizione e velocità

Come osservatore di posizione e velocità è utilizzato un *Phase-Locked-Loop* (PLL) con un regolatore proporzionale-integrale (PI) per forzare segnale di errore ϵ a zero, come:

$$\hat{\omega} = k_p \epsilon + \int k_i \epsilon dt \quad \hat{\theta} = \int \hat{\omega} dt \quad (4.18)$$

Dove k_p e k_i sono rispettivamente i guadagni proporzionale ed integrale dell'osservatore PLL.

4.5 Confronto mappe di flusso

Il presente lavoro di tesi ha richiesto l'implementazione del controllo sensorless FOC utilizzato in Duplomatic MS Spa all'interno dell'ambiente Simulink generato dal software SyR-e. Questo è stato utile per verificare il funzionamento di tale controllo a livello di simulazione, validando i risultati tramite il confronto con quelli ottenuti a banco. SyR-e crea automaticamente le mappe di flusso del motore nel file MotorData.h tramite l'interpolazione delle matrici 256x256 mediante il codice MMM_print_MotorDataH.m, il risultato corrisponde a matrici di dimensione

51x51.

In prima istanza, si è dovuto adattare la dimensione delle mappe di flusso generate da syreDrive (51x51) con quelle attualmente in uso in Duplomatic MS Spa, di dimensione 4x32. Per fare ciò, si è modificato il codice scritto in MMM_print_MotorDataH.m] per ottenere le matrici di dimensione corretta.

Si sono verificati i risultati di tale modifica facendo un confronto tra le mappe di flusso reali del motore con quelle generate da SyR-e, quindi con una dimensione di 4x32.

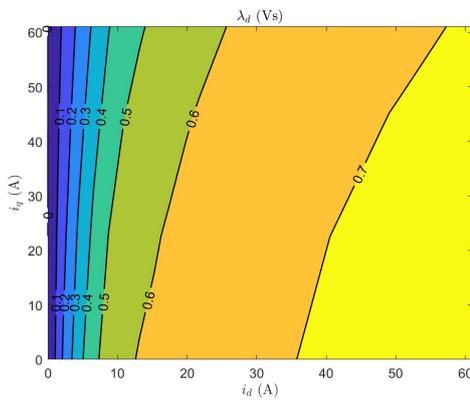


Figura 4.24: Mappa di flusso in asse d (SyR-e)

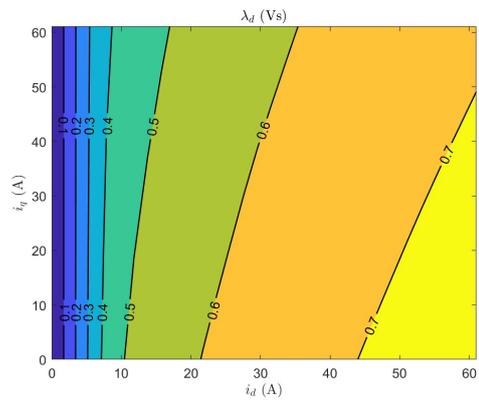


Figura 4.25: Mappa di flusso in asse d (Duplomatic MS Spa)

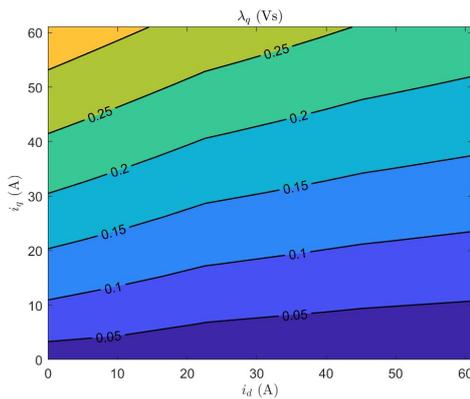


Figura 4.26: Mappa di flusso in asse q (SyR-e)

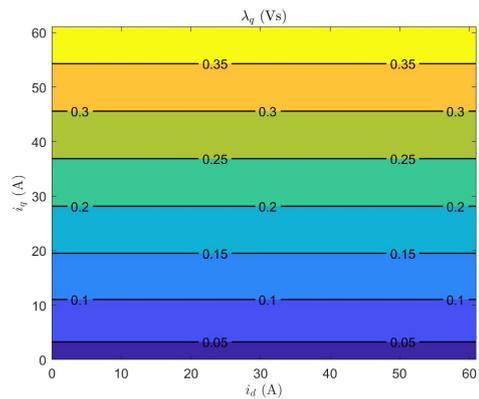


Figura 4.27: Mappa di flusso in asse q (Duplomatic MS Spa)

Per quanto riguarda la mappa di flusso in asse q di Duplomatic MS Spa 4.27, si nota come le curve di livello siano perfettamente orizzontali, questo perché la mappa deriva da una simulazione semplificata che non tiene conto della cross saturation.

Capitolo 5

Sensorless Field Oriented Control di Duplomatic MS Spa

5.1 Introduzione

Da rilievi sperimentali risulta che il controllo con un flusso ed una corrente permette prestazioni migliori dell'azionamento. Ricordando l'equazione di coppia mediante il prodotto incrociato flusso-corrente:

$$T = \frac{3}{2} p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (5.1)$$

La coppia dipende maggiormente dal primo termine poiché $|\lambda_d i_q| > |\lambda_q i_d|$.

La scelta del flusso ricade su λ_d poiché risulta essere l'asse con maggiori non linearità da controllare. Per quanto concerne la corrente, si utilizza i_q poiché la variazione del flusso in asse q rispetto alla corrente dello stesso asse risulta essere quasi costante ($\frac{\partial \lambda_q}{\partial i_q} \approx \text{cost}$), pertanto sarebbe come lavorare con induttanza incrementale in asse q circa costante.

Nella figura 5.1 è rappresentato uno schema del controllo ibrido (λ_d, i_q) .

5.2 Controllo FOC Sensorless Duplomatic MS Spa

Per lo sviluppo del lavoro di tesi è stata richiesta l'implementazione dell'algoritmo di controllo utilizzato attualmente in Duplomatic MS Spa nel blocco S-function presente su Simulink per l'esecuzione delle simulazioni. L'algoritmo di controllo

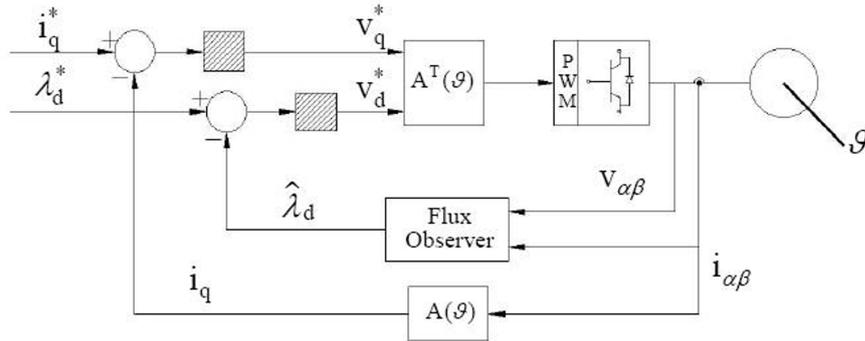


Figura 5.1: Schema a blocchi del controllo ibrido

implementato in Diplomatic MS Spa si basa sulla tecnica FOC sensorless ibrido, con controllo sul flusso in asse d λ_d e corrente di quadratura i_q , come spiegato anche nel paragrafo 5. Lo schema a blocchi del controllo FOC in uso in Diplomatic MS Spa è mostrato nella figura 5.2.

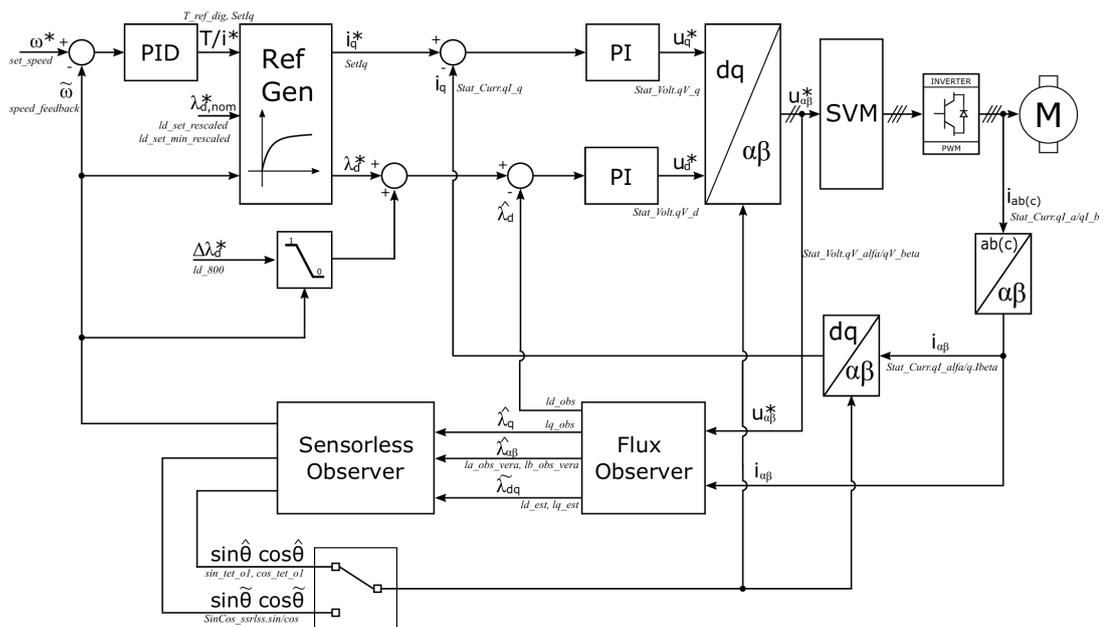


Figura 5.2: Schema di principio del controllo sensorless Diplomatic MS Spa

L'osservatore di flusso risulta il medesimo mostrato in figura 2.11. Le stime da esso ottenute vengono manipolate in funzione del valore di velocità del rotore, dove ad alti giri viene utilizzato il controllo mostrato in figura 5.3 mentre a bassi giri

viene utilizzato il controllo in figura 5.4.

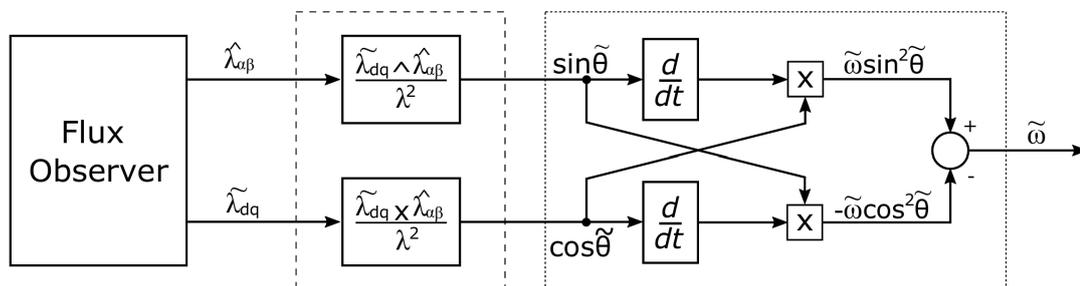


Figura 5.3: Controllo ad alta velocità Diplomatic MS Spa

Il controllo ad alta velocità prevede l'utilizzo del solo modello dell'integrale di tensione dove la velocità angolare viene stimata mediante la combinazione delle funzioni $\sin \tilde{\theta}$ e $\cos \tilde{\theta}$ ottenute rispettivamente dal prodotto vettoriale e dal prodotto scalare dei flussi $\hat{\lambda}_{\alpha\beta}$ e $\hat{\lambda}_{dq}$.

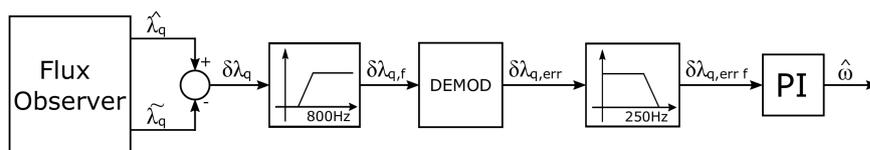


Figura 5.4: Controllo a bassa velocità Diplomatic MS Spa

Il controllo a bassa velocità prevede la demodulazione in flusso in asse q del segnale di errore $\delta\lambda_q$, dove quest'ultimo una volta filtrato viene mandato ad un PLL, modellizzato come un regolatore PI dove avviene la stima della velocità angolare.

5.3 Risultati delle simulazioni

In questo paragrafo vengono rappresentati i risultati di una simulazione Simulink creata da syreDrive, con all'interno l'algoritmo di controllo sensorless in uso in Diplomatic MS Spa. Per ottenere i risultati è stato avviato il motore con una rampa da velocità nulla fino alla velocità nominale, quindi 3000 rpm, successivamente è stata implementata una coppia pari alla coppia nominale del motore sotto test (23.8 Nm) al tempo di simulazione di 3 secondi. La banda del regolatore di velocità in questa simulazione è stata impostata a 5 Hz.

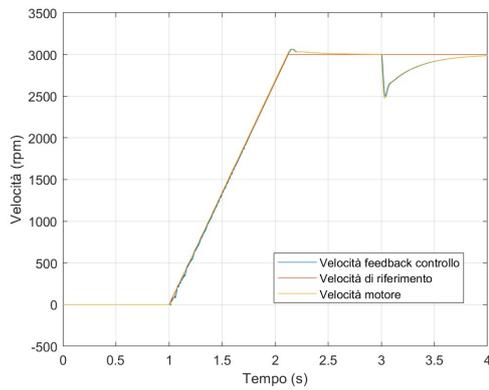


Figura 5.5: Grafico della velocità

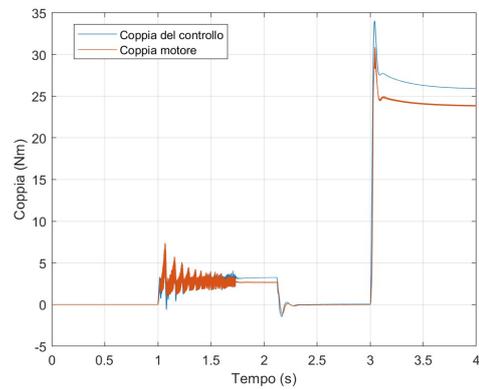


Figura 5.6: Grafico della coppia

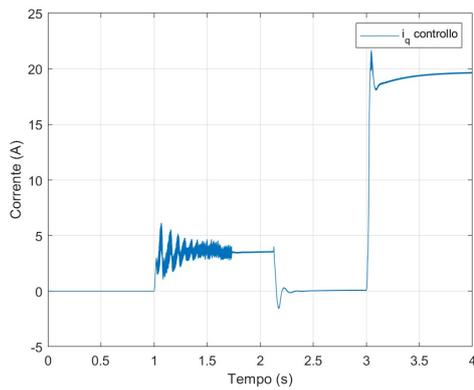


Figura 5.7: Grafico della corrente di quadratura

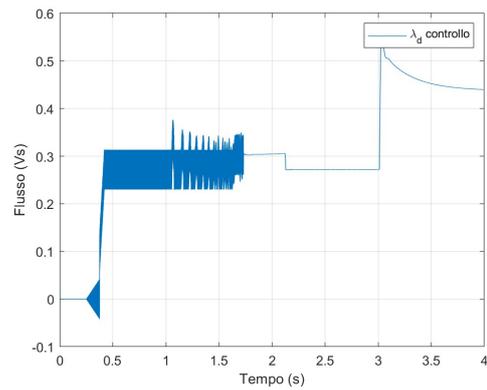


Figura 5.8: Grafico del flusso in asse d

Mentre i primi due grafici, 5.5 e 5.6, mostrano le risposte della velocità e della coppia del motore, i grafici successivi riguardano la corrente i_q ed il flusso λ_d utilizzato nel controllo ibrido sensorless. Si può notare come nel grafico del flusso 5.8, a basse velocità si visualizzi l'iniezione ad alta frequenza ad 800 Hz.

Capitolo 6

Sensorless Direct Flux Vector Control

6.1 Introduzione

La tecnica di controllo "*Direct Flux Vector Control*" (DFVC) controlla l'ampiezza del flusso dello statore e la componente della corrente di coppia tramite due regolatori proporzionali-integrali (PI), utilizzando le coordinate orientate al flusso dello statore ($d_s q_s$), come mostrato in figura 6.1. Inoltre, l'ulteriore caratteristica di utilizzare una frequenza di commutazione costante e una limitazione diretta dell'ampiezza del vettore corrente.

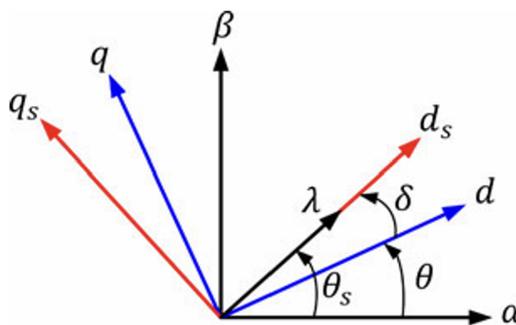


Figura 6.1: Sistema di riferimento DFVC

La zona di deflussaggio è facilmente sfruttata modulando direttamente l'ampiezza del vettore flusso totale di macchina.

6.2 Descrizione del controllo DFVC

Per la descrizione del controllo DFVC, si parte dalle equazioni di tensione e coppia, prendendo in considerazione il sistema di riferimento solidale a rotore dq .

$$\bar{v}_{dq} = R_s \bar{i}_{dq} + \frac{d\bar{\lambda}_{dq}}{dt} + j\omega \bar{\lambda}_{dq} \quad (6.1)$$

$$T = \frac{3}{2} p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (6.2)$$

Trasferendo l'equazione della tensione 6.1 e l'equazione di coppia 6.2 nel riferimento del flusso di statore $d_s q_s$, si ottiene:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \lambda(\omega + \frac{d\delta}{dt}) \end{cases} \quad (6.3)$$

$$T = \frac{3}{2} p \frac{L_d - L_q}{2L_d L_q} \lambda^2 \sin(2\delta) \quad (6.4)$$

con δ definito come l'angolo di carico e λ è l'ampiezza del flusso, infatti $\lambda_d = \lambda \cos \delta$ e $\lambda_q = \lambda \sin \delta$. Dall'equazione 6.3 è possibile notare che l'ampiezza del flusso di statore λ può essere regolata dalla componente di tensione v_{ds} . Invece l'angolo di carico e la coppia possono essere regolati dalla componente di tensione v_{qs} .

L'equazione di coppia nel controllo DFVC è anche scrivibile come:

$$T = \frac{3}{2} p \lambda i_{qs} \quad (6.5)$$

È mostrato lo schema di principio completo del controllo DFVC sensorless:

e comprometterebbe le stime del flusso e della posizione. Pertanto, è necessario garantire un livello minimo di eccitazione del flusso per consentire il monitoraggio della forza elettro-motrice anche intorno alla coppia zero. In questo esempio (figura 6.2), il livello minimo di eccitazione è fissato a 0,7 [Vs]. Come evidenziato in rosso nella 6.4: il riferimento del flusso segue la MTPA ed è impostato a 0,7 [Vs] come limite inferiore. Questo livello minimo di flusso è anche necessario per garantire un livello minimo di salienza del motore nelle condizioni di coppia zero, affinché il metodo di iniezione ad alta frequenza possa funzionare correttamente. Il limite inferiore del flusso assicura il tracciamento della posizione del rotore su tutto il range operativo di velocità. [17]

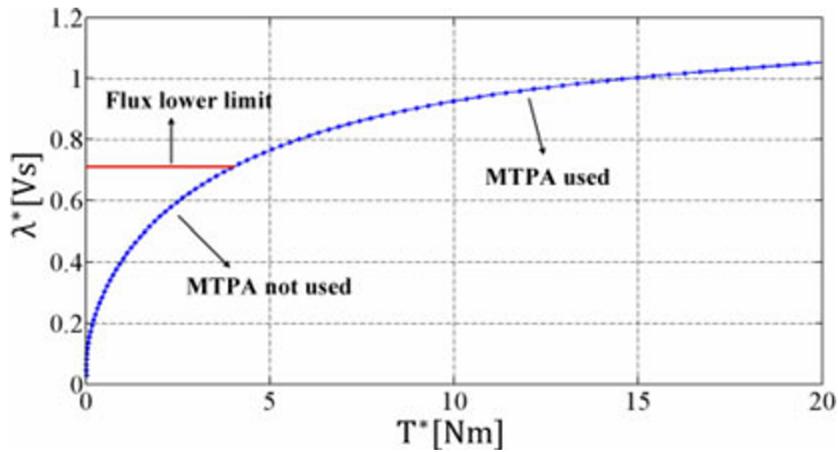


Figura 6.4: Limite di flusso minimo

Il limite di tensione dell'inverter viene rispettato riducendo il riferimento del flusso come segue, dove v_{dc} è la tensione misurata dal DC-link e $V_{max} = v_{dc}/\sqrt{3}$:

$$\lambda^* \leq \frac{V_{max} - R_s i_{qs} \text{sign}(\hat{\omega})}{|\hat{\omega}|} \quad (6.6)$$

L'ampiezza della corrente è limitata al valore massimo consentito dal convertitore I_{max} limitando il riferimento di corrente sull'asse q_s .

$$i_{qs}^* \leq \sqrt{(I_{max}^2 - i_{ds}^2)} \quad (6.7)$$

6.3 Schema del controllo sensorless

Anche nel controllo DFVC si preferisce usare l'unione dei due metodi visti nel capitolo 3, ovvero i metodi dell'iniezione del segnale ad alta frequenza per la zona a bassa velocità e la tecnica di controllo in *Active Flux* per la zona ad alta velocità, per la stima della posizione del rotore.

L'ideale sarebbe rimuovere progressivamente l'iniezione ad alta frequenza non appena possibile per eliminare il rumore da essa causata, oltre che per limitare le perdite nel rame e sfruttare tutta la tensione disponibile al convertitore.

6.3.1 Iniezione del segnale ad alta frequenza

Il principio di questo metodo si basa sull'iniezione di un segnale di tensione sinusoidale, con ampiezza u_c e frequenza ω_c , nella direzione dell'asse stimato \hat{d} , come mostrato nella figura 6.5. La corrente ad alta frequenza che si genera lungo l'asse in quadratura viene appositamente demodulata per la stima della posizione del rotore.

A differenza del capitolo 3, in questa trattazione verrà considerato anche l'effetto dovuto alla cross saturation.

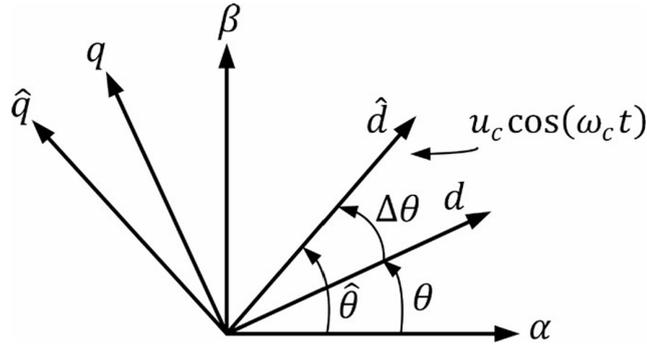


Figura 6.5: Sistema di riferimento reale e stimato

Convenzionalmente si utilizza una demodulazione in corrente del segnale ad alta frequenza, questo però porta ad un errore di stima della posizione di rotore poiché all'interno del segnale ad alta frequenza $i_{\hat{q}HF}$ è presente l'effetto della cross saturation.

Come spiegato in [17], la risposta in corrente ad alta frequenza data dall'iniezione di tensione nell'asse \hat{d} è ricavata nella seguente equazione:

$$\begin{cases} I_{\hat{d}HF} = B [L_{cm} - L_{dm} \cos(2\Delta\theta) - L_{dq} \sin(2\Delta\theta)] \\ I_{\hat{q}HF} = B [L_{dm} \sin(2\Delta\theta) - L_{dq} \cos(2\Delta\theta)] \end{cases} \quad (6.8)$$

Dove:

$$\begin{cases} B = \frac{u_c \sin(\omega_c t)}{\omega_c(L_{dd}L_{qq} - L_{dq}^2)} \\ L_{cm} = \frac{L_{dd} + L_{qq}}{2}; \quad L_{dm} = \frac{L_{dd} - L_{qq}}{2} \end{cases} \quad (6.9)$$

I termini L_{dd} e L_{qq} corrispondono alle induttanze incrementali rispettivamente in asse d e in asse q , mentre il termine L_{dq} corrisponde alla mutua induttanza, in cui è presente l'effetto della cross saturation.

Utilizzando le mappe di flusso del modello in corrente dell'osservatore per le componenti delle correnti in alta frequenza ricavate in 6.8, si ottiene:

$$\begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{dHF,i} \\ \hat{\lambda}_{qHF,i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{dq} & L_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dHF} \\ I_{qHF} \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

Dove appunto il pedice i , sta ad indicare la componente di flusso ottenuta dal modello di corrente.

Sostituendo le equazioni in 6.8 con 6.10, si ricava:

$$\begin{cases} \hat{\lambda}_{dHF,i} = B [L_{dd}L_{cm} - (L_{dd}L_{dm}) \cos(2\Delta\theta) - L_{dq}L_{cm} \sin(2\Delta\theta)] \\ \hat{\lambda}_{qHF,i} = B [L_{dq}L_{cm}[1 - \cos(2\Delta\theta)] + [L_{qq}L_{dm} - L_{dq}^2] \sin(2\Delta\theta)] \end{cases} \quad (6.11)$$

Per piccoli valori dell'errore di posizione $\Delta\theta$, il termine $[1 - \cos(2\Delta\theta)]$ in $\hat{\lambda}_{qHF,i}$ è trascurabile, pertanto la componente del flusso ad alta frequenza $\hat{\lambda}_{qHF,i}$ si approssima come:

$$\hat{\lambda}_{qHF,i} \simeq B [L_{qq}L_{dm} - L_{dq}^2] \sin(2\Delta\theta) \quad (6.12)$$

Si preferisce valutare la risposta ad alta frequenza del motore nella direzione \hat{q} a valle della mappa del flusso nell'osservatore, anziché a monte (figura 6.6). Di conseguenza, la risposta in corrente viene moltiplicata per le mappe di flusso del motore e la componente \hat{q} del segnale ottenuto viene demodulata e utilizzata per la stima della posizione. Questo approccio tende a limitare l'errore dovuto all'effetto della cross saturation.

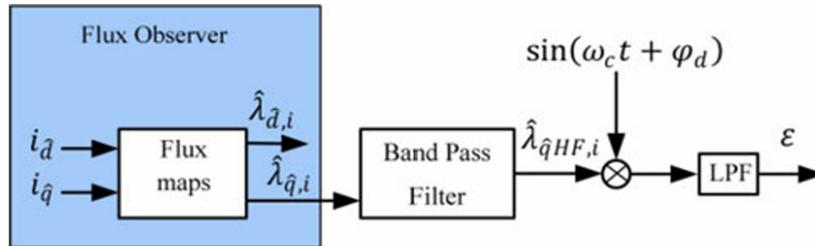


Figura 6.6: Demodulazione del segnale ad alta frequenza

Dalla figura 6.6 si osserva che il segnale $\hat{\lambda}_{\hat{q}_{HF,i}}$ viene ottenuto dal segnale $\hat{\lambda}_{\hat{q},i}$ passando per un filtro passa-banda. Successivamente il segnale $\hat{\lambda}_{\hat{q}_{HF,i}}$ viene demodulato e filtrato per ottenere il segnale di errore ϵ in 6.13. Il segnale ϕ_d è utilizzato per compensare al ritardo di discretizzazione derivante dall'implementazione digitale.

$$\epsilon = LPF[\hat{\lambda}_{\hat{q}_{HF,i}} \sin(\omega_c t)] \quad (6.13)$$

Andando a sostituire l'equazione 6.12 in 6.13, è possibile scrivere l'errore ϵ come:

$$\epsilon = \frac{u_c}{2\omega_c} \frac{L_{qq}L_{dm} - L_{dq}^2}{L_{dd}L_{qq} - L_{dq}^2} \sin(2\Delta\theta) \simeq k_\epsilon \Delta\theta \quad (6.14)$$

Dove il termine k_ϵ corrisponde a:

$$k_\epsilon = \frac{u_c}{\omega_c} \frac{L_{qq}L_{dm} - L_{dq}^2}{L_{dd}L_{qq} - L_{dq}^2} \quad (6.15)$$

Il segnale di errore demodulato ϵ è l'ingresso di un regolatore PI che forza l'errore di posizione a zero in un controllo ad anello chiuso.

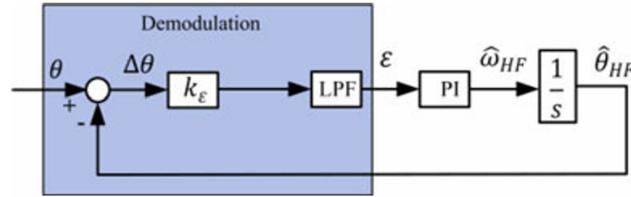


Figura 6.7: Controllo in anello chiuso della stima di posizione

In figura 6.7, viene mostrato il controllo in anello chiuso che si utilizza per la stima della posizione del rotore, dove il segnale $\hat{\omega}_{HF}$ sta ad indicare la velocità osservata ottenuta dall'iniezione ad alta frequenza.

La banda dell'anello di controllo $\omega_{bw, HF}$ mostrato in 6.7 deve essere tre volte minore della frequenza di taglio del filtro passa-basso:

$$\omega_{bw, HF} = k_{p, HF} k_\epsilon \leq \frac{1}{2} \omega_{bw, LPF} \quad (6.16)$$

Dove il termine $k_{p, HF}$ corrisponde al guadagno proporzionale del regolatore PI.

6.3.2 Assenza dell'errore di cross saturation

Come anticipato in precedenza, l'errore di cross saturation può essere limitato se viene utilizzato il flusso in asse q per la stima della posizione nel controllo ad anello chiuso.

Dall'equazione 6.12 si nota come il flusso $\hat{\lambda}_{\hat{q}_{HF,i}}$ sia proporzionale all'errore di posizione $\Delta\theta$, pertanto l'anello di controllo farà convergere l'errore di posizione a zero ($\Delta\theta = 0$) nel momento in cui $\hat{\lambda}_{\hat{q}_{HF,i}}$ sia forzata a zero.

Al contrario, per la demodulazione in corrente del segnale $I_{\hat{q}_{HF}}$, l'anello di controllo convergerebbe ad un errore di posizione stazionario $\Delta\theta_{dq}$, il quale può essere espresso come:

$$\Delta\theta_{dq} = \frac{1}{2} \arctan\left(\frac{2L_{dq}}{L_{dd} - L_{qq}}\right) \quad (6.17)$$

Di seguito viene riportato un esempio mostrato in [17], dove viene applicato un riferimento di coppia a rampa con la velocità del motore imposta a zero da un carico. Le grandezze mostrate nelle figure superiori sono: in blu la coppia osservata \hat{T} , in verde la corrente di quadratura i_{qs} e in rosso il flusso osservato $\hat{\lambda}$.

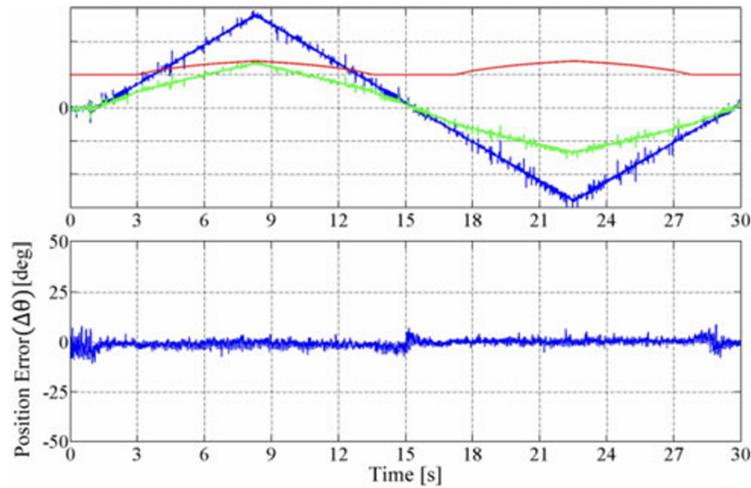


Figura 6.8: Controllo di coppia a rotore fermo con demodulazione in flusso

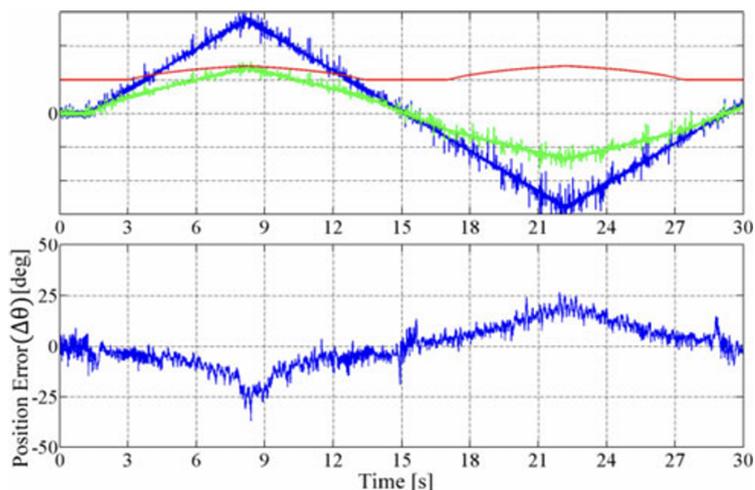


Figura 6.9: Controllo di coppia a rotore fermo con demodulazione in corrente

Come si può vedere dalle immagini la demodulazione in flusso presenta un errore di posizione molto ridotto rispetto alla demodulazione in corrente, questo perché è stato compensato l'effetto della cross saturation.

6.3.3 Osservatore Sensorless Active Flux

Come per il controllo FOC, anche nel controllo DFVC viene utilizzata la tecnica chiamata "*Active Flux*" (AF) per la stima della posizione ad alta velocità. Questa tecnica viene applicata per trasformare macchine AC a poli salienti in macchine fittizie a poli non salienti. Le componenti del flusso attivo (AF) in coordinate di rotore dq sono mostrate nell'equazione 6.18:

$$\begin{cases} \lambda_{d,AF} = \lambda_d - L_q i_d = \bar{\lambda}_{AF} \\ \lambda_{q,AF} = \lambda_q - L_q i_q = 0 \end{cases} \quad (6.18)$$

Come si può osservare, il vettore di flusso attivo giace sull'asse d del rotore, poiché la sua componente sull'asse q è nulla. Di conseguenza, la posizione del vettore di flusso attivo corrisponde alla posizione del rotore.

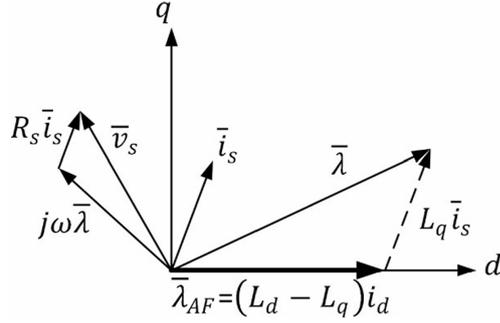


Figura 6.10: Diagramma del flusso attivo nel riferimento di rotore

La figura 6.10 [16] mostra il diagramma vettoriale del flusso attivo nelle coordinate di rotore dq , dove $\bar{\lambda}$ corrisponde al flusso di statore e i_s alla corrente di statore.

L'osservatore di flusso mostrato nella figura 6.3, è basato sul modello dell'integrale di tensione combinato con un segnale di compensazione derivante dall'errore tra il flusso osservato $\hat{\lambda}_{\alpha\beta}$ ed una seconda stima di flusso $\hat{\lambda}_{\alpha\beta,i}$ ottenuta dalle tabelle di flusso in assi dq del modello di corrente.

La funzione di trasferimento dell'osservatore 6.3 è la seguente:

$$\hat{\lambda}_{\alpha\beta} = \frac{s}{s+g} \left(\frac{\bar{v}_{\alpha\beta}^* - R\bar{i}_{\alpha\beta}}{s} \right) + \frac{g}{s+g} \hat{\lambda}_{\alpha\beta,i} \quad (6.19)$$

Dove il guadagno scalare di retroazione dell'osservatore g [rad/s] rappresenta la frequenza angolare di transizione tra il modello di tensione e il modello di corrente. Il modello di corrente domina a basse frequenze con $\omega < g$, mentre il modello di tensione prevale alle frequenze più alte essendo $\omega > g$.

La direzione del flusso di statore è ottenuta mediante:

$$\begin{cases} \sin(\hat{\theta}_s) = \frac{\hat{\lambda}_\beta}{\sqrt{\hat{\lambda}_\alpha^2 + \hat{\lambda}_\beta^2}} \\ \cos(\hat{\theta}_s) = \frac{\hat{\lambda}_\alpha}{\sqrt{\hat{\lambda}_\alpha^2 + \hat{\lambda}_\beta^2}} \end{cases} \quad (6.20)$$

Il flusso attivo viene valutato utilizzando la tabella L_q (figura 6.3), ottenuta dalle tabelle di flusso del motore.

Le coordinate della posizione del flusso attivo vengono calcolate come:

$$\begin{cases} \sin(\hat{\theta}_{AF}) = \frac{\hat{\lambda}_{\beta,AF}}{|\hat{\lambda}_{AF}|} = \frac{\hat{\lambda}_{\beta,AF}}{\sqrt{\hat{\lambda}_{\alpha,AF}^2 + \hat{\lambda}_{\beta,AF}^2}} \\ \cos(\hat{\theta}_{AF}) = \frac{\hat{\lambda}_{\alpha,AF}}{|\hat{\lambda}_{AF}|} = \frac{\hat{\lambda}_{\alpha,AF}}{\sqrt{\hat{\lambda}_{\alpha,AF}^2 + \hat{\lambda}_{\beta,AF}^2}} \end{cases} \quad (6.21)$$

La stima della velocità di rotore, nel metodo basato sul flusso attivo, viene fatta in forma discreta a partire dalle componenti $\sin(\hat{\theta}_{AF})$ e $\cos(\hat{\theta}_{AF})$ ricavate in 6.21:

$$\hat{\omega}_{AF,k} = (\sin \hat{\theta}_{AF,k} \cos \hat{\theta}_{AF,k-1} - \cos \hat{\theta}_{AF,k} \sin \hat{\theta}_{AF,k-1}) f_s \quad (6.22)$$

Dove f_s è la frequenza di campionamento in Hertz e i pedici k e $k - 1$ indicano rispettivamente il tempo corrente t_k e $t_k - T_s$.

6.4 Risultati delle simulazioni

In questo paragrafo vengono rappresentati i risultati di una simulazione Simulink creata da syreDrive utilizzando il controllo DFVC. Come per le simulazioni del controllo FOC mostrate nel paragrafo 5.3, anche per il controllo DFVC è stato avviato il motore con una rampa da velocità nulla fino alla velocità nominale, successivamente è stata implementata una coppia di carico pari alla coppia nominale del motore sotto test (23.8 Nm) al tempo di simulazione di 3 secondi. Anche in questo caso la banda del regolatore di velocità è stata impostata a 5 Hz.

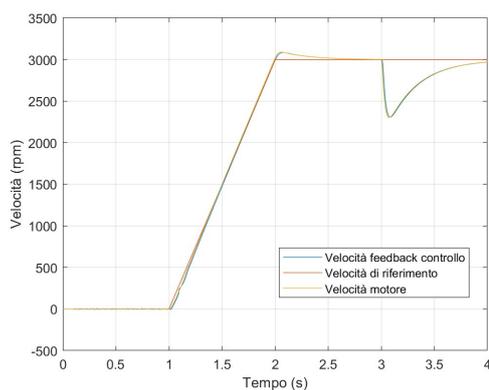


Figura 6.11: Grafico della velocità

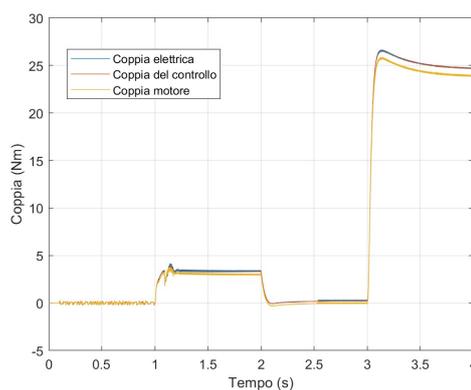


Figura 6.12: Grafico della coppia

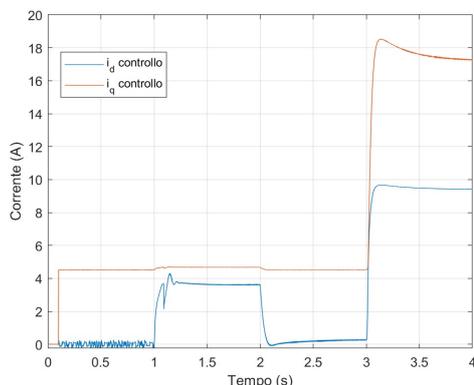


Figura 6.13: Grafico della corrente di quadratura

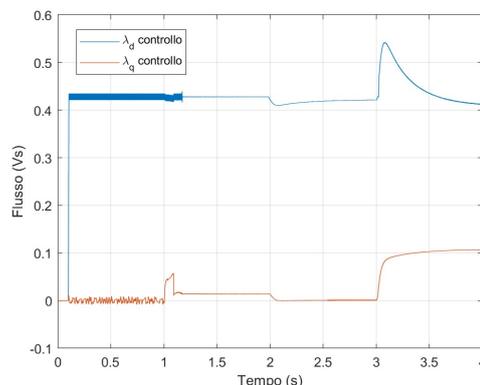


Figura 6.14: Grafico del flusso in asse d

6.5 Confronto FOC-DFVC

Per il confronto tra le due tecniche di controllo sono state fatte due prove per valutare la risposta dinamica in velocità del motore alle variazioni. La prima prova prevede l'aumento della banda del regolatore di velocità, mentre la seconda prevede l'incremento delle matrici delle mappe di flusso mediante un fattore moltiplicativo costante. In entrambe le prove è stato preso in considerazione la risposta ad un gradino di carico pari alla coppia nominale del motore, alla velocità nominale di 3000 rpm.

6.5.1 Prova dell'aumento di banda

In questa prova sono stati valutati quattro casi diversi di banda dell'anello di velocità partendo da 5 Hz ed arrivando ai 25 Hz. Nel controllo DFVC è stato impostata la frequenza di taglio del filtro passa-basso in uscita dal PLL a 20 Hz, che inizialmente era 25 Hz, per avere la stessa frequenza del filtro presente nel controllo FOC.

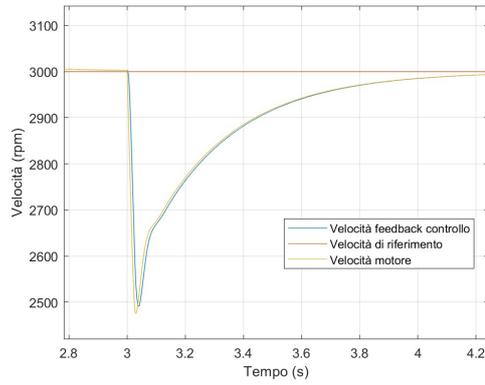


Figura 6.15: Risposta del controllo FOC con banda 5 Hz

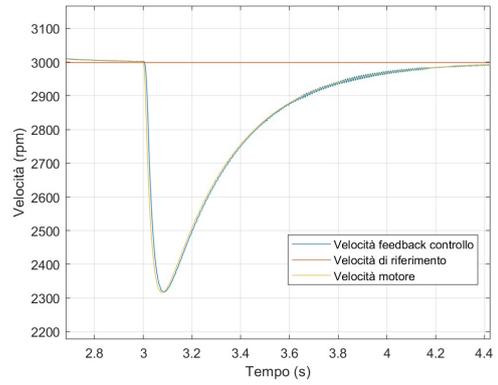


Figura 6.16: Risposta del controllo DFVC con banda 5 Hz

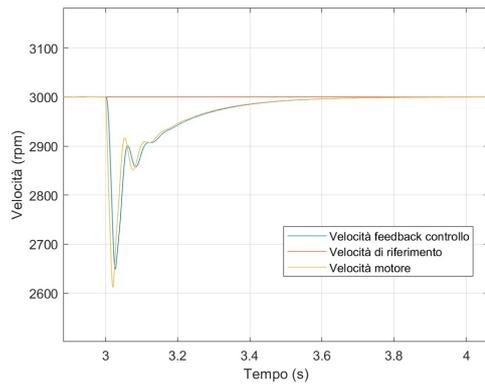


Figura 6.17: Risposta del controllo FOC con banda 10 Hz

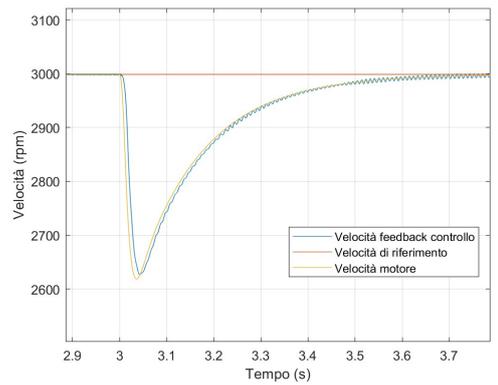


Figura 6.18: Risposta del controllo DFVC con banda 10 Hz

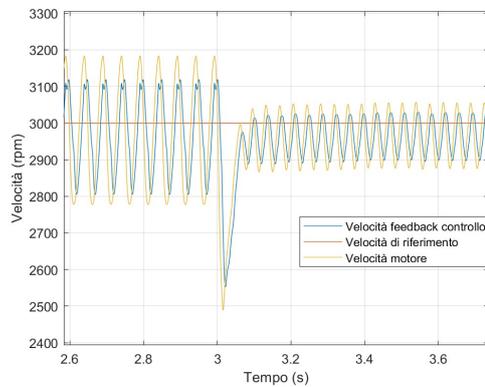


Figura 6.21: Risposta del controllo FOC con banda 25 Hz

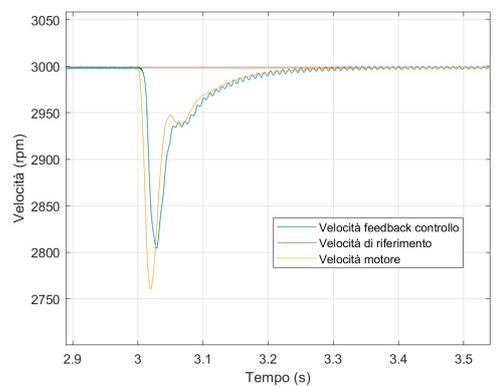


Figura 6.22: Risposta del controllo DFVC con banda 25 Hz

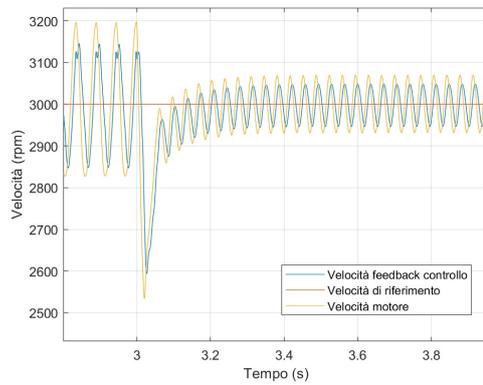


Figura 6.19: Risposta del controllo FOC con banda 20 Hz

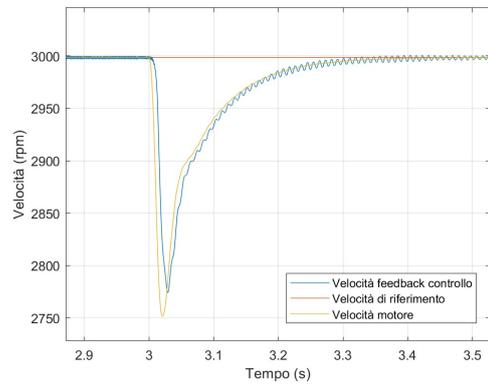


Figura 6.20: Risposta del controllo DFVC con banda 20 Hz

I risultati dei grafici sopra riportati mostrano una maggiore stabilità del controllo DFVC, rispetto al FOC. Infatti soprattutto nelle ultime due prove a 20 e 25 Hz si nota come il controllo FOC oscilli parecchio sia a carico, che a vuoto, quindi prima della coppia di carico.

6.5.2 Prova dell'incremento delle mappe di flusso

Per svolgere la seguente prova è stata mantenuta la banda del regolatore di velocità costante a 5 Hz, mentre sono state incrementate le matrici delle mappe di flusso del: 5%, 50%, 75% e 100%; per valutare l'affidabilità dei due controlli a questa variazione. Infatti è molto comune che nella pratica si ottengano valori delle mappe di flusso non precisi, ma si discostino dal valore reale di qualche punto percentuale, per questo motivo la tecnica di controllo utilizzata deve poter gestire anche questa situazione.

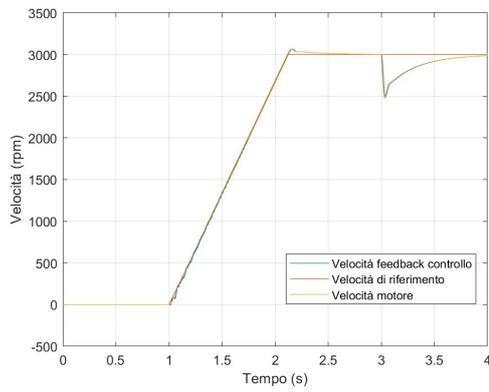


Figura 6.23: Risposta del controllo FOC con incremento del 5%

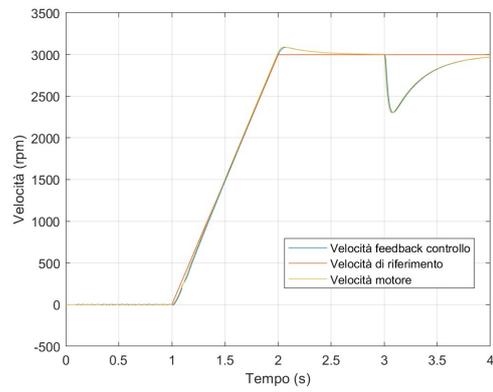


Figura 6.24: Risposta del controllo DFVC con incremento del 5%

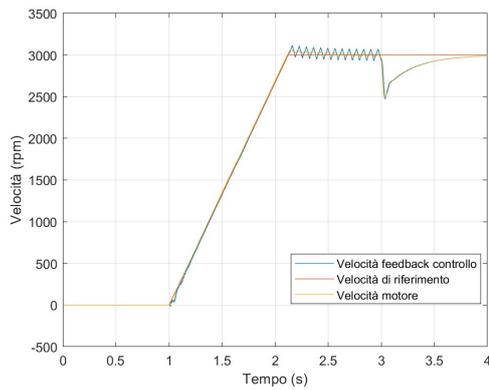


Figura 6.25: Risposta del controllo FOC con incremento del 50%

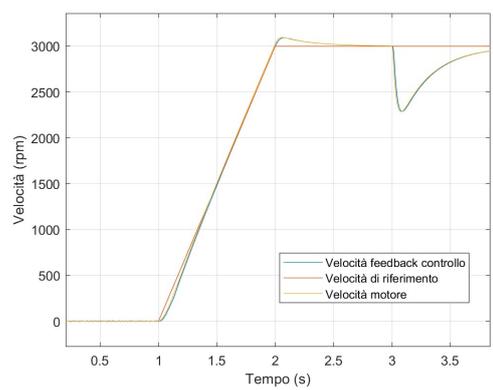


Figura 6.26: Risposta del controllo DFVC con incremento del 50%

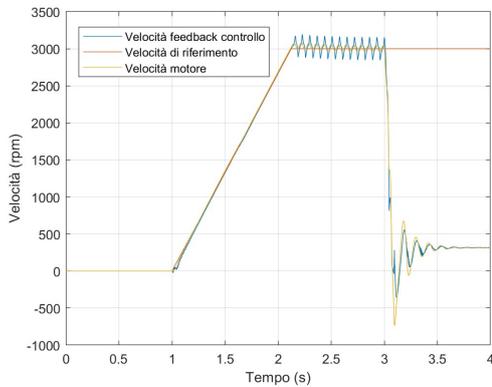


Figura 6.29: Risposta del controllo FOC con incremento del 100%

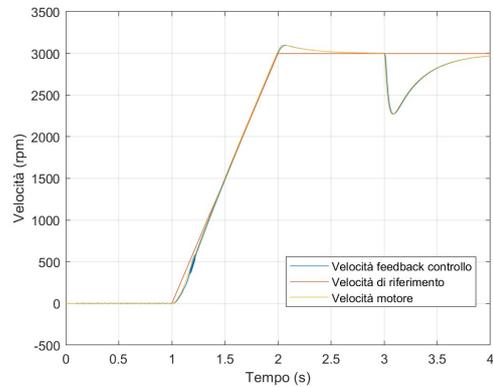


Figura 6.30: Risposta del controllo DFVC con incremento del 100%

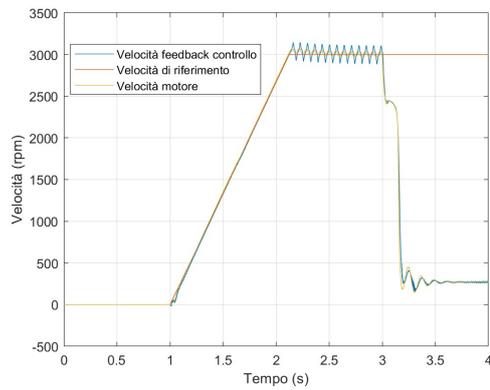


Figura 6.27: Risposta del controllo FOC con incremento del 75%

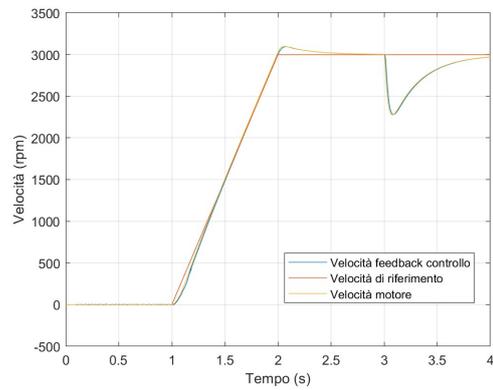


Figura 6.28: Risposta del controllo DFVC con incremento del 75%

Come si può vedere dalle immagini, anche in questo caso il DFVC mostra una buona stabilità alle variazioni delle mappe di flusso, mentre il controllo FOC inizia ad oscillare e perdere il controllo in risposta alla coppia di carico (figure 6.27 e 6.29).

Le prove appena presentate hanno dimostrato quanto il controllo DFVC sia efficiente, rispetto al controllo FOC. Questo ha portato ad una successiva sperimentazione a banco del controllo per verificare il suo comportamento nel caso reale.

Capitolo 7

Prove sperimentali

7.1 Introduzione

Le prove sperimentali sono state svolte nella sede di Duplomatic MS Spa, mediante l'accoppiamento del motore elettrico a riluttanza da valutare, riportato in tabella 4.1, e il motore brushless facente la funzione di freno meccanico. I dati di targa del freno sono riportati nella seguente tabella:

Grandezza	Simbolo	Valore	u.d.m.
Potenza nominale	P_n	12.8	kW
Coppia nominale	T_n	40.8	Nm
Velocità nominale	n_n	3000	rpm
Tensione nominale	V_n	334	V
Corrente nominale	I_n	29.1	A
Numero di poli	$2p$	8	

Tabella 7.1: Dati di targa freno Brushless

Nelle figure 7.1 e 7.2 è mostrata la disposizione del motore e freno accoppiati sul banco prova predisposto.



Figura 7.1: Banco prova (vista dall'alto)

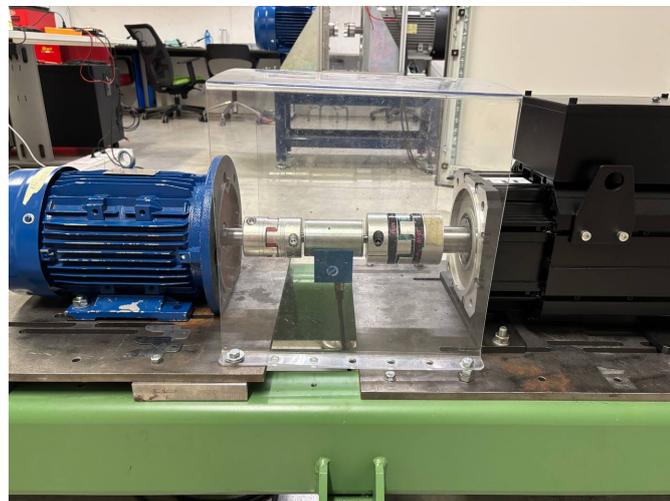


Figura 7.2: Banco prova (vista frontale)

Il freno è un motore brushless controllato in velocità con il target impostato a 0 rpm. Esso è comandato da un interruttore meccanico che attiva o disattiva il

controllo in velocità. Il motore sotto test ed il freno, sono accoppiati mediante un giunto meccanico.

L'inverter utilizzato per il controllo ha una frequenza di commutazione pari a 8 kHz.

Per le prove sperimentali è stato utilizzato il software impiegato attualmente in Duplomatic MS Spa per il controllo motore di nome Smart Manager (figura 7.3), con all'interno il codice di controllo FOC sensorless. Inoltre è stato aggiunto il controllo DFVC implementato in syreDrive per il confronto. Smart Manager si occupa del controllo in velocità del motore a riluttanza collegato all'inverter, infatti al suo interno è possibile selezionare la percentuale del valore della velocità di riferimento che il motore deve raggiungere in relazione alla velocità massima impostata, che inizialmente è la velocità nominale del motore (3000 rpm). Il controllo in velocità si attiva mediante il pulsante "Speed Enable", mentre la commutazione dell'inverter mediante il pulsante "Drive". È possibile visualizzare i parametri più importanti in lettura sul monitor, quali:

- Corrente [A];
- Velocità motore [rpm];
- Frequenza [Hz];
- Tensione di fase motore [V];
- Tensione DC-link [V];
- Temperatura IGBT [°C];

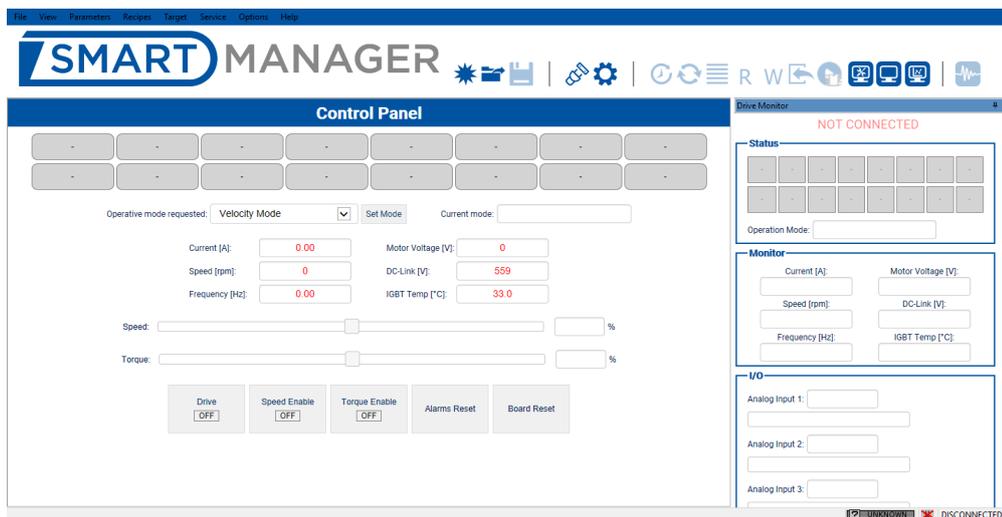


Figura 7.3: Smart Manager

Per la visualizzazione dei risultati delle prove è stato utilizzato l'oscilloscopio software "*SoftScope*", installato all'interno di Smart Manager, il quale dopo l'attivazione del "*trigger*" preimpostato, fornisce la risposta dinamica del motore nell'intervallo di tempo scelto in precedenza.

Di seguito sono riportati i nomi dei parametri visualizzati sull'oscilloscopio con la propria definizione:

- "*RPMSPEEDFBK*": velocità di feedback calcolata a valle dell'osservatore e del PLL;
- "*RPMSPEEDREF*": velocità target imposta dal controllo;
- "*SYSTREF*": coppia richiesta dal controllo, in uscita dal regolatore di velocità dell'anello di velocità;
- "*SYS_T_ELT*": coppia calcolata mediante il prodotto incrociato flusso corrente.

7.2 Risultati delle prove sperimentali

Nei seguenti paragrafi verranno mostrati i risultati sperimentali delle prove effettuate mettendo a confronto il controllo FOC implementato in Duplomatic MS Spa e il controllo DFVC implementato in syreDrive, valutando il loro comportamento in base alla risposta del sistema.

7.2.1 Gradino di carico a coppia nominale

Controllo DFVC sensorless con 10 Hz di banda

Come prima prova si è testato il controllo DFVC con una banda dell'anello di velocità di 10 Hz, in risposta ad un gradino di carico alla coppia nominale del motore (23.8 Nm), la velocità target è quella nominale del motore (3000 rpm). L'iniezione ad alta frequenza a bassa velocità è fatta in tensione ad onda quadra.

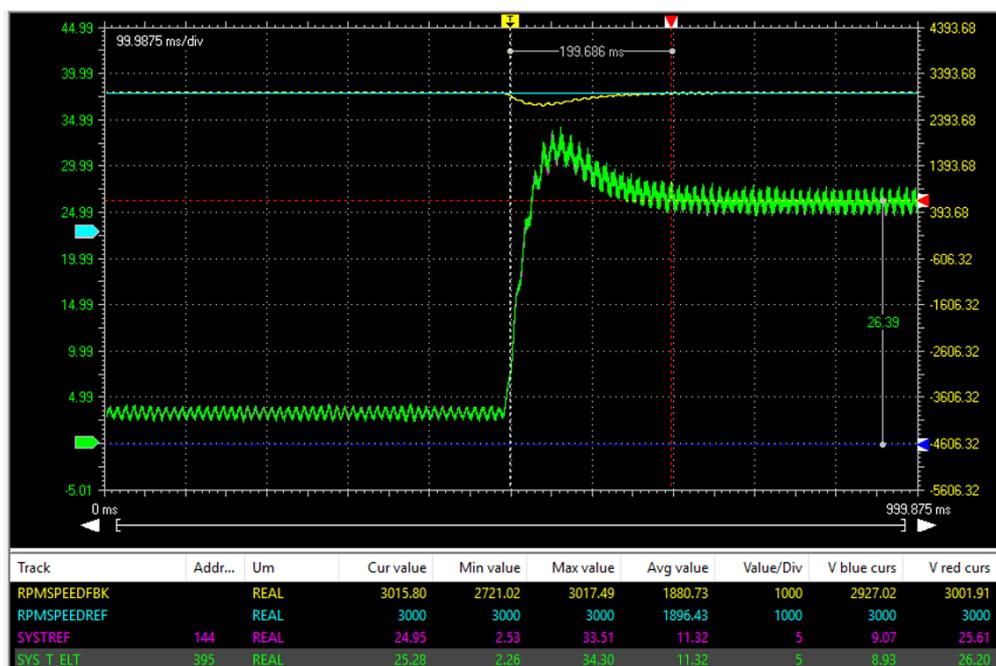


Figura 7.4: Risposta del controllo DFVC al gradino di carico alla coppia nominale con banda 10 Hz

Come si può vedere dalla figura 7.4, il controllo risponde in un tempo di circa 200 ms con una coppia media di circa 26 Nm, che equivale alla somma del carico più le perdite di attrito e ventilazione, pari alla coppia necessaria per far ruotare il motore alla velocità di 3000 rpm. Le due coppie "SYSTREF" e "SYS_T_ELT" sono praticamente sovrapposte nel caso DFVC.

Controllo FOC sensorless con 10 Hz di banda

Questa prova è stata fatta con il controllo FOC utilizzato in Duplomatic MS Spa.

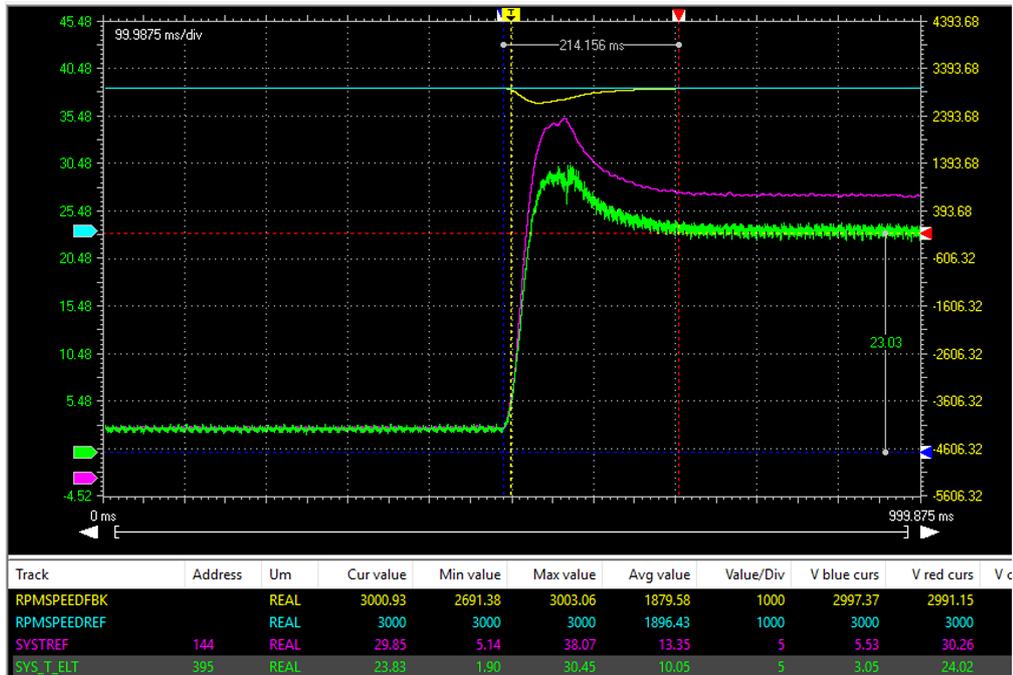


Figura 7.5: Risposta del controllo FOC al gradino di carico alla coppia nominale con banda 10 Hz

Le due coppie in questo caso non sono sovrapposte ma presentano una differenza di valore a regime derivante dal controllo. Il tempo di assestamento leggermente più alto del DFVC.

Controllo DFVC sensorless con 20 Hz di banda

In questa prova è stata aumentata la banda dell'anello di velocità a 20 Hz del controllo DFVC.

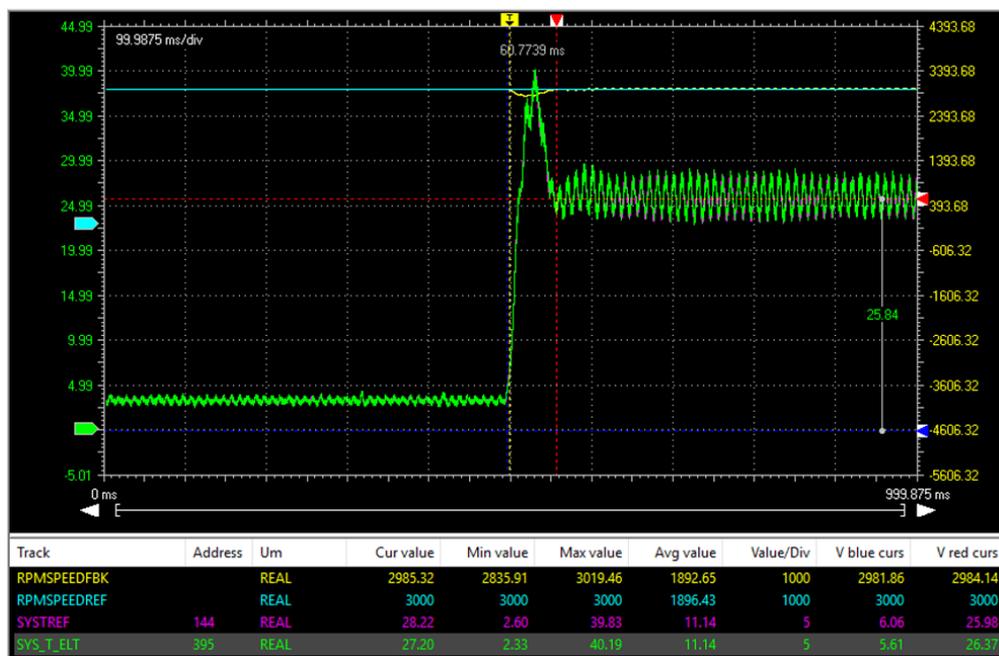


Figura 7.6: Risposta del controllo DFVC al gradino di carico alla coppia nominale con banda 20 Hz

Risulta infatti una risposta più veloce del sistema in circa 60 ms. È aumentato il ripple di coppia a regime ma il valor medio è rimasto pressoché lo stesso del caso a 10 Hz (figura 7.4). Si può notare anche un overshoot più marcato della prova fatta a 10 Hz come risultato dell'aumento del guadagno proporzionale del regolatore PI di velocità.

Nel controllo DFVC sensorless è presente un filtro per la velocità stimata in uscita dal PLL impostato a 20 Hz.

Controllo FOC sensorless con 20 Hz di banda e guadagno PLL raddoppiato

In questa prova si è utilizzato il controllo FOC, raddoppiando il guadagno dell'osservatore PLL, per uguagliarlo al guadagno del PLL utilizzato nel controllo DFVC.

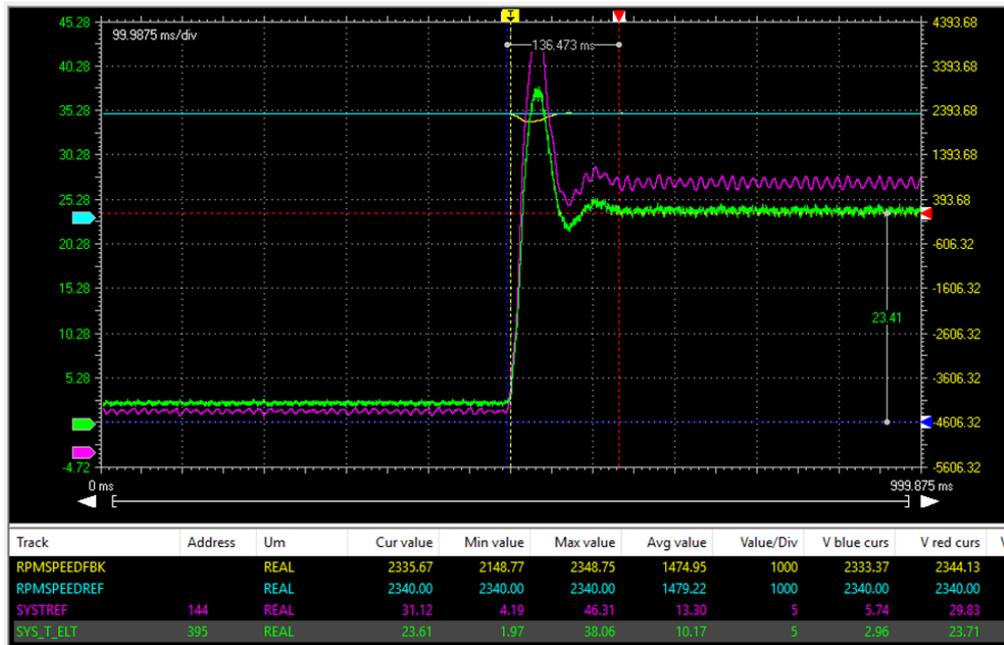


Figura 7.7: Risposta del controllo FOC al gradino di carico alla coppia nominale con banda 20 Hz e guadagno PLL raddoppiato

Come si vede dalla figura 7.7, il comportamento nel punto nominale migliora, il tempo di assestamento si abbassa, ma comunque non quanto il controllo DFVC col medesimo guadagno (figura 7.6).

Controllo FOC sensorless con 20 Hz di banda e guadagno PLL standard

In questa prova si è lasciato il guadagno dell'osservatore PLL del controllo FOC secondo il valore standard utilizzato in Duplomatic MS Spa.

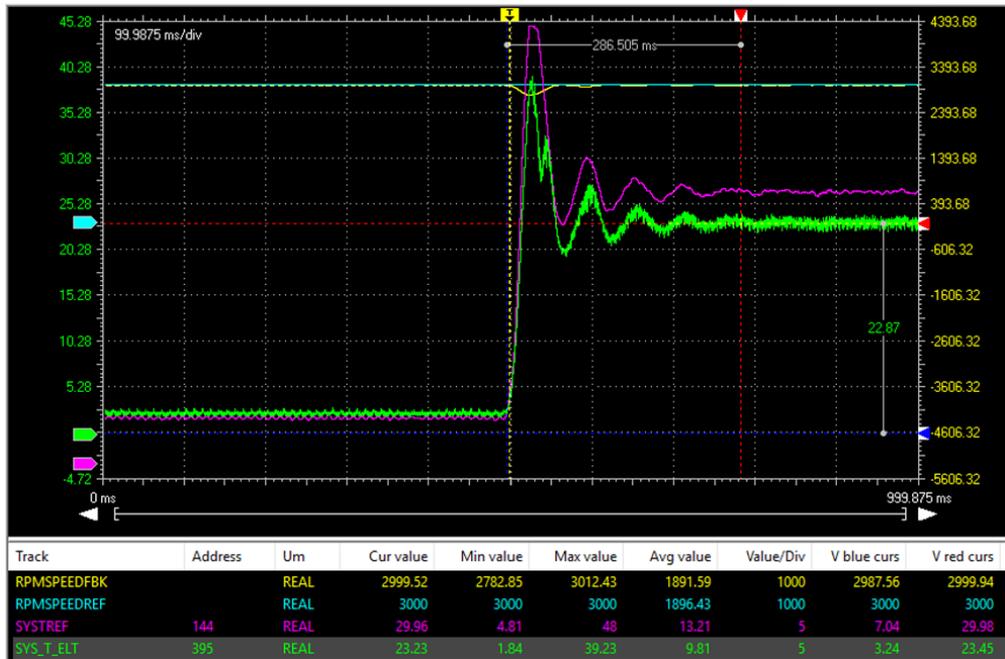


Figura 7.8: Risposta del controllo FOC al gradino di carico alla coppia nominale con banda 20 Hz e guadagno PLL standard

Il tempo di assestamento della risposta è aumentato rispetto al caso precedente (figura 7.7) con guadagno doppio. Questo rende il controllo FOC meno stabile con il guadagno standard dell'osservatore PLL.

Anche nel controllo FOC sensorless è presente un filtro per la velocità stimata in uscita dal PLL impostato a 20 Hz.

7.2.2 Prove di scarico a gradino

Nelle seguenti prove si è mantenuto il motore alla velocità costante di 3000 rpm a carico, successivamente si è applicato un gradino di scarico dalla coppia nominale del motore fino a zero per valutare la stabilità del sistema nei due casi.

Controllo FOC sensorless con 20 Hz di banda e guadagno PLL standard

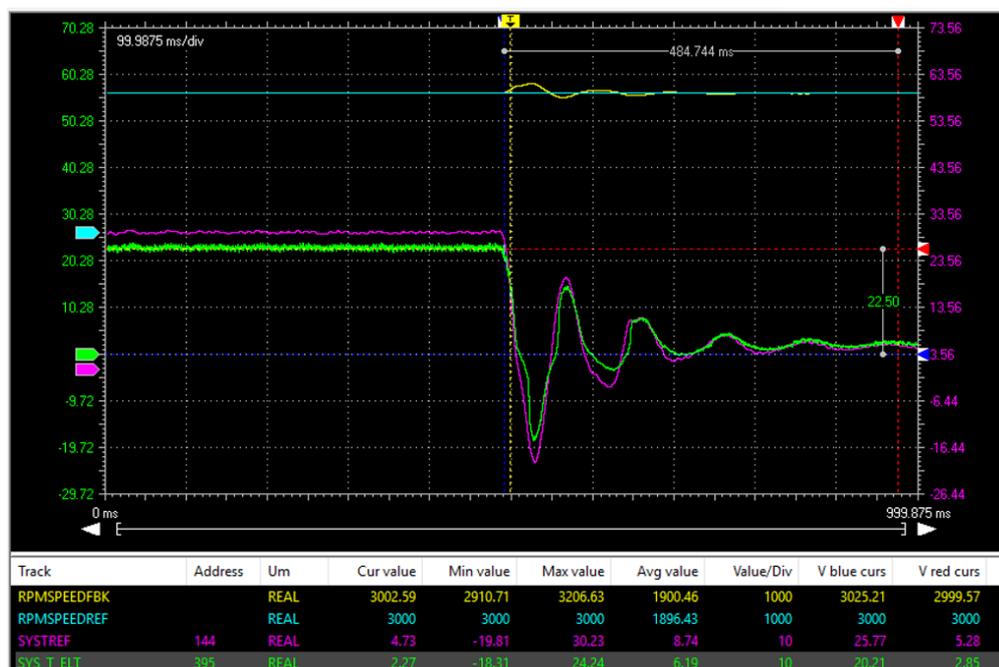


Figura 7.9: Risposta del controllo FOC al gradino di scarico alla coppia nominale con banda 20 Hz e guadagno PLL standard

Nel controllo FOC si è comunque resa necessaria l'implementazione di un filtro di coppia a 20 Hz a basso carico per limitare le oscillazioni. Questo penalizza molto la dinamica a basso carico. Questa implementazione non si è resa necessaria nel controllo DFVC.

Nella zona a bassi giri non è possibile mantenere un guadagno doppio del PLL perché l'iniezione ad alta frequenza è sinusoidale a 800 Hz.

Controllo DFVC sensorless con 20 Hz di banda

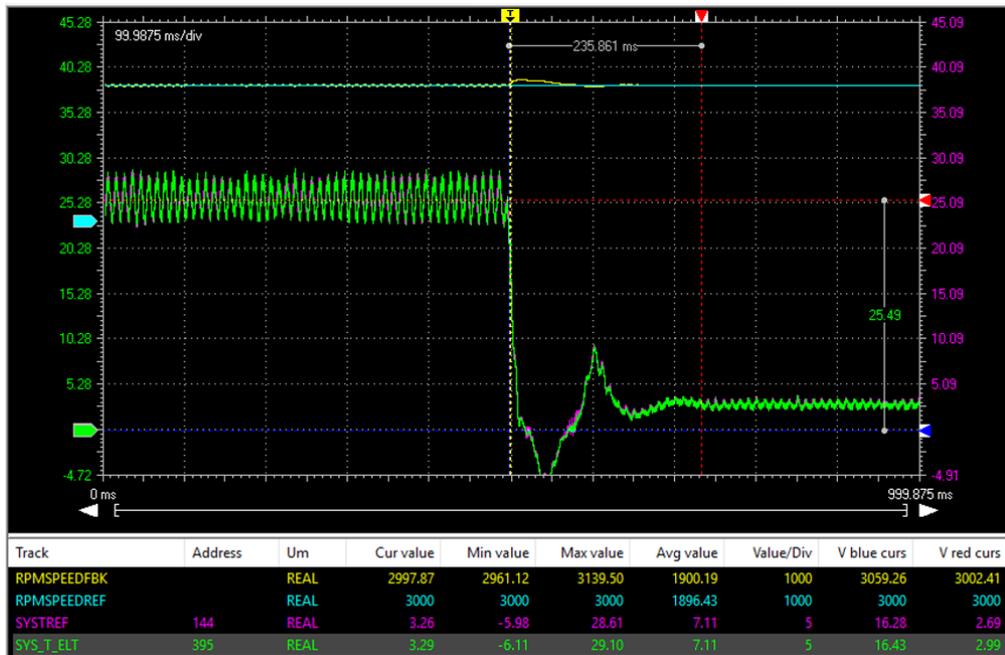


Figura 7.10: Risposta del controllo DFVC al gradino di scarico alla coppia nominale con banda 20 Hz

A scarico ad alti giri, il controllo DFVC si comporta decisamente meglio del FOC, con tempo di assestamento che è circa la metà.
 Nel controllo DFVC è stato inserito un filtro di coppia solo a bassi giri nella zona di iniezione.

7.2.3 Gradino di carico a bassa velocità

Per svolgere le seguenti prove è stato impostato un target di velocità di 300 rpm, ovvero ben al di sotto della zona di transizione dei due modelli sensorless, per poter verificare il comportamento del controllo nel momento in cui venga utilizzato solo il modello a bassa velocità basato sull'iniezione ad alta frequenza ed è stata applicata una coppia di carico pari alla coppia nominale del motore.

In linea generale si è utilizzata l'iniezione ad onda quadra per il controllo DFVC a 4 kHz, mentre per il controllo FOC si è utilizzato l'iniezione sinusoidale standard ad 800 Hz.

La banda del regolatore di velocità è stata mantenuta a 10 Hz per entrambi i controlli.

Nel controllo DFVC è stato possibile limitare l'iniezione al 10% della velocità nominale del motore, mentre per il FOC si è resa necessaria fino al 50% della velocità nominale.

Controllo DFVC sensorless con 10 Hz di banda a 300 rpm

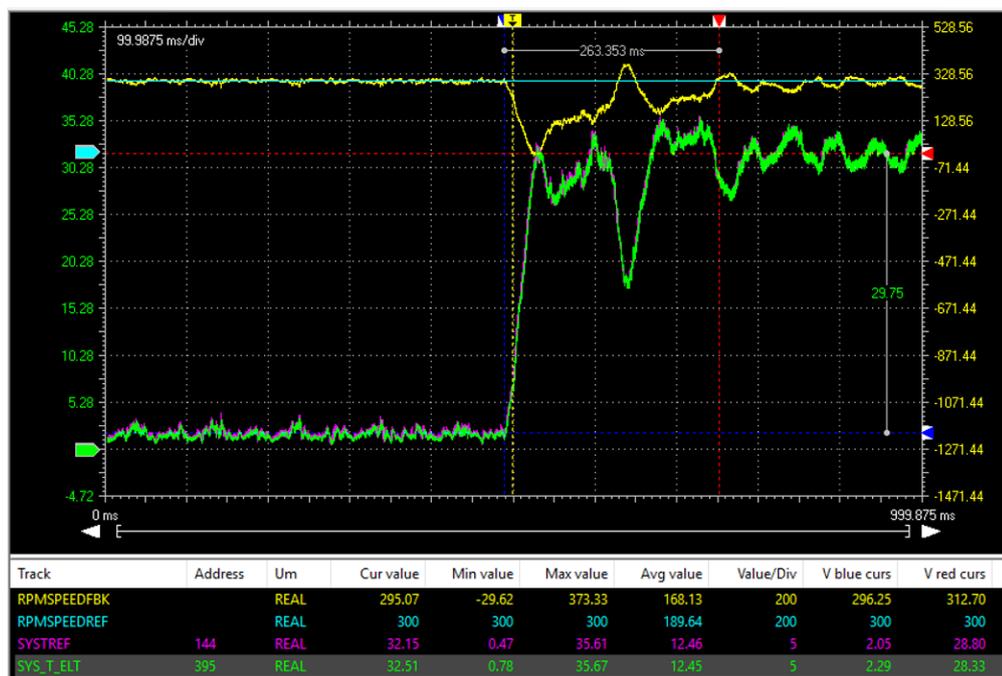


Figura 7.11: Risposta del controllo DFVC al gradino di carico alla coppia nominale a 300 rpm con banda 10 Hz

Il gradino di coppia al 10% della velocità nominale è un po' più critico nel DFVC poiché richiede un po' più corrente e può mandare il riferimento di coppia in saturazione.

Controllo FOC sensorless con 10 Hz di banda a 300 rpm



Figura 7.12: Risposta del controllo FOC al gradino di carico alla coppia nominale a 300 rpm con banda 10 Hz

Nel controllo FOC il comportamento è migliore a bassi giri, la coppia presenta una dinamica meno oscillatoria del DFVC.

7.2.4 Prove di accelerazione

Le prove sono state fatte con la banda di velocità imposta a 10 Hz poiché in questa prova interessa la robustezza del controllo e non la risposta in banda. Le prove in spunto per il DFVC sono state fatte su 500 ms di accelerazione ,dove risponde bene, e 300 ms, ma non tutte le prove sono andate a buon fine, mentre per il FOC a 600 ms perché sotto questa soglia dà problemi ad alto carico.

In entrambi i controlli la banda del regolatore di velocità aumenta con la velocità del motore, si parte da una banda più bassa a 0 rpm fino ai 10 Hz alla velocità nominale.

Controllo DFVC con rampa da 0 a 3000 rpm in 300 ms a pieno carico

La prova è stata fatta con una rampa di velocità da fermo a 3000 rpm in 300 ms.

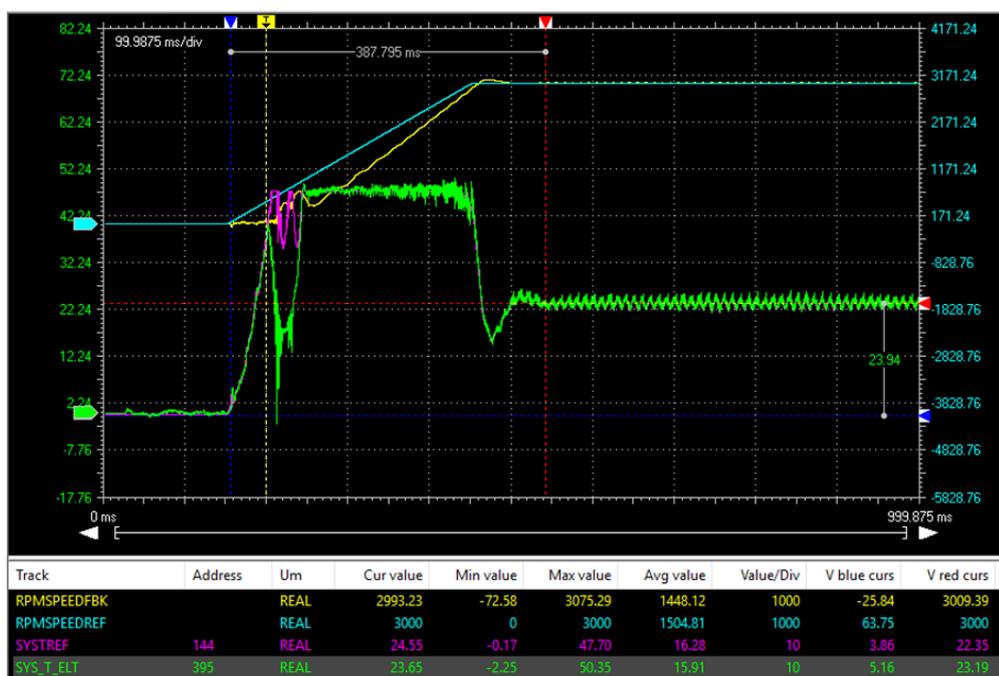


Figura 7.13: Risposta del controllo DFVC allo spunto a carico fino alla velocità nominale in 300 ms

Nello spunto a rampa in generale il controllo DFVC ha prestazioni leggermente migliori anche se a bassi giri c'è un comportamento più instabile, dovuto alla dinamica del freno brushless che essendo controllato in velocità col target a zero impone coppia di carico nulla quando la velocità del motore è nulla per poi aumentarla successivamente fino alla nominale.

La coppia in uscita dal regolatore durante la rampa va in saturazione (48 Nm). Si noti che la velocità di feedback non raggiunge mai il target nella rampa. In questo caso è stato tolto il filtro in bassa velocità perché dà problemi, mentre nel controllo FOC è sempre presente.

Controllo DFVC con rampa da 0 a 3000 rpm in 500 ms a pieno carico

In questa prova è stato aumentato il tempo di salita della rampa da 300 ms a 500 ms.

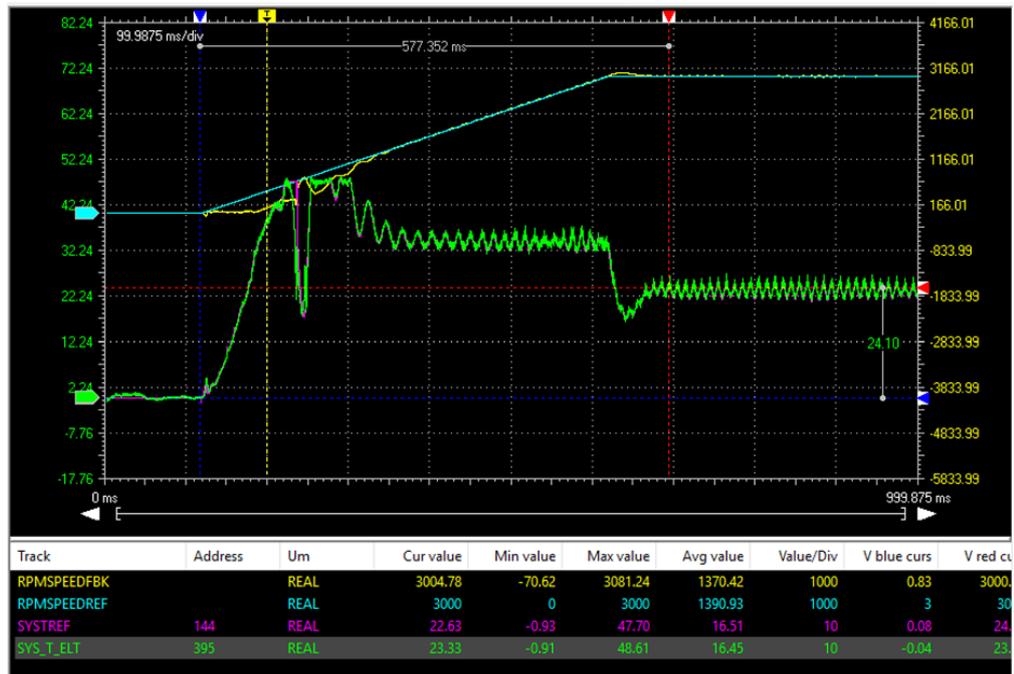


Figura 7.14: Risposta del controllo DFVC allo spunto a carico fino alla velocità nominale in 500 ms

In questo caso la coppia raggiunge comunque la saturazione anche se per meno tempo rispetto al caso con 300 ms (figura 7.13) poiché la rampa di salita è meno ripida.

Controllo DFVC con rampa da 0 a 3000 rpm in 300 ms senza carico

In questa prova il tempo di salita della rampa è stato impostato a 300 ms come nel primo caso ma in assenza di coppia di carico per tutto il transitorio.



Figura 7.15: Risposta del controllo DFVC allo spunto in assenza di carico fino alla velocità nominale in 300 ms

In assenza di carico la coppia non satura, appare comunque leggermente instabile nella zona a bassi giri.

Controllo FOC con rampa da 0 a 3000 rpm in 600 ms a pieno carico

In questa prova di accelerazione è stato utilizzato il controllo FOC con tempo di salita della rampa in 600 ms a pieno carico, poiché con tempi di salita minori il controllo andava in errore e non si riusciva a completare la prova.



Figura 7.16: Risposta del controllo FOC allo spunto a carico fino alla velocità nominale in 600 ms

In questo caso il controllo FOC richiede meno coppia del DFVC a bassi giri. La dinamica della coppia è meno oscillatoria. La velocità di feedback comunque non riesce a seguire bene il target di velocità in fase di rampa.

Controllo FOC con rampa da 0 a 3000 rpm in 500 ms senza carico

In questa prova è stato testato il controllo FOC con una rampa di salita di 500 ms ed in assenza di carico.



Figura 7.17: Risposta del controllo FOC allo spunto in assenza di carico fino alla velocità nominale in 500 ms

In assenza di carico il FOC presenta una dinamica della coppia più oscillatoria alla fine della rampa raggiunto il target di 3000 rpm. Il comportamento in fase di rampa è simile al caso in presenza di coppia di carico, tranne che per i valori di coppia, più bassi in questo caso.

7.2.5 Prove di deflussaggio

Per le prove di deflussaggio si è reso necessario l'utilizzo di un motore sincrono a riluttanza con velocità nominale minore del precedente, siccome la non deflussabilità del freno brushless impediva il test con il motore da 3000 rpm nominali. Nella seguente tabella sono inseriti i valori nominali del motore preso per sostituire quello di riferimento:

Grandezza	Simbolo	Valore	u.d.m.
Potenza nominale	P_n	4	kW
Coppia nominale	T_n	25.5	Nm
Velocità nominale	n_n	1500	rpm
Tensione nominale	V_n	380	V
Corrente nominale	I_n	9.3	A
Numero di poli	$2p$	4	

Tabella 7.2: Dati di targa motore utilizzato per il test di deflussaggio

Inoltre è stato cambiato anche inverter da 7,5 kW a 11kW, questo ha portato dei problemi a bassa velocità poiché la bassa risoluzione di un inverter così potente contro un motore da 4 kW presenta dei problemi di stima a bassa velocità con l'iniezione ad onda quadra, pertanto da qui in avanti si è utilizzata l'iniezione sinusoidale a 800 Hz per il controllo DFVC.

Controllo DFVC a velocità nominale

Per verifica è stato prima testato il comportamento del motore da 4 kW con il controllo DFVC a velocità nominale per valutare la coppia massima ottenuta a quella velocità, come riferimento per la prova in deflussaggio.

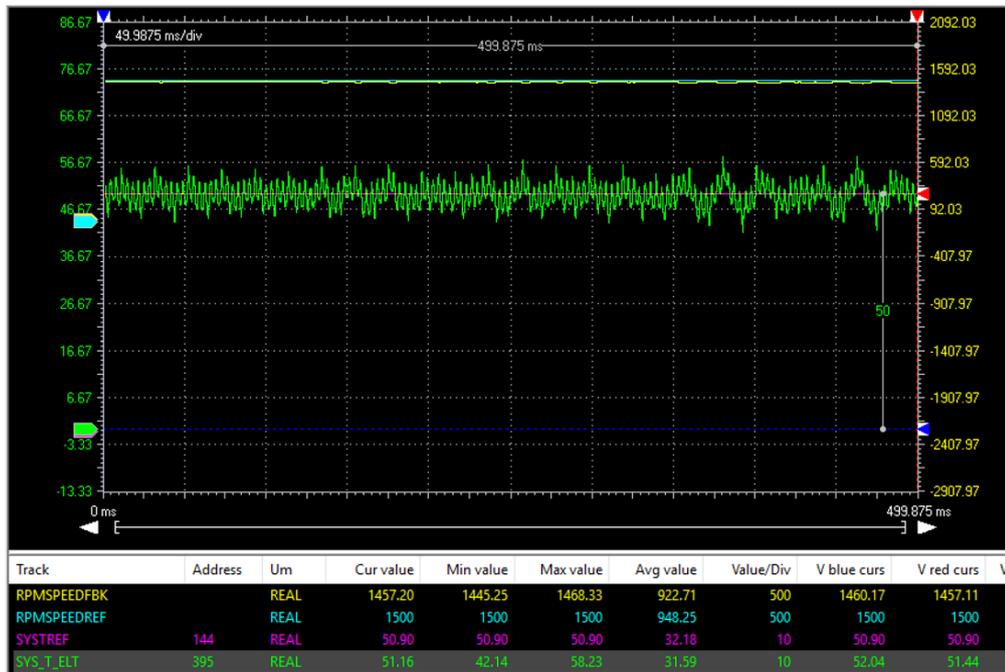


Figura 7.18: Risposta del controllo DFVC alla velocità nominale di 1500 rpm

Alla velocità nominale di 1500 rpm, il motore si comporta come in figura 7.18, riuscendo a controllare una coppia di carico fino a due volte la nominale (50 Nm), quindi con una potenza che è circa il doppio della nominale.

Controllo DFVC in deflussaggio a 3000 rpm

Come seconda prova si è testato il motore da 4 kW al doppio della velocità nominale (3000 rpm) con il controllo DFVC.

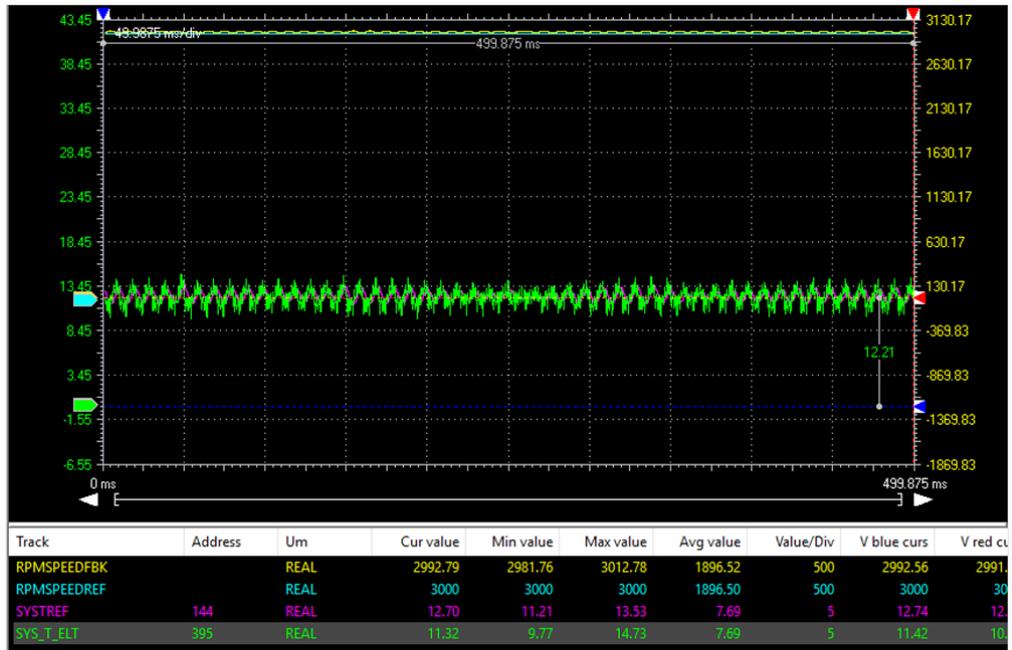


Figura 7.19: Risposta del controllo DFVC alla velocità di 3000 rpm

I risultati della prova sono mostrati in figura 7.19, dove con il controllo DFVC si riesce ad arrivare alla velocità di 3000 rpm con una coppia di carico di 11 Nm, infatti la potenza, calcolata dal torsionometro, sopportata al doppio della velocità nominale risulta 3.8 kW, poco meno della potenza nominale del motore (4kW).

Valutazione dell'angolo delta nel controllo DFVC

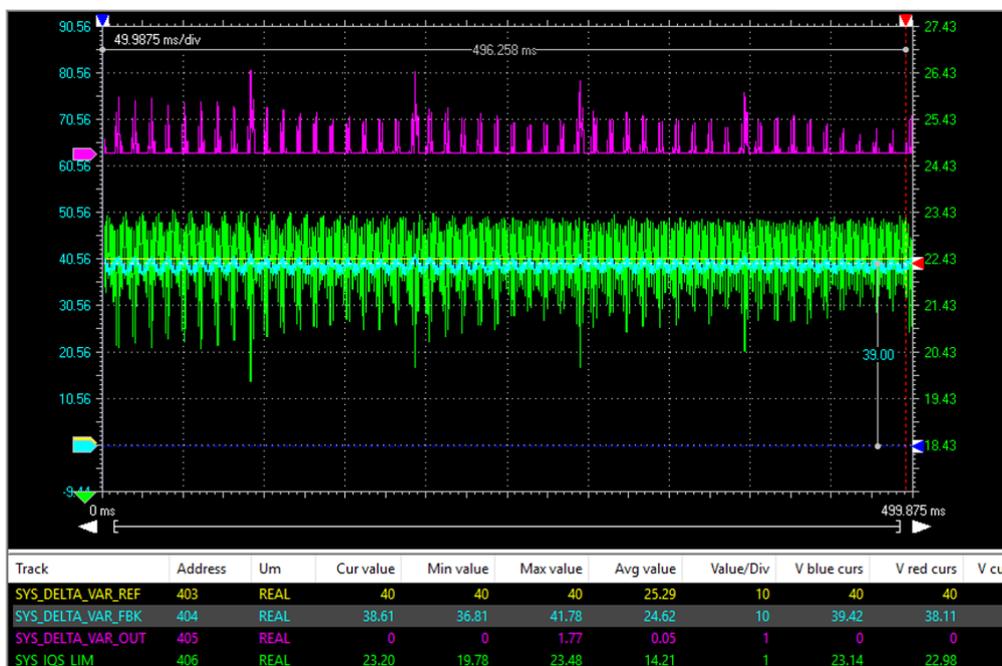


Figura 7.20: Valutazione dell'angolo delta del controllo DFVC

Si è voluto verificare anche il comportamento dell'angolo delta, infatti si è impostato manualmente un angolo delta massimo di 40° , contro i 55° di angolo massimo ottenuto dalle tabelle di SyR-e, poiché quest'ultimo angolo (δ_{MTPV}) non si è mai raggiunto in nessuna prova. Infatti come si vede dalla figura 7.20, l'anello MTPV del controllo DFVC interviene solo nel momento in cui il segnale "SYS_DELTA_VAR_FBK" (linea azzurra) raggiunge l'angolo massimo impostato a 40° , che dal grafico corrisponde al segnale "SYS_DELTA_VAR_REF" (linea gialla), solo in questo caso avviene la regolazione come si vede dal segnale "SYS_DELTA_VAR_OUT" (linea fucsia). È comunque consigliabile non abbassare l'angolo δ come fatto in prova, ma lasciarlo al suo valore massimo, ricavato dalle mappe. Per testare l'anello MTPV l'approccio migliore sarebbe quello di abbassare la tensione del DC-link v_{bus} .

Controllo FOC a velocità nominale

Per il confronto si è valutato anche in questo caso il comportamento del controllo FOC a velocità nominale come riferimento per il comportamento in deflussaggio.



Figura 7.21: Risposta del controllo FOC alla velocità nominale di 1500 rpm

Nel controllo FOC a 1500 rpm si raggiunge una coppia di 45 Nm, pertanto nel punto nominale col DFVC si riesce a raggiungere coppie più alte e quindi potenze più alte.

Si può notare come a differenza del controllo DFVC (figura 7.18), il controllo FOC non presenta lo stesso ripple di coppia poiché quest'ultima è opportunamente filtrata in questo controllo.

Controllo FOC in deflussaggio a 3000 rpm

Nell'ultima prova si è valutato il comportamento del controllo FOC in deflussaggio, al doppio della velocità nominale.

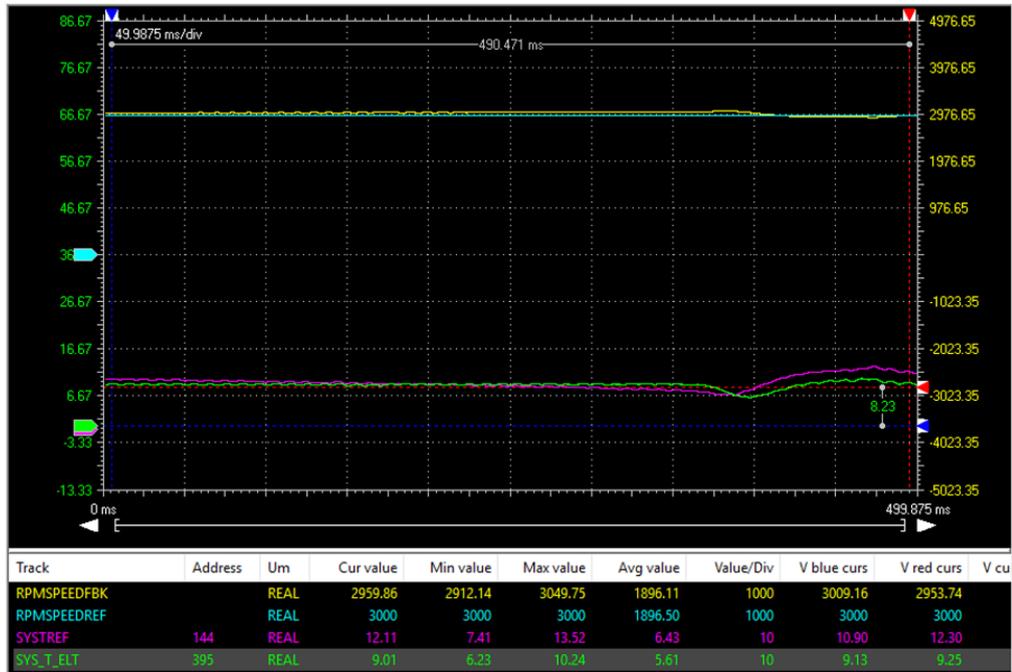


Figura 7.22: Risposta del controllo FOC alla velocità di 3000 rpm

Al doppio della velocità nominale la potenza calcolata dal torsionmetro raggiunge il valore di massimo 3.2 kW nel controllo FOC, a differenza del controllo DFVC dove con quest'ultimo si è raggiunta una potenza di 3.8 kW. Questo implica che il controllo DFVC abbia un comportamento migliore in deflussaggio del controllo FOC, potendo raggiungere valori di potenza più elevati.

7.3 Debugging del controllo di syreDrive

7.3.1 Angolo delta a basso carico

All'interno dell'algoritmo di controllo del controllo DFVC è presente la funzione relativa all'osservatore di flusso (7.1), dove esiste un controllo che pone l'angolo δ a 0 (nel caso di motore a riluttanza senza magneti, quindi con "Quad_Maps" uguale a zero) nel momento in cui la coppia elettrica risulti minore di $0.02f$.

Listing 7.1: Calcolo dell'angolo delta

```

1 T_elt = 1.5 f*PP*(lambda_OBS.alpha*isab.beta - lambda_OBS.beta*isab.alpha);
2   if ( fabs (T_elt) < 0.02f ) {
3       switch (Quad_Maps) {
4           case 0:
5               delta = 0;
6               break;
7           case 1:
8               delta = -PI/2;
9               break;
10          case 2:
11              delta = 0;
12              break;
13          }
14      }
15      else
16          delta = atan2(lambda_dq.q, lambda_dq.d);

```

Questo porta ad un'oscillazione dell'angolo δ da 0 a valori diversi da zero quando il motore lavora a vuoto, siccome l'angolo δ è utilizzato anche per le trasformate di rotazione del controllo.

Per ovviare a questo problema, è consigliabile utilizzare il flusso magnetico e non la coppia per il calcolo dell'angolo δ all'interno della funzione dell'osservatore di flusso.

7.3.2 Problema dello scarico di coppia in deflussaggio

Testando il motore in deflussaggio a carico si è notato che nel momento in cui si va a scaricare, quindi rimuovere repentinamente la coppia di carico, in uscita dalla zona con coppia del regolatore saturata, il controllo va in errore.



Figura 7.23: Controllo DFVC allo scarico di coppia

Come si può vedere dal grafico del controllo DFVC in figura 7.23, alla velocità di circa 2700 rpm, quindi poco meno del doppio della nominale (3000 rpm), la coppia elettrica dopo la zona di saturazione inizia a scendere con un ripple importante, fino all'errore di controllo.

Si è valutato anche il comportamento dell'angolo δ

Infatti in un certo istante, si vede dalla figura 7.24, come l'angolo δ passa dal valore di π a $-\pi$ portando il controllo in errore.

Questo problema è stato riscontrato solo nel momento in cui la coppia di carico viene rimossa repentinamente (figura 7.25). Al contrario se la coppia di carico viene rimossa più lentamente (figura 7.26), il controllo riesce a sopportare questa variazione.

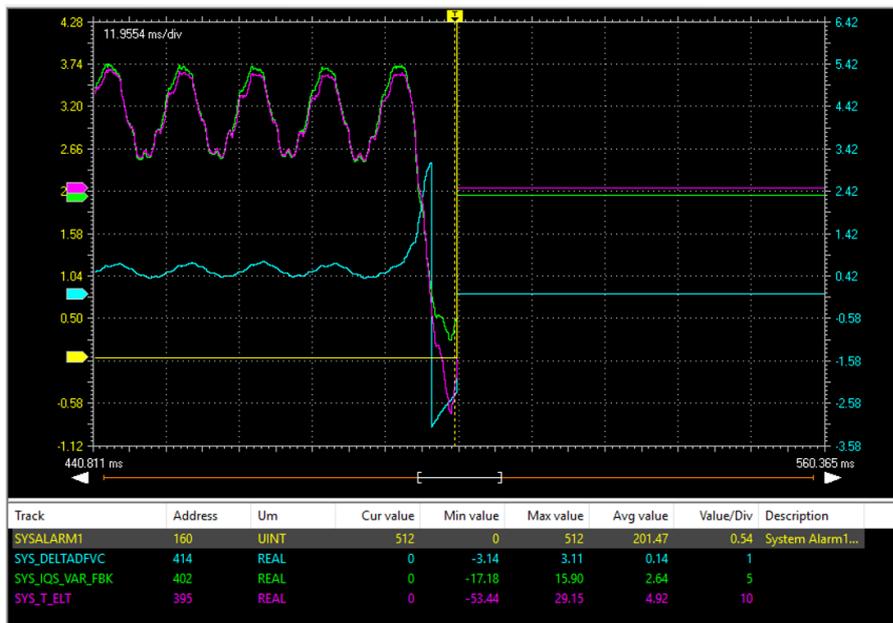


Figura 7.24: Angolo delta allo scarico

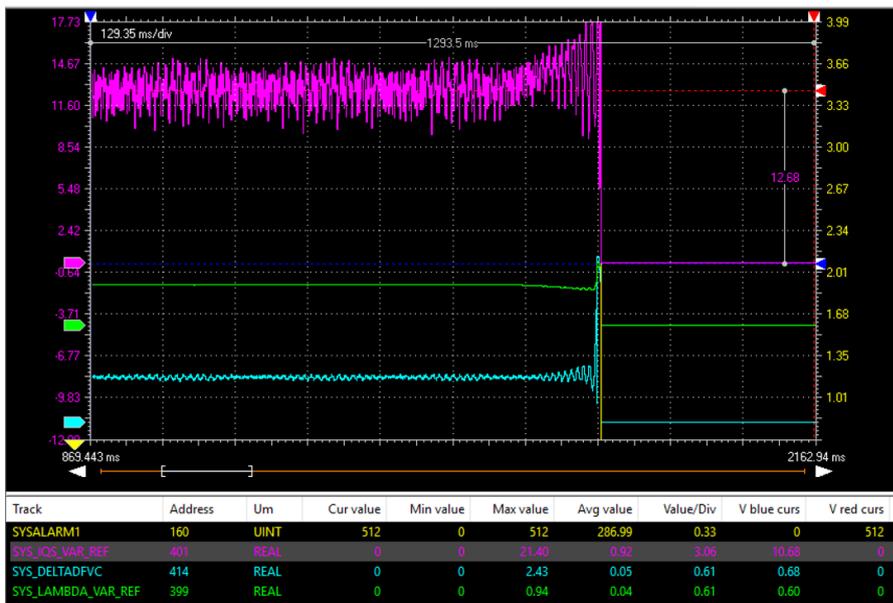


Figura 7.25: Variazione di coppia di carico veloce

Si è valutato nelle stessa prova anche il comportamento della tensione di riferimento in asse q . In questi grafici: 7.27 e 7.28, si vede che il valore della tensione di riferimento in asse q supera quello della tensione nominale del motore (380 V) in

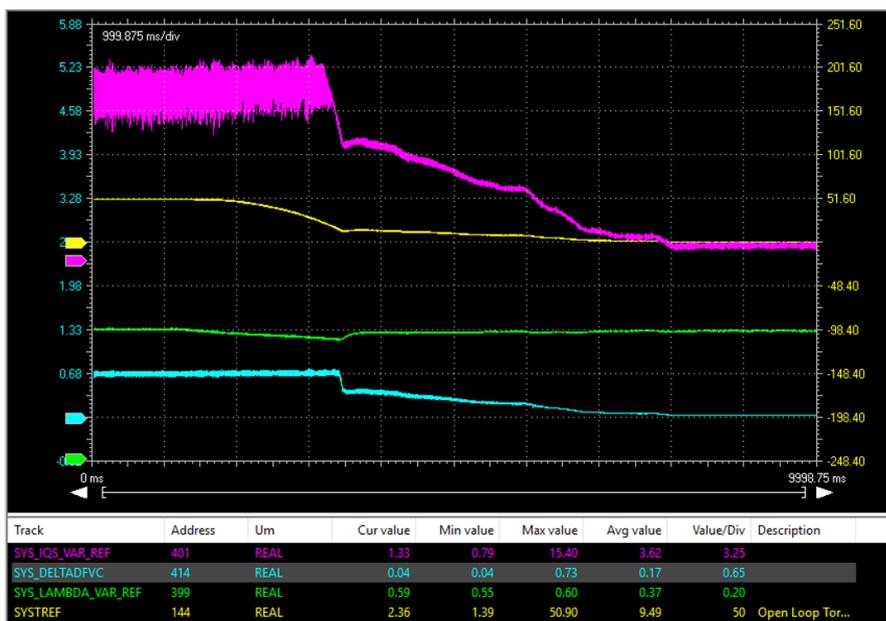


Figura 7.26: Variazione di coppia di carico lenta

deflussaggio, arrivando anche a valori oltre i 600 V, portando il controllo in errore.

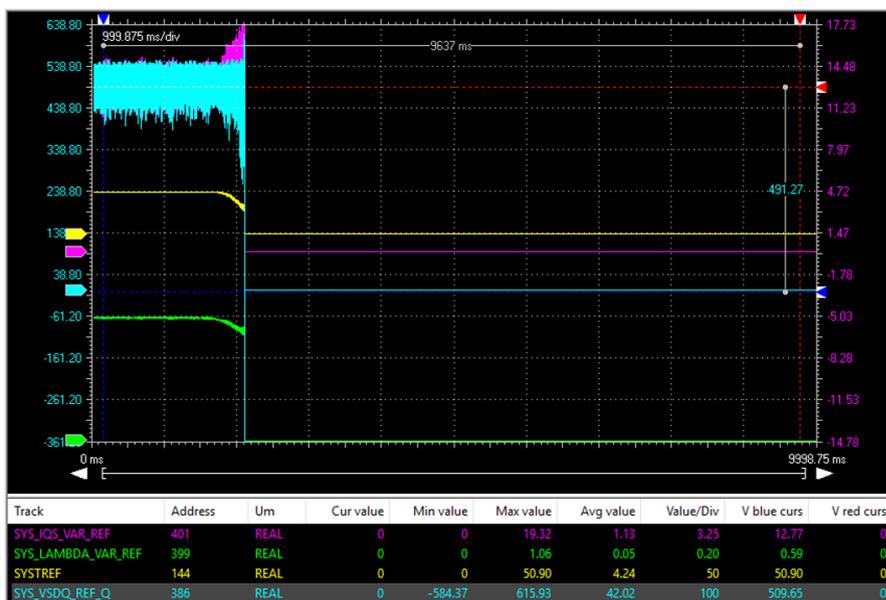


Figura 7.27: Visualizzazione della tensione con variazione di coppia di carico veloce

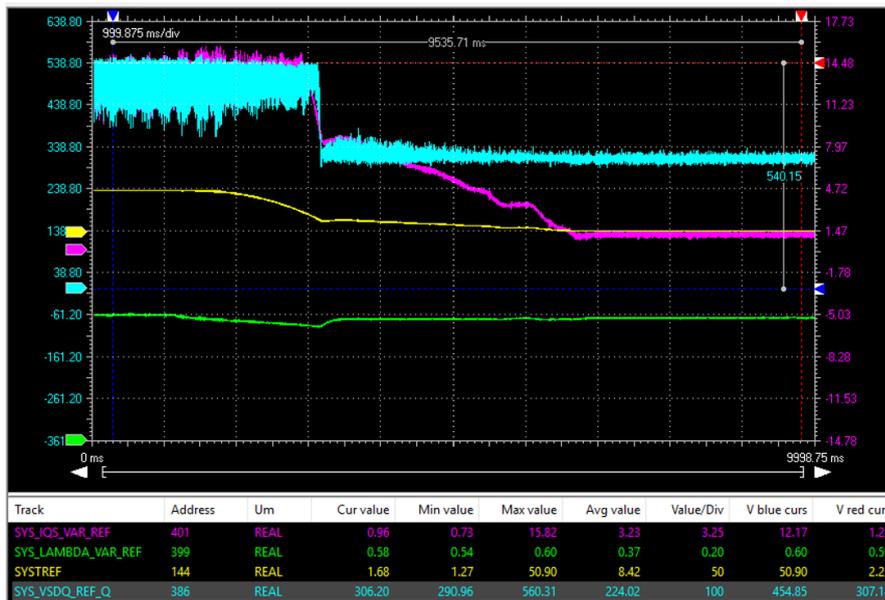


Figura 7.28: Visualizzazione della tensione con variazione di coppia di carico lenta

Infatti nell'anello di controllo del DFVC (7.2) è presente una compensazione di forza elettromotrice che viene applicata dopo l'uscita del regolatore PI. Questo porta a valori di tensione superiori al quelle di fase del motore.

Listing 7.2: Anello di controllo DFVC

```

1 //Control Loops
2
3 lambda_par.kp = OMEGA_BI*0.5;
4 lambda_par.ki = lambda_par.kp*OMEGA_BI*0.5/10*Ts;
5 iqs_par.kp = OMEGA_BI*Lq_inic;
6 iqs_par.ki = iqs_par.kp*OMEGA_BI/10*Ts;
7 lambda_par.lim = vdc*SQRT1OVER3/3;
8 iqs_par.lim=vdc*SQRT1OVER3;
9
10 lambda_var.ref = lambda_ref;
11 lambda_var.fbk = lambda_OBS.amp;
12 PIReg(&lambda_par,&lambda_var);
13 vdsqs.d = lambda_var.out;
14
15 iqs_var.ref = iqs_ref;
16 iqs_var.fbk = idsqs.q;
17 PIReg(&iqs_par,&iqs_var);
18 vdsqs.q = iqs_var.out;
19 vdsqs.q+= RS*idsqs.q + omega_elt*lambda_OBS.amp;

```

```
20 |  
21 | vsdq_ref.d = vdsqs.d*cos(delta)-vdsqs.q*sin(delta);  
22 | vsdq_ref.q = vdsqs.d*sin(delta)+vdsqs.q*cos(delta);
```

Nella versione corretta del controllo, il feed-forward viene implementato all'interno della funzione del regolatore PI. Questa implementazione risulta necessaria per il corretto funzionamento dell'algoritmo di controllo.

Capitolo 8

Conclusioni

In conclusione, il lavoro svolto ha confermato la validità della tecnica di controllo sensorless DFVC applicato ai motori sincroni a riluttanza, evidenziandone i vantaggi ed i miglioramenti da applicare, rendendo questo tipo di controllo sempre più interessante per future applicazioni industriali.

I risultati ottenuti dalle simulazione hanno dimostrato una maggiore affidabilità del controllo DFVC alle variazioni, rispetto al controllo FOC, mediante le prove di confronto di banda e di incremento delle mappe di flusso. Questo ha portato ad una sperimentazione a banco che ha dimostrato come il controllo DFVC possa risultare robusto per quanto concerne la zona ad alti giro e soprattutto in deflussaggio. Al contrario a bassi giri si è riscontrato ancora qualche limitazione di controllo del motore, pertanto in questo caso il FOC risulta comunque più affidabile.

L'utilizzo di SyR-e è stato importante per quanto riguarda la creazione del modello del motore in ambiente Matlab-Simulink e quindi le sue simulazioni, mostrando che il presente software è un buon candidato per la modellizzazione di motori sincroni a riluttanza.

Il presente lavoro di tesi è stato utile anche per la risoluzione di bug riscontrati all'interno del software SyR-e e del controllo motore DFVC implementato nella S-function del modello Simulink, portando così a futuri miglioramenti per l'ottimizzazione del software.

Bibliografia

- [1] A. Vagati, M. Pastorelli, F. Scapino e G. Franceschini. «Impact of cross saturation in synchronous reluctance motors of the transverse-laminated type». In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 36.4 (2000), pp. 1039–1046. DOI: 10.1109/28.855958 (cit. a p. 2).
- [2] Andrea Cavagnino. «Dinamica delle Macchine Elettriche». In: *Macchine Elettriche II* (2018/2019), p. I.16 (cit. a p. 3).
- [3] Michele Pastorelli. «Azionamenti elettrici». Dispense del corso di Azionamenti elettrici, Politecnico di Torino, 2023 (cit. alle pp. 4, 7, 12).
- [4] P. Guglielmi, M. Pastorelli e A. Vagati. «Impact of cross-saturation in sensorless control of transverse-laminated synchronous reluctance motors». In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.2 (2006), pp. 429–439. DOI: 10.1109/TIE.2006.870716 (cit. a p. 7).
- [5] Alberto Dalmaso. «Azionamenti sincroni a riluttanza: implementazione e verifica sperimentale di algoritmi di controllo digitale sensorless». Tesi di Laurea Magistrale. Politecnico di Torino, 2006 (cit. a p. 11).
- [6] Gianmario Pellegrino. «Module 10: Sensorless Control of Synchronos Motor Drives». Dispense del corso di Laboratory of Power Converters and Electrical Drives, Politecnico di Torino, 2023 (cit. a p. 22).
- [7] Ion Boldea, Mihaela Codruta Paicu e Gheorghe-Daniel Andreescu. «Active Flux Concept for Motion-Sensorless Unified AC Drives». In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 23.5 (2008), pp. 2612–2618. DOI: 10.1109/TPEL.2008.2002394 (cit. a p. 24).
- [8] Simone Ferrari, Gianmario Pellegrino. *SyR-e*. [Online]. 2024. URL: <https://github.com/SyR-e> (cit. a p. 29).
- [9] Simone Ferrari. «SyR-e User Manual». In: (Ottobre 2024) (cit. alle pp. 29, 35).
- [10] *Mathworks*. [Online]. URL: www.mathworks.com (cit. a p. 29).
- [11] D. Meeker. “*FEMM: Finite Element Method Magnetics*”. [Online]. URL: www.mathworks.com (cit. a p. 29).

- [12] Anantaram Varatharajan, Dario Brunelli, Simone Ferrari, Paolo Pescetto e Gianmario Pellegrino. «syreDrive: Automated Sensorless Control Code Generation for Synchronous Reluctance Motor Drives». In: *2021 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*. 2021, pp. 192–197. DOI: 10.1109/WEMDCD51469.2021.9425649 (cit. alle pp. 43, 49).
- [13] Anantaram Varatharajan e Gianmario Pellegrino. «Sensorless Synchronous Reluctance Motor Drives: A General Adaptive Projection Vector Approach for Position Estimation». In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 56.2 (2020), pp. 1495–1504. DOI: 10.1109/TIA.2019.2961986 (cit. a p. 50).
- [14] Anantaram Varatharajan, Paolo Pescetto e Gianmario Pellegrino. «Sensorless Synchronous Reluctance Motor Drives: A Full-Speed Scheme Using Finite-Control-Set MPC in a Projection Vector Framework». In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 56.4 (2020), pp. 3809–3818. DOI: 10.1109/TIA.2020.2990834 (cit. a p. 50).
- [15] Anantaram Varatharajan e Gianmario Pellegrino. «Sensorless Synchronous Reluctance Motor Drives: A Sensitivity Analysis Framework and Design to Achieve Stator Resistance Immunity». In: *2019 IEEE 10th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*. 2019, pp. 1–6. DOI: 10.1109/SLED.2019.8896282 (cit. a p. 51).
- [16] Arzhang Yousefi-Talouki, Paolo Pescetto, Gianmario Pellegrino e Ion Boldea. «Combined Active Flux and High-Frequency Injection Methods for Sensorless Direct-Flux Vector Control of Synchronous Reluctance Machines». In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.3 (2018), pp. 2447–2457. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2697209 (cit. alle pp. 60, 67).
- [17] Arzhang Yousefi-Talouki, Paolo Pescetto e Gianmario Pellegrino. «Sensorless Direct Flux Vector Control of Synchronous Reluctance Motors Including Standstill, MTPA, and Flux Weakening». In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 53.4 (2017), pp. 3598–3608. DOI: 10.1109/TIA.2017.2679689 (cit. alle pp. 61, 62, 65).

Appendice A

Controllo Motore SyR-e

A.1 Calcolo della velocità

```
1 //-----Sensorless PLL-----//
2
3 if(SS_on) {
4     PLL_par.kp    = 2*OMEGA_B_PLL;
5     PLL_par.ki    = pow(OMEGA_B_PLL,2)*Ts;
6     PLL_par.lim   = RPM2RAD * nmax_mot * PP;
7     PLL_var.ref   = pos_err;
8     PLL_var.fbk   = 0;
9
10    PIReg(&PLL_par, &PLL_var);
11    omega_PLL = PLL_var.out;
12    theta_PLL += Ts*PLL_var.out;
13    _Filter(omega_PLL, omega_elt, Ts*TWOPI*25);
14
15    if(theta_PLL >= TWOPI)
16        theta_PLL -= TWOPI;
17    if(theta_PLL < 0)
18        theta_PLL +=TWOPI;
19
20    SinCos_elt.sin = sin(theta_PLL);
21    SinCos_elt.cos = cos(theta_PLL);
22    position_error_real = asin(sin(theta_elt_meas - theta_PLL));
23
24 }
25 //-----Encoder PLL-----//
26 else {
27     while(theta_mec_meas > PI)
28         theta_mec_meas -= TWOPI;
29     while(theta_mec_meas < -PI)
```

```

30     theta_mec_meas += TWOPI;
31
32     SinCos_mec_meas.cos = cos(theta_mec_meas);
33     SinCos_mec_meas.sin = sin(theta_mec_meas);
34
35     theta_elt_meas      = PP * theta_mec_meas;
36     while(theta_elt_meas > PI)
37         theta_elt_meas -= TWOPI;
38     while(theta_elt_meas < -PI)
39         theta_elt_meas += TWOPI;
40
41     SinCos_elt.sin = sin(theta_elt_meas);
42     SinCos_elt.cos = cos(theta_elt_meas);
43
44     PLL_mec_par.kp    = OMEGA_PLL;
45     PLL_mec_par.ki    = pow(OMEGA_PLL, 2) * Ts * 10;
46     PLL_mec_par.lim   = RPM2RAD * nmax_mot;
47     PLL_mec_var.ref   = SinCos_mec_meas.sin * SinCos_mec_PLL.cos -
SinCos_mec_meas.cos * SinCos_mec_PLL.sin;
48     PLL_mec_var.fbk   = 0;
49
50     PIReg(&PLL_mec_par, &PLL_mec_var);
51     omega_mec_PLL    = PLL_mec_var.out;
52     theta_mec_PLL += Ts * PLL_mec_var.out;
53     _Filter(omega_mec_PLL, omega_mec, Ts * TWOPI * 25);
54
55     if(theta_mec_PLL >= TWOPI)
56         theta_mec_PLL -= TWOPI;
57     if(theta_mec_PLL < 0)
58         theta_mec_PLL += TWOPI;
59
60     SinCos_mec_PLL.sin = sin(theta_mec_PLL);
61     SinCos_mec_PLL.cos = cos(theta_mec_PLL);
62
63     omega_elt = omega_mec * PP;
64
65 }
66

```

A.2 Tipologia di controllo

```

1  switch (Ctrl_type){
2
3      case 0: //CurrentControl
4          isdq_ref.d = isdq_ext.d;
5          isdq_ref.q = isdq_ext.q;
6          break;
7
8      case 2: //TorqueControl
9          ReadLut(&ID_REF[0], fabs(T_ext), TMAX, TMIN, DT, INV_DT,
10             &isdq_ref.d);
11          ReadLut(&IQ_REF[0], fabs(T_ext), TMAX, TMIN, DT, INV_DT,
12             &isdq_ref.q);
13          ReadLut(&F_REF[0], fabs(T_ext), TMAX, TMIN, DT, INV_DT, &
14             lambda_MTPA);
15          switch (Quad_Maps){
16              case 0:
17                  isdq_ref.d = sgn(T_ext)*isdq_ref.d;
18                  break;
19
20              case 1:
21                  isdq_ref.d = sgn(T_ext)*isdq_ref.d;
22                  break;
23
24              case 2:
25                  isdq_ref.q = sgn(T_ext)*isdq_ref.q;
26                  break;
27          }
28
29          break;
30
31      case 3: //SpeedControl
32          omega_ref_in = n_ref_in * RPM2RAD;
33          ramp(omega_ref_in, accel * RPM2RAD*Ts, &omega_ref_ramp);
34          sp_var.ref = omega_ref_ramp;
35          sp_var.fbk = omega_elt/PP;
36          sp_par.lim = T_rated*2;
37          kp_w = OMEGA_BW*J;
38          ki_w = OMEGA_BW*kp_w*0.1;
39          sp_par.ki = ki_w*Ts;
40          sp_par.kp = kp_w;
41          PIReg(&sp_par, &sp_var);
42          T_ext = sp_var.out;
43
44          ReadLut(&ID_REF[0], fabs(T_ext), TMAX, TMIN, DT, INV_DT,
45             &isdq_ref.d);

```

```
41     ReadLut(&IQ_REF[0], fabs(T_ext), TMAX, TMIN, DT, INV_DT,
42     &isdq_ref.q);
43     ReadLut(&F_REF[0], fabs(T_ext), TMAX, TMIN, DT, INV_DT, &
44     lambda_MTPA);
45     switch (Quad_Maps){
46     case 0:
47         isdq_ref.d = sgn(T_ext)*isdq_ref.d;
48         break;
49     case 1:
50         isdq_ref.d = sgn(T_ext)*isdq_ref.d;
51         break;
52     case 2:
53         isdq_ref.q = sgn(T_ext)*isdq_ref.q;
54         break;
55     }
56     break;
57 }
58
59 _clarke(isabc, isab);
60 _rot(isab, SinCos_elt, isdq);
61
62 vsab_km1 = vsab_k0;
63 DTComp(duty_abc, duty_abc_km1, isabc, vdc, deadtime, &vsabc_k0);
64 _clarke(vsabc_k0, vsab_k0)
65 _rot(vsab_k0, SinCos_elt, vsdq_k0);
66
67 FluxObserver();
68 SinCos_delta.cos = cos(delta);
69 SinCos_delta.sin = sin(delta);
70
71 idsqs.d = isdq.d*cos(delta) + isdq.q*sin(delta);
72 idsqs.q = -isdq.d*sin(delta)+isdq.q*cos(delta);
73
```

A.3 Stima della posizione Sensorless

```

1 pos_err_LS = 0;
2 pos_err_HS = 0;
3 Ldm = 0.5*(Ld_inic - Lq_inic);
4 ldm = 0.5*(ld_inic - lq_inic);
5 // HF demodulation
6 if (abs(omega_elt) < KOBS + 1.2*OMEGA_G) {
7     switch (dem) {
8         case 0: // current dem
9             switch (inj_waveform) {
10
11                 case 0: // sinusoidal
12                     HF_dem(&isdq.q, &ishf, &acc_id, &buffer_id
13 [0], counterHF, ns);
14                     tmp3 = 2*ishf*sin(theta_inj - TWOPI*
15 f_inj_puls*Ts);
16                     _Filter(tmp3, ishf_mag, Ts*OMEGA_0_INJ);
17                     k_e = - V_inj/(TWOPI*f_inj_puls) * (ld-lq)
18 /(2*ld*lq);
19                     pos_err_LS = ishf_mag / k_e;
20                     break;
21
22                 case 1: // squarewave
23                     ishf = isdq.q - isq_old;
24                     ishf_mag = ishf*cos(theta_inj - TWOPI*
25 f_inj_sq*Ts) + ishf_mag_old;
26                     ishf_mag_old = ishf*cos(theta_inj - TWOPI*
27 f_inj_sq*Ts);
28                     k_e = V_inj/f_inj_sq * (ld-lq)/(2*ld*lq);
29                     pos_err_LS = ishf_mag / k_e;
30                     isq_old = isdq.q;
31                     break;
32             }
33         }
34     break;
35
36     case 1: // flux dem
37         switch (inj_waveform) {
38
39             case 0: // sinusoidal
40                 HF_dem(&lambd_CM_dq.q, &lambdahf, &acc_id, &
41 buffer_id[0], counterHF, ns);
42                 tmp3 = 2*lambdahf*sin(theta_inj - TWOPI*
43 f_inj_puls*Ts);
44                 _Filter(tmp3, lambdahf_mag, Ts*OMEGA_0_INJ);
45                 k_e = - V_inj/(TWOPI*f_inj_puls) * (lq*ldm -
46 ldq*ldq)/(ld*lq - ldq*ldq);

```

```

38         pos_err_LS = lambdahf_mag / k_e;
39         break;
40
41         case 1: // squarewave
42             lambdahf = lambda_CM_dq.q - lambdaq_old;
43             lambdahf_mag = lambdahf*cos(theta_inj - TWOPI
*f_inj_sq*Ts);
44             k_e = V_inj/f_inj_sq * (lq*Ldm - ldq*ldq)/(
ld*lq - ldq*ldq);
45             pos_err_LS = lambdahf_mag / k_e;
46             lambdaq_old = lambda_CM_dq.q;
47             break;
48         }
49         break;
50     }
51 }
52
53 lambda_aux.d = (ld - Lq)*isdq.q - ldq*isdq.d;
54 lambda_aux.q = (Ld - lq)*isdq.d + ldq*isdq.q;
55
56 // High speed control
57 switch (HS_ctrl) {
58     case AF: // Active Flux
59         if (f_omega > 0.01) {
60             // if (abs(omega_elt) > KOBS - 2*OMEGA_G) {
61
62                 if (abs(Ldm) < 1e-3)
63                     Ldm = 1e-3;
64                 if (abs(isdq.d) < 1e-3)
65                     isdq.d = 1e-3*sgn(isdq.d);
66                 k_AF = 1/(2*Ldm*isdq.d);
67                 pos_err_HS = k_AF * (lambda_dq.q - Lq*isdq.q);
68             }
69         break;
70
71     case APP:
72         if (abs(omega_elt) > KOBS - 2*OMEGA_G) {
73             lambda_diff.d = lambda_dq.d - lambda_CM_dq.d;
74             lambda_diff.q = lambda_dq.q - lambda_CM_dq.q;
75             k_APP = 1 / (omega_elt * (pow(lambda_aux.d,2) + pow(
lambda_aux.q,2)));
76             pos_err_HS = k_APP * (KOBS * (lambda_aux.d*lambda_diff.q
- lambda_aux.q*lambda_diff.d) + omega_elt_meas_f * (lambda_aux.d*
lambda_diff.d + lambda_aux.q*lambda_diff.q));
77         }
78         break;
79     }
80 }
81 if (abs(omega_elt) < KOBS - OMEGA_G)

```

```
82     f_omega = 0;
83 else if (abs(omega_elt) > KOBS + OMEGA_G)
84     f_omega = 1;
85 else
86     f_omega = (OMEGA_G+abs(omega_elt)-KOBS)/(2*OMEGA_G);
87
88 pos_err = f_omega * pos_err_HS + (1-f_omega)*pos_err_LS;
89
90 counterHF++;
91 if (counterHF >= ns)
92     counterHF = 0;
93
94
```

A.4 Strategia di controllo

```

1 switch (Ctrl_strategy){
2     case FOC:
3         //-----FOC-----//
4
5         kp_id = OMEGA_BI*Ld_inic;
6         ki_id = kp_id*OMEGA_BI/10;
7         kp_iq = OMEGA_BI*Lq_inic;
8         ki_iq = kp_iq*OMEGA_BI/10;
9
10        id_par.kp    = kp_id;
11        id_par.ki    = ki_id*Ts;
12        iq_par.kp    = kp_iq;
13        iq_par.ki    = ki_iq*Ts;
14
15        //Current loop
16        Current_loop(vdc, Imax_mot, isdq_ref, isdq, &id_par, &id_var, &
17        iq_par, &iq_var, &vsdq_ref);
18        vsdq_ref.d += RS*isdq.d - omega_elt*lambda_dq.q;
19        vsdq_ref.q += RS*isdq.q + omega_elt*lambda_dq.d;
20
21        break;
22        case DFVC:
23            //-----Direct Flux Vector Control-----//
24            T_ref = T_ext;
25            lambda_ref = lambda_MTPA;
26            if (lambda_ref<lambda_MTPA_min)
27                lambda_ref=lambda_MTPA_min;
28            if (lambda_ref>lambda_MTPA_max)
29                lambda_ref=lambda_MTPA_max;
30
31            Flux_Lim = 0.85 f*vdc*SQRT1OVER3/abs(omega_elt+1);
32
33            if (Flux_Lim>lambda_MTPA_max)
34                Flux_Lim=lambda_MTPA_max;
35            if (lambda_ref>Flux_Lim)
36                lambda_ref = Flux_Lim;
37
38            delta_par.kp = OMEGA_DELTA*lambda_ref/iqs_par.kp;
39            delta_par.ki = delta_par.kp*0.1;
40
41            if (Quad_Maps==0 || Quad_Maps==2){
42                delta_var.ref = delta_MTPV_max;
43                delta_var.fbk = fabs(delta)*180/PI;
44            }

```

```

45     if (Quad_Maps==1){
46         if (T_ref>0){
47             delta_var.ref = delta_MTPV_max;
48             delta_var.fbk = delta*180/PI;
49         }
50         else{
51             delta_var.ref = delta_MTPV_max+180;
52             delta_var.fbk = fabs(delta)*180/PI+90;
53         }
54     }
55
56     PIRegAsy(&delta_par,&delta_var,Imax_mot,0);
57     i_MTPV = delta_var.out;
58
59     //Current Limitation
60     iqs_ref = T_ref/(1.5*PP*lambda_ref);
61     iqs_Lim = sqrt(pow(Imax_mot,2)-pow(idsqs.d,2))-i_MTPV;
62     if (fabs(iqs_ref) >iqs_Lim)
63         iqs_ref = iqs_Lim*sgn(T_ref);
64
65     //Control Loops
66
67     lambda_par.kp = OMEGA_BI*0.5;
68     lambda_par.ki = lambda_par.kp*OMEGA_BI*0.5/10*Ts;
69     iqs_par.kp = OMEGA_BI*Lq_inic;
70     iqs_par.ki = iqs_par.kp*OMEGA_BI/10*Ts;
71     lambda_par.lim = vdc*SQRT1OVER3/3;
72     iqs_par.lim=vdc*SQRT1OVER3;
73
74     lambda_var.ref = lambda_ref;
75     lambda_var.fbk = lambda_OBS.amp;
76     PIReg(&lambda_par,&lambda_var);
77     vdsqs.d = lambda_var.out;
78
79
80     iqs_var.ref = iqs_ref;
81     iqs_var.fbk = idsqs.q;
82     PIReg(&iqs_par,&iqs_var);
83     vdsqs.q = iqs_var.out;
84     vdsqs.q+= RS*idsqs.q + omega_elt*lambda_OBS.amp;
85
86
87     vsdq_ref.d = vdsqs.d*cos(delta)-vdsqs.q*sin(delta);
88     vsdq_ref.q = vdsqs.d*sin(delta)+vdsqs.q*cos(delta);
89
90     break;
91 }

```

A.5 Iniezione ad alta frequenza

```
1 if (abs(omega_elt) < KOBS + 1.2*OMEGA_G && SS_on == 1) {
2   switch(inj_waveform) {
3     case 0: // pulsating
4       theta_inj += TWOPI*f_inj_puls*Ts;
5       if (theta_inj > TWOPI)
6         theta_inj -= TWOPI;
7       v_inj = V_inj * cos(theta_inj);
8       vsdq_ref.d += v_inj;
9       break;
10
11    case 1: // squarewave
12      theta_inj += TWOPI*f_inj_sq*Ts;
13      if (theta_inj > TWOPI)
14        theta_inj -= TWOPI;
15      vsdq_ref.d += vhf;
16      vhf = vhf * (-1);
17      break;
18   }
19 }
```

A.6 Osservatore di flusso

```

1 void FluxObserver(void) {
2
3     lambda_CM_ab_kml = lambda_CM_ab;
4
5
6     switch (Quad_Maps){
7     case 0:
8         ReadLut2d(&FD_LUT[0][0], fabs(isdq.d), fabs(isdq.q), DIDD
9         , INV_DIDD, DIQD, INV_DIQD , ID_TAB_MAX, ID_TAB_MIN, IQ_TAB_MAX ,
10        IQ_TAB_MIN, n_size, &lambda_CM_dq.d);
11        ReadLut2d(&FQ_LUT[0][0], fabs(isdq.q), fabs(isdq.d), DIQQ
12        , INV_DIQQ, DIQD, INV_DIQD , IQ_TAB_MAX, IQ_TAB_MIN, ID_TAB_MAX ,
13        ID_TAB_MIN, n_size, &lambda_CM_dq.q);
14        if (isdq.d < 0)
15            lambda_CM_dq.d = -lambda_CM_dq.d;
16        if (isdq.q < 0)
17            lambda_CM_dq.q = -lambda_CM_dq.q;
18        break;
19
20    case 1:
21        ReadLut2d(&FD_LUT[0][0], fabs(isdq.d), isdq.q, DIDD,
22        INV_DIDD, DIQD, INV_DIQD , ID_TAB_MAX, ID_TAB_MIN, IQ_TAB_MAX ,
23        IQ_TAB_MIN, n_size, &lambda_CM_dq.d);
24        ReadLut2d(&FQ_LUT[0][0], isdq.q, fabs(isdq.d), DIQQ,
25        INV_DIQQ, DIDQ, INV_DIDQ , IQ_TAB_MAX, IQ_TAB_MIN, ID_TAB_MAX ,
26        ID_TAB_MIN, n_size, &lambda_CM_dq.q);
27        if (isdq.d < 0)
28            lambda_CM_dq.d = -lambda_CM_dq.d;
29        break;
30
31    case 2:
32        ReadLut2d(&FD_LUT[0][0], isdq.d, fabs(isdq.q), DIDD,
33        INV_DIDD, DIQD, INV_DIQD , ID_TAB_MAX, ID_TAB_MIN, IQ_TAB_MAX ,
34        IQ_TAB_MIN, n_size, &lambda_CM_dq.d);
35        ReadLut2d(&FQ_LUT[0][0], fabs(isdq.q), isdq.d, DIQQ,
36        INV_DIQQ, DIDQ, INV_DIDQ , IQ_TAB_MAX, IQ_TAB_MIN, ID_TAB_MAX ,
37        ID_TAB_MIN, n_size, &lambda_CM_dq.q);
38        if (isdq.q < 0)
39            lambda_CM_dq.q = -lambda_CM_dq.q;
40        break;
41    }
42
43    __invrot(lambda_CM_dq, SinCos_elt, lambda_CM_ab);
44
45 }

```

```
33 feedback_OBS.alpha = lambda_CM_ab_kml.alpha - lambda_OBS.alpha
34 ;
35 feedback_OBS.beta = lambda_CM_ab_kml.beta - lambda_OBS.
36 beta;
37 // Integration
38 lambda_OBS.alpha += Ts*(vsab_kml.alpha - RS*isab.alpha + KOBS*
39 feedback_OBS.alpha);
40 lambda_OBS.beta += Ts*(vsab_kml.beta - RS*isab.beta + KOBS*
41 feedback_OBS.beta);
42 lambda_OBS.amp = sqrt(pow(lambda_OBS.alpha,2) + pow(
43 lambda_OBS.beta,2));
44
45 _rot(lambda_OBS, SinCos_elt, lambda_dq);
46 T_elt = 1.5*f*PP*(lambda_OBS.alpha*isab.beta - lambda_OBS.beta*
47 isab.alpha);
48 if(fabs(T_elt)<0.02f){
49     switch(Quad_Maps){
50     case 0:
51         delta = 0;
52         break;
53     case 1:
54         delta = -PI/2;
55         break;
56     case 2:
57         delta = 0;
58         break;
59     }
60 }
61 else
62     delta = atan2(lambda_dq.q,lambda_dq.d);
63 }
```