



**Politecnico  
di Torino**

**POLITECNICO DI TORINO**

**Corso di Laurea di secondo livello in ingegneria elettrica  
A.a. 2025/2026  
Sessione di Laurea Marzo 2026**

**Controllo di velocità sensorless di motori  
sincroni ad eccitazione elettrica**

Relatore:  
Prof. Sandro Rubino

Candidato:  
Andrea Allione  
matricola 329007



---

*Ringraziamenti*

<b>Introduzione .....</b>	<b>6</b>
<b>1 Modellistica motore .....</b>	<b>7</b>
1.1 PMSM.....	8
1.1.1 Mappe Dirette e Inverse .....	9
1.2 EESM.....	13
1.2.1 Mappe Dirette e Inverse .....	14
1.2.2 Rotore .....	17
1.3 Perdite.....	18
1.4 Input e Output.....	24
<b>2 Modellistica convertitore.....</b>	<b>25</b>
2.1 Inverter.....	25
2.2 Buck.....	29
2.3 Input Output Simulink .....	30
<b>3 Profili MTPx.....</b>	<b>32</b>
3.1 Funzioni matlab .....	32
3.2 Calcolo MTPA, MTPV.....	33
<b>4 Controllo Digitale.....</b>	<b>37</b>
4.1 Introduzione.....	37
4.2 Mappe di controllo e riferimenti.....	38
4.3 Position Tracker Observer .....	46
4.4 Controllo velocità .....	49
4.5 Calcolo induttanze differenziali e apparenti .....	50
4.6 Current Vector Control CVC.....	58
4.7 Flux Observer .....	64
4.8 Direct Flux Vector Control DFVC .....	68

Indice	5
<hr/>	
4.9 Active Flux .....	73
4.10 Avviamento I-Hz .....	76
<b>5 Simulazioni .....</b>	<b>79</b>
5.1 Test 1 .....	79
5.2 Test 2 .....	81
<b>6 Conclusioni .....</b>	<b>82</b>

---

# Introduzione

Negli ultimi anni l'Europa sta "spingendo" verso una elettrificazione dei veicoli cercando in questo modo di riuscire a diminuire le emissioni di gas serra come prevede il pacchetto Fit for 55%. In questo momento i motori elettrici più diffusi sono i motori sincroni a magneti permanenti (PMSM) grazie alle loro ottime prestazioni dinamiche e elevata densità di potenza; per funzionare però necessitano dell'utilizzo di terre rare, le quali sono controllate per il 90% dalla Cina, i quali hanno imposto delle limitazioni sulle esportazioni nel resto del mondo [1].

Il motore sincrono a eccitazione elettrica (EESM) o motore sincrono a campo avvolto non utilizza i magneti permanenti ma ha un avvolgimento di eccitazione a rotore dove la corrente può essere regolata tramite anelli di contatto. Attualmente la letteratura fornisce pochi contributi sul controllo sensorless di un motore EESM; pertanto, l'obiettivo di questa tesi è il seguente ossia riuscire in un controllo sensorless di un motore EESM.

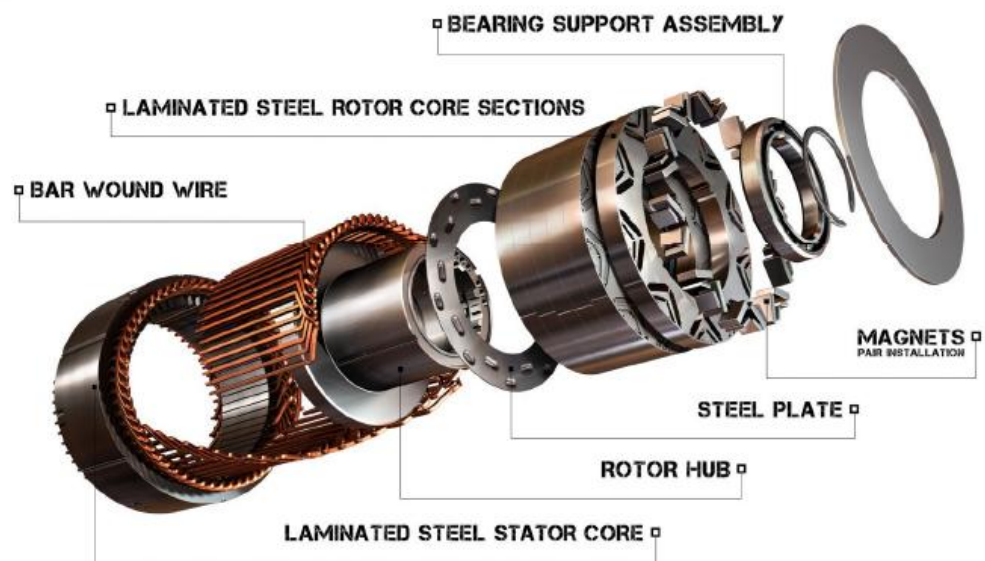
Inizieremo con un'analogia tra motore PMSM e il motore EESM analizzandone la modellistica del motore e del convertitore. Successivamente faremo una valutazione del motore cercando MTPA e MTPV e un controllo prima con sensori con un Current Vector Control (CVC) per poi proseguire con un controllo sensorless utilizzando il Direct Flux Vector Control (DFVC)

# Capitolo 1

## 1 Modellistica motore

Un motore elettrico si compone di due parti:

- Avvolgimenti: bobine che trasportano correnti
- Nucleo magnetico: due parti cilindriche concentriche realizzate in materiale lamiere elettriche in acciaio, separate da un'intercapedine d'aria (statore solitamente esterno e rotore solitamente interno)



*Figura 1: Interno di un Motore PM*

I motori elettrici si dividono in sincroni e asincroni (ad induzione). Per questa Tesi andremo a utilizzare motori sincroni che possono essere:

- Magnet permanenti (PM)
- Sincroni a riluttanza (SyR)

- Campo avvolto (Ex. EESM)

Per questi tipi di motori la velocità è strettamente legata alla frequenza imposta dall'inverter  $\omega_m = \frac{2\pi f}{p}$  dove  $f$  è la frequenza elettrica imposta dall'inverter e  $p$  rappresenta il numero di paia poli del motore. Noi analizzeremo i motori PMSM e EESM [2].

## 1.1 PMSM

Per descrivere i motori partiamo dalle loro equazioni elettromagnetiche e di coppia:

$$\bar{v}_{dq} = R_s * \bar{i}_{dq} + \frac{d\bar{\lambda}_{dq}}{dt} + j\omega_m \bar{\lambda}_{dq}$$

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

Questa è l'equazione elettromagnetica del PMSM. Seguendo questa equazione possiamo ricavare il modello Simulink

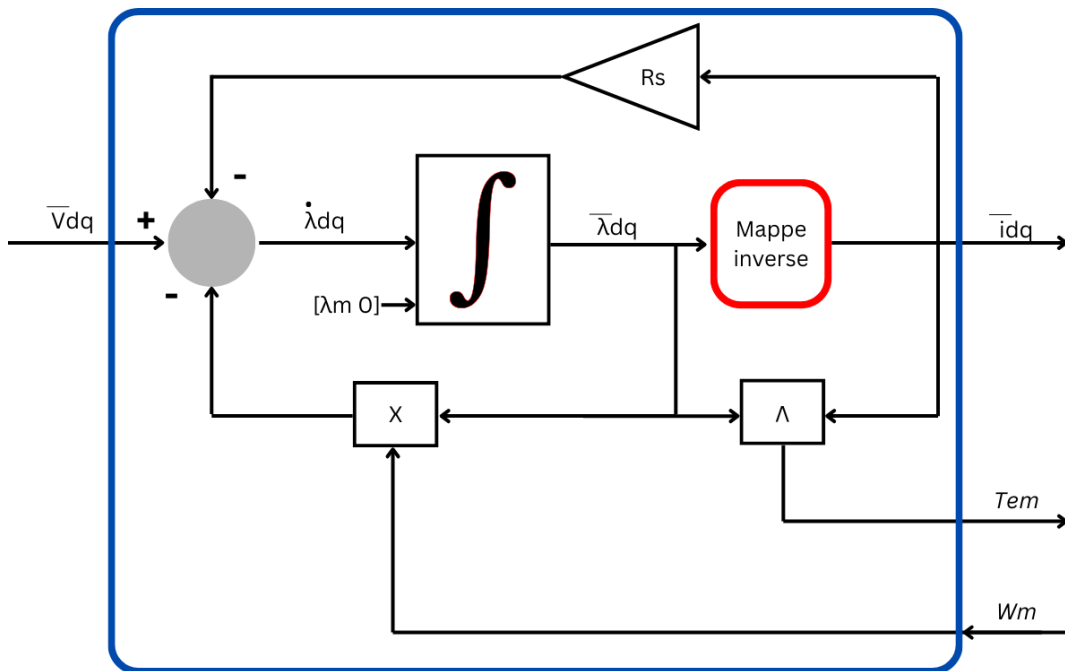


Figura 2: Rappresentazione grafica Equazioni statoriche PMSM

Importante analizzare il fatto che l'integratore per il flusso in asse d è da inizializzare a flusso del magnete  $\lambda_m$ .

C'è un blocco rosso in Figura 2 è possibile osservare un blocco rosso che indica delle LUT che porteranno tramite delle mappe inverse da dei flussi a delle correnti.

### 1.1.1 Mappe Dirette e Inverse

Quello che noi abbiamo in partenza del motore sono le Mappe  $I_d, I_q, F_d, F_q$  ossia delle matrici che ci descrivono la corrente o il flusso a seconda della corrente  $I_d$  e  $I_q$  presente e quindi

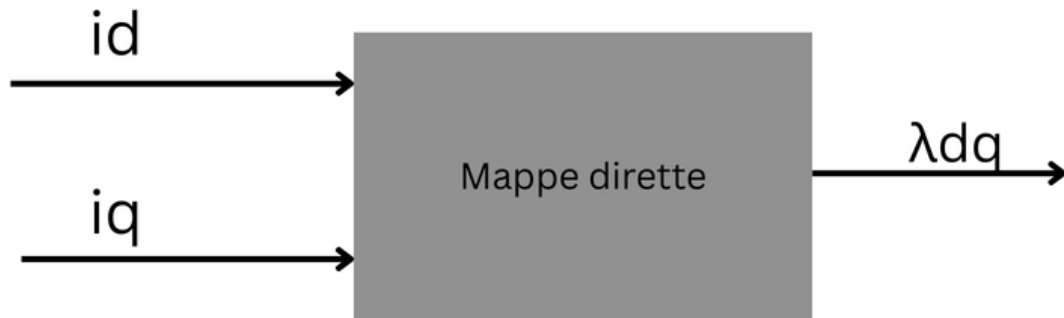


Figura 3: Macro-schematico di una mappa diretta

Le Mappe dirette possono essere calcolate anche tramite simulazioni numeriche avanzate, come l'analisi agli elementi finiti. Queste simulazioni permettono di descrivere in modo accurato la distribuzione del flusso magnetico all'interno del motore, tenendo conto di effetti importanti come la saturazione dei materiali magnetici e le perdite, ad esempio quelle dovute alle correnti parassite. I risultati ottenuti vengono solitamente rappresentati sotto forma di mappe che descrivono il comportamento del motore in funzione della corrente.

Per ottenere mappe affidabili è necessario analizzare un ampio intervallo di correnti in modo da coprire tutte le possibili condizioni di funzionamento. È inoltre importante includere gli effetti non lineari, come la saturazione del nucleo magnetico, per evitare risultati imprecisi. Una volta completate, le mappe vengono discretizzate in look-up table, che possono essere facilmente implementate nei microcontrollori per migliorare il controllo del motore.

L'utilizzo delle mappe di flusso e di coppia offre diversi vantaggi rispetto all'uso diretto delle equazioni matematiche. Le equazioni, infatti, possono richiedere calcoli complessi e non sempre descrivono correttamente i fenomeni non lineari. Le mappe, invece, forniscono una rappresentazione pratica e veloce del comportamento del motore, permettendo al controllo digitale di accedere rapidamente ai dati necessari per calcolare le correnti ottimali e i parametri di funzionamento. Questo riduce il carico computazionale e migliora i tempi di risposta del sistema, rendendo le mappe uno strumento molto utile per la progettazione e il controllo dei motori elettrici.

Le mappe dirette sono legate al sistema di riferimento cartesiano in asse d-q del rotore e quindi gli input sono la corrente  $I_d$  e la corrente  $I_q$  mentre gli output rappresentano il flusso magnetico in asse d o q e la coppia.

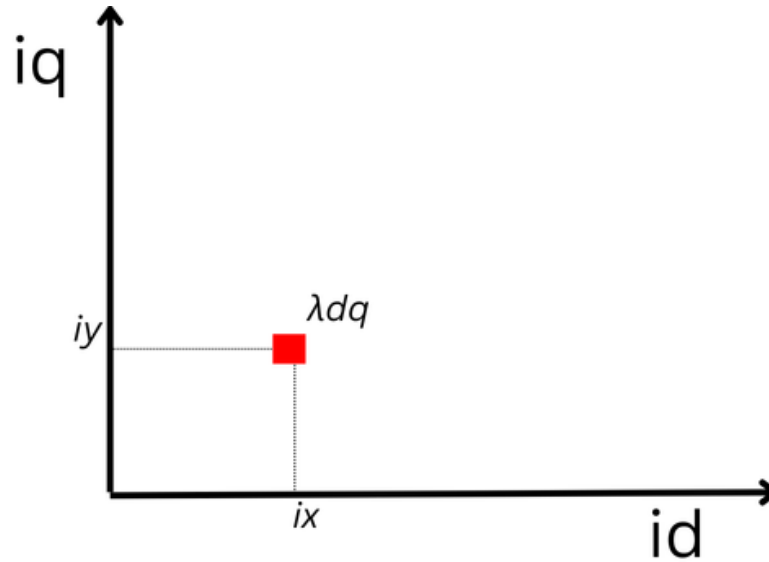


Figura 4: Grafica esplicativa di una mappa in coordinate cartesiane

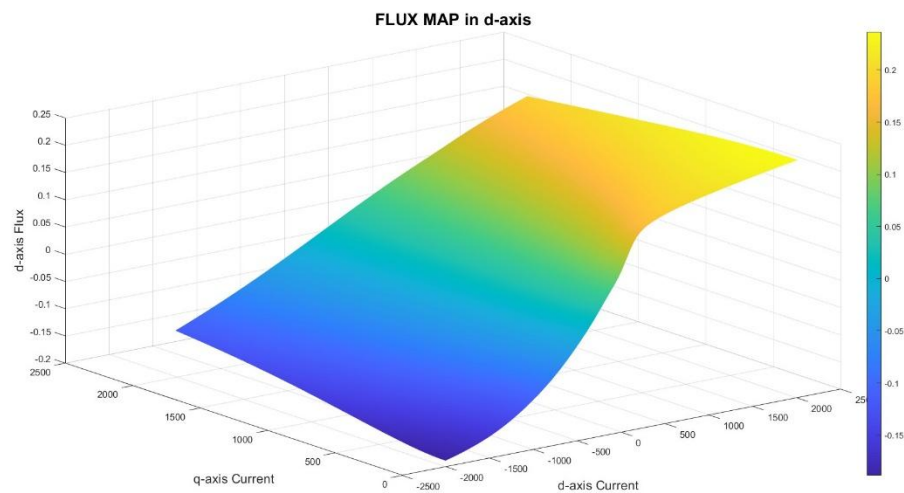


Figura 5: Mappa di flusso in coordinate cartesiane motore PMSM

Però nel nostro caso la direzione deve essere opposta ossia dal flusso noi dobbiamo trovare le correnti.

Con questa finalità vengono costruite le mappe inverse, ovvero gli strumenti matematici in grado di fornire come output le grandezze con potere di causa, quando ricevono l'effetto suscitato come input. Nel caso applicativo di questa tesi, si fa uso delle mappe inverse per risalire alla corrente in asse d o in asse q a partire dalle componenti di flusso come input.



Figura 6: Macro-schematico delle mappe inverse di flusso per un motore elettrico

Dalla figura si può notare come la notazione per esprimere gli input e gli output si sono invertite rispetto alla precedente e quindi i pedici sono maiuscoli e le lettere minuscole. Questa nomenclatura verrà portata avanti per parlare di variabili derivanti da mappe inverse lungo tutto il resto della tesi. La dipendenza delle componenti di corrente da entrambe le componenti di flusso rispecchia il fenomeno di cross coupling nelle macchine elettriche. La corrente di ciascun asse influisce sia sul valore di flusso del medesimo asse che dell'asse ortogonale: di conseguenza la mappa inversa dovrà tener conto sia del flusso generato in asse d che del flusso generato in asse q.

Per realizzare le mappe inverse si parte dalle mappe dirette e tramite matematica si trasformano in mappe inverse; si inizia rendendo le mappe a 4 quadranti quindi prendiamo la mappa iniziale e la ampliamo anche con la  $I_q$  negativa. La corrente  $I_d$  rimane invariata, la  $I_q$  e  $F_q$  è da invertire (utilizziamo la funzione flip) e cambiare di segno e la  $F_d$  viene invertita. A questo punto creiamo i domini di flusso calcolando i minimi e massimi del flusso in entrambi gli assi e tramite *linspace* creiamo un vettore equi distanziato e tramite *meshgrid* creiamo la mappa inversa  $f_D$  e  $f_Q$ . Per creare la mappa inversa delle correnti è necessario introdurre la funzione *scatteredinterpolant*.

*de:*

Utilizzare *scatteredInterpolant* per eseguire l'interpolazione su un set di dati 2D o 3D di dati scattered. La funzione restituisce l'interpolante  $F$  per il set di dati specificato. È possibile valutare  $F$  in un insieme di punti di query, ad esempio  $(x_q, y_q)$  in 2D, per produrre valori interpolati  $v_q = F(x_q, y_q)$ . I dati scattered sono un insieme di punti che non hanno struttura tra le loro posizioni relative al contrario dei gridded data [3].

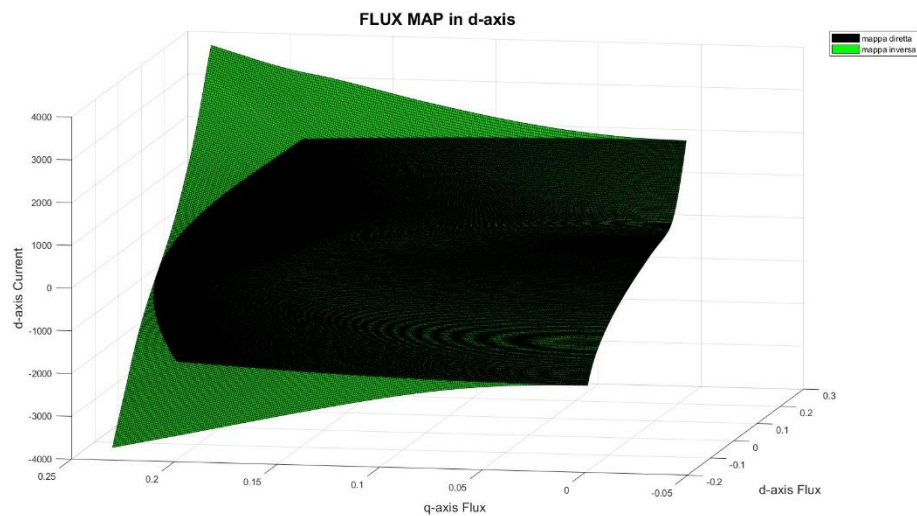


Figura 7: mappa diretta e inversa corrente in asse  $d$

Passando all'interno di *scatteredinterpolant* i vettori dei flussi che diventeranno gli input e il vettore di corrente che diventerà output la funzione ci restituirà la mappa inversa, la quale potremo utilizzare come LUT.

## 1.2 EESM

Iniziamo scrivendo le equazioni elettromagnetiche e di coppia

$$\bar{v}_{dq} = R_s * \bar{i}_{dq} + \frac{d\bar{\lambda}_{dq}}{dt} + j p \omega_m \bar{\lambda}_{dq}$$

$$v_f = R_f * i_f + \frac{d\lambda_f}{dt}$$

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

Osserviamo come rispetto al PMSM si aggiunge solamente un'equazione di rotore che chiameremo asse f. Di conseguenza lo schema simulink dello statore non cambia tranne per il fatto che per determinare la corrente oltre ad utilizzare il flusso  $\lambda_{dq}$  bisogna anche utilizzare la corrente di rotore  $i_f$  e che non è più necessario iniziare l'integratore perché non sono più presenti magneti

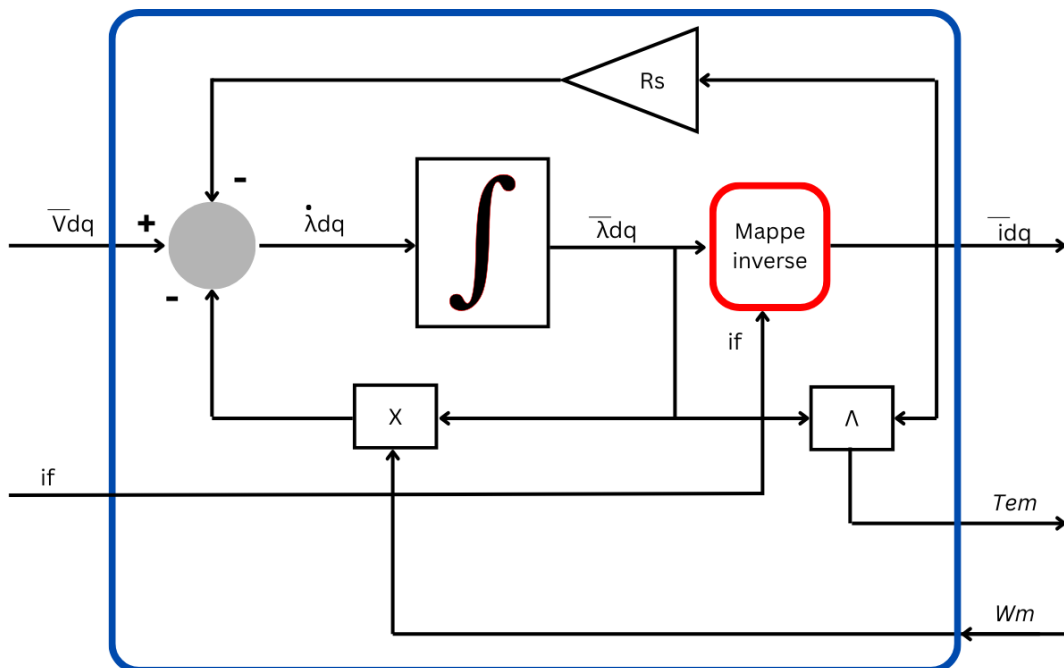


Figura 8: Modello statore motore EESM

### 1.2.1 Mappe Dirette e Inverse

Del motore noi partiamo avendo le mappe che descrivono le correnti e i flussi di statore  $I_d, I_q$  e  $F_d, F_q$  e la coppia  $T_e$  come per il PMSM ma si aggiunge la corrente

e il flusso dell'exciter  $I_f$  e  $F_f$  e la ampiezza e angolo del vettore spaziale di corrente dello statore  $i_s$  e  $A_s$  e sono tutte delle matrici 3D.

Si utilizza la ampiezza e l'angolo del vettore spaziale di corrente perché le diverse mappe sono rappresentate in coordinate polari e quindi il collegamento che lega le correnti  $i_d$  e  $i_q$  a  $i_s$  e  $A_s$  a parità di corrente di eccitamento  $i_f$  è:

$$I_d = I_s * \cos(A_s)$$

$$I_q = I_s * \sin(A_s)$$

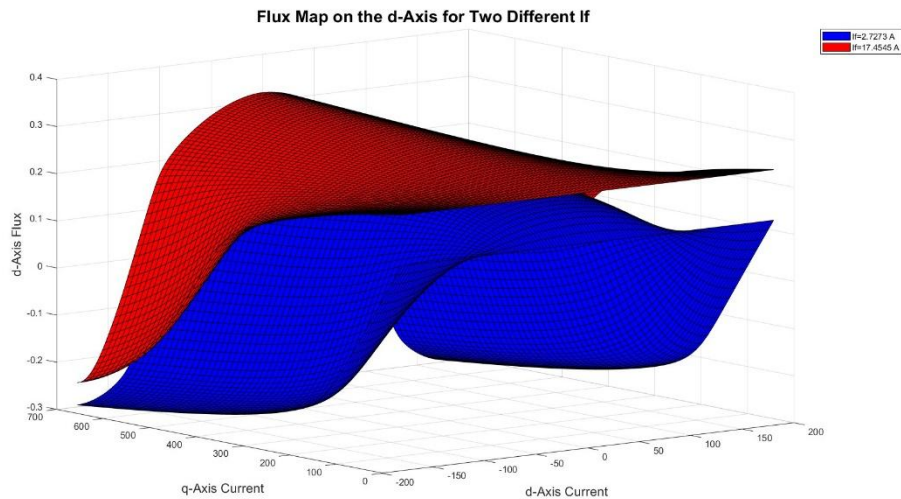


Figura 9: Mappa in coordinate polari del Flusso in asse d per due diverse correnti  $I_f$

Quindi l'esempio di una mappa diretta per il motore EESM è:

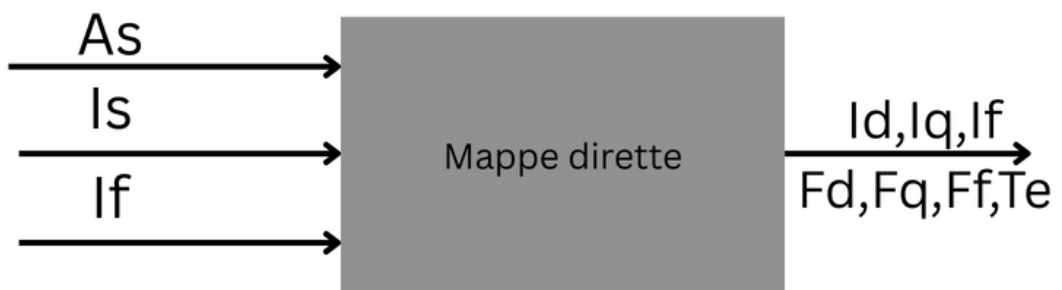


Figura 10: Mappa diretta in assi polari per motore EESM

---

Come per il motore PMSM avremo da invertire le mappe in modo da ottenere le correnti partendo dai flussi e lo faremo nello stesso modo per ogni valore di corrente  $i_f$  quindi è come se trattassimo un PMSM per diversi valori di corrente  $i_f$ .

Iniziamo ampliando la risoluzione delle mappe dirette utilizzando la funzione matlab *griddedinterpolant*.

***Griddedinterpolant:***

Si utilizza *griddedinterpolant* per eseguire l'interpolazione su un set di dati gridded 1-D, 2-D, 3-D o ND. La funzione restituisce l'interpolante F per il set di dati specificato. È possibile valutare F in un insieme di punti di query, ad esempio  $(x_q, y_q)$  in 2D, per produrre valori interpolati  $v_q = F(x_q, y_q)$ . I dati gridded sono un insieme di punti allineati e ordinati lungo gli assi. [4]

Iniziamo quindi modificando il nuovo dominio di  $i_s$ ,  $A_s$  e  $i_f$  calcolandone il massimo e il minimo e successivamente con *linspace* calcoliamo un vettore equidistante tra essi. Tramite *ndgrid* faccio la matrice di questi nuovi vettori. Questi vettori successivamente li passiamo all'interno della funzione *griddedinterpolant* dalla quale troveremo le mappe dirette delle altre variabili ma con una risoluzione maggiore.

Adesso per invertire le mappe iniziamo con un *for*  $i=1:Nf$ , dove NF rappresenta la grandezza del vettore ampliato della corrente  $i_f$ , e adesso rifacciamo lo stesso procedimento fatto per il PMSM per ogni valore di  $i_f$ , quindi poniamo le mappe a 4 quadranti quindi calcolandole anche a  $i_q$  negativa, calcoliamo il vettore dei flussi e correnti per darlo alla funzione *scatteredinterpolant* e otteniamo le mappe inverse tali per cui potremo ottenere tramite LUT i valori di corrente passando in ingresso valori di flusso.



Figura 11: Mappe inverse motore EESM

### 1.2.2 Rotore

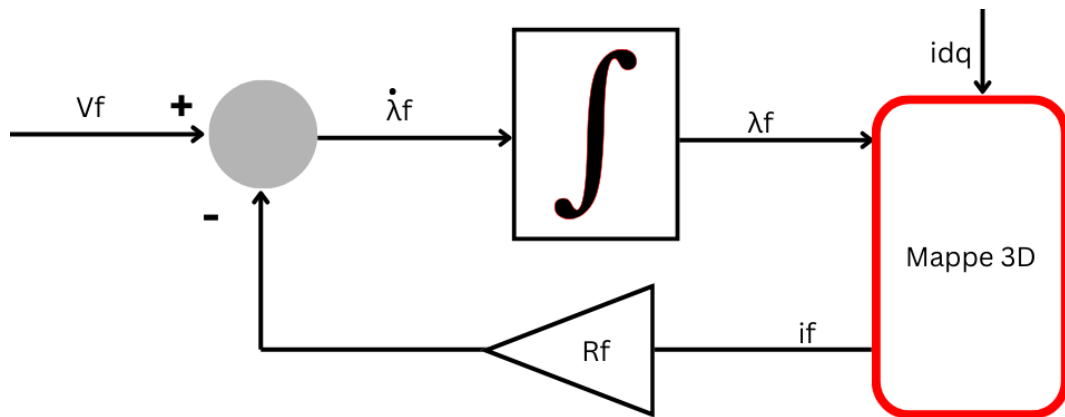


Figura 12: Modello semplificato rotore EESM

Nella figura sopra riportata è evidenziato un blocco chiamata “Mappe 3D” il quale ci consente di ottenere in output la corrente  $i_f$  avendo come input le correnti statoriche e il flusso rotorico. Andiamo ad analizzare come è stato fatto.

Partiamo calcolando il flusso rotorico massimo e minimo lungo la terza dimensione in modo da ottenere due mappe a 2D che dipenderanno dalle correnti statoriche. A questo punto calcoliamo il flusso rotorico per unita utilizzando la seguente formula

$$\lambda_{f,pu} = \frac{\lambda_f(A_s, I_s, I_f) - \lambda_{f,min}(A_s, I_s)}{\lambda_{f,max}(A_s, I_s) - \lambda_{f,min}(A_s, I_s)}$$

Questo calcolo viene fatto per rendere il flusso un parametro ben posto per l'interpolazione il che da robustezza al nostro modello.

Adesso calcoliamo i vettori di corrente statorica  $A_s$ ,  $i_s$  e rotorica  $i_f$  e anche il vettore del vettore rotorico in pu. Questi vettori li passiamo all'interno della funzione *scatteredinterpolant* e otteniamo una LUT 3D. Di conseguenza il modello all'interno del blocco rosso diventa

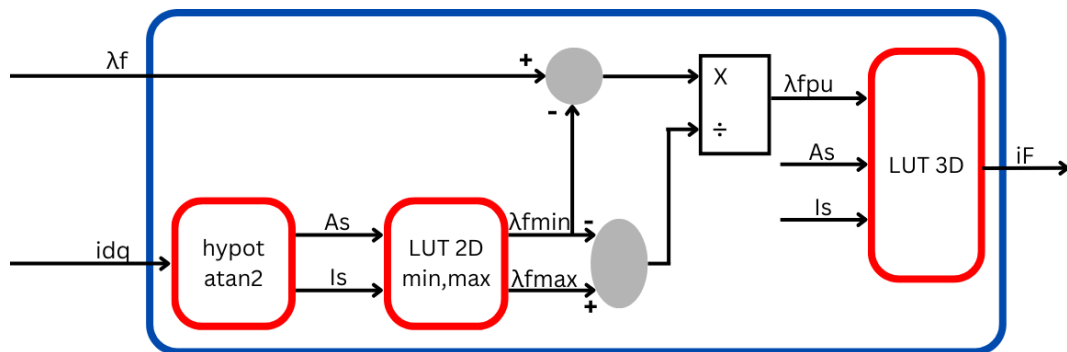


Figura 13: Modello mappa inversa rotore EESM

Abbiamo così ottenuto anche il modello di rotore del EESM

### 1.3 Perdite

In un motore sincrono a magneti permanenti si manifestano diversi fenomeni di tipo elettromagnetico. Non tutti, però, partecipano alla conversione dell'energia elettrica in energia meccanica (o viceversa); alcuni, al contrario, ostacolano questo processo.

Questi effetti vengono identificati come perdite della macchina elettrica e possono essere classificati in differenti categorie, ciascuna associata a specifici fenomeni fisici. In base al materiale interessato, si distinguono:

- Perdite nei materiali magnetici: La presenza di un campo magnetico alternato attraverso un pacco laminato determina perdite per due fenomeni: Isteresi magnetica e Correnti parassite.
- Perdite nei materiali conduttori: Quando il conduttore è attraversato da una corrente alternata, dissipa una potenza sotto forma di calore e si presenta il fenomeno dell'effetto pelle.

### PERDITE NEI MATERIALI MAGNETICI

I materiali ferromagnetici dolci vengono impiegati nella realizzazione del pacco lamierini di statore e di rotore, i materiali ferromagnetici duri per la produzione di magneti permanenti. Le proprietà del materiale diventano cruciali nel determinare le prestazioni della macchina elettrica. L'analisi e modellizzazione di un motore IPM deve considerare i termini di perdita citati, affinché le simulazioni risultino accurate. Come anticipato, possiamo definire le perdite nei materiali magnetici come perdite interne  $P_i$ , date dalla somma di: perdite nel ferro per isteresi, perdite nel ferro per correnti parassite e perdite nei magneti permanenti per correnti parassite.

$$P_i = P_{fe,h} + P_{fe,c} + P_{PM,e}$$

Ciascuno dei termini di perdita elencati può essere calcolato o stimato con relazioni più o meno empiriche, ma che non sono oggetto di questa tesi. Dalle mappe di perdita ottenute per via sperimentale per una frequenza base  $f_0$  e una temperatura di riferimento  $\theta_0$ , si possono ricavare i valori di perdita secondo le relazioni sotto riportate:

$$P_{fe,h}(I_d, I_q, f_e) = P_{fe,h}(I_d, I_q, f_0) \left(\frac{f_e}{f_0}\right)^{k_h}$$

$$P_{fe,c}(I_d, I_q, f_e) = P_{fe,c}(I_d, I_q, f_0) \left(\frac{f_e}{f_0}\right)^{k_c}$$

$$P_{PM,e}(I_d, I_q, f_e) = P_{PM,e}(I_d, I_q, f_0) \left(\frac{f_e}{f_0}\right)^{k_e}$$

Nel caso del motore EESM le perdite per correnti parassite all'interno dei magneti permanenti  $P_{PM,e}$  non saranno presenti.

### PERDITE NEI MATERIALI CONDUTTORI

Negli avvolgimenti delle fasi di statore fluisce la corrente che genera il campo magnetico rotante. Tale corrente, una volta fissata la tensione imposta alle fasi, è

definita dalla proprietà di conduttività del materiale conduttore (rame) e dalla lunghezza e sezione degli avvolgimenti. Ovvero i materiali conduttori presentano una resistenza al passaggio di corrente, limitandone l'ampiezza.

Si definiscono quindi le perdite resistive nello statore, causate dalla resistenza elettrica dei conduttori delle fasi. Tali perdite dipendono dalla corrente circolante e dalla temperatura del materiale conduttore, che influisce sul valore della resistenza:

$$R_{S,DC}(\theta^\circ) = R_{S,DC}(\theta_0^\circ) * \frac{234.5^\circ + \theta_s^\circ}{234.5^\circ + \theta_0^\circ}$$

L'altro fenomeno di perdita nei conduttori è l'effetto pelle: la densità di corrente nella sezione del conduttore non è uniforme, bensì tende ad aumentare verso i bordi del cavo al crescere della frequenza. Per tener conto di questa non-idealità si fa uso del fattore di skin-effect  $k_{se}$  dipendente da frequenza e temperatura. Con questo fattore possiamo calcolare:

$$R_{S,AC}(\theta^\circ) = R_{S,DC}(\theta^\circ) * k_{se}(f_e, \theta^\circ)$$

*MODELLO EQUIVALENTE*

Lo schema elettrico tenendo conto delle perdite si modifica così:

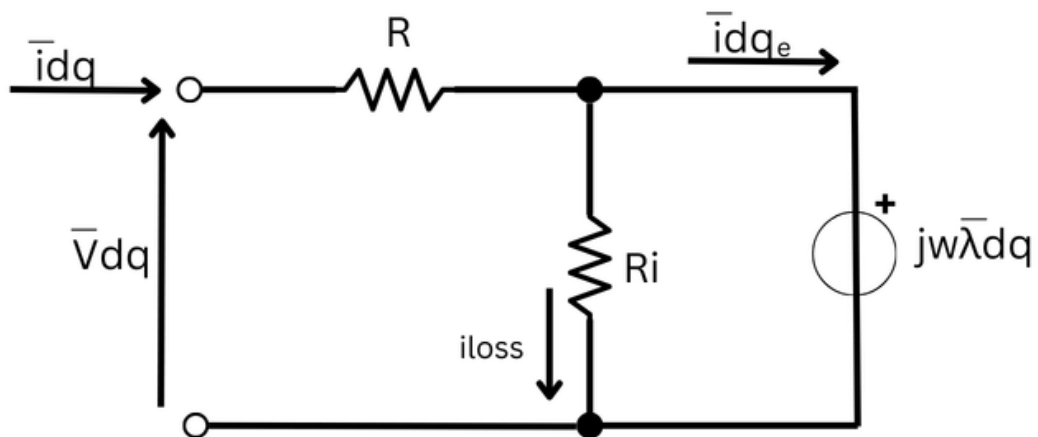


Figura 14: modello motore con perdite

Avendo il modello motore possiamo ricavare la  $i_{loss}$  per entrambi gli assi dove  $\delta$  rappresenta l'angolo del vettore flusso rispetto all'asse d:

$$i_{loss,d} = \frac{e_d}{R_i} = \frac{-w\lambda_q}{R_i} = \frac{-w\lambda \sin \delta}{R_i}$$

$$i_{loss,q} = \frac{e_q}{R_i} = \frac{w\lambda_d}{R_i} = \frac{w\lambda \cos \delta}{R_i}$$

A questo punto quello che ci resta da fare è calcolare il modulo della corrente  $i_{loss}$

$$i_{loss} = \frac{w\lambda}{R_i}$$

Pero sappiamo che

$$P_i = \frac{3}{2} \frac{|e_{dq}|^2}{R_i} = \frac{3}{2} \frac{w^2 \lambda^2}{R_i}$$

Di conseguenza

$$\frac{1}{R_i} = \frac{2}{3} \frac{P_i}{w^2 \lambda^2}$$

Quindi il calcolo della corrente di modifica come:

$$i_{loss} = \frac{w\lambda}{w^2 \lambda^2} \frac{2}{3} P_i = \frac{1}{w\lambda} \frac{2}{3} P_i = \frac{1}{2\pi f_e \lambda} \frac{2}{3} P_i$$

$$i_{loss} = \frac{1}{3\pi f_e \lambda} P_i$$

Risulta possibile osservare che per valori di frequenza elettrica tendente a zero, i contributi di perdita generati da tale modello saranno nulli, mentre per valori di flusso prossimi a zero, il modello avrà un punto di singolarità e tenderà a divergere.

In simulink avremo delle mappe rappresentanti le perdite nel ferro per isteresi e correnti parassite a  $f_0$  e abbiamo anche gli esponenti  $k_h$ ,  $k_c$  e  $k_e$  con i quali potremo calcolare le varie perdite. Le mappe rappresentanti le perdite utilizzeremo nuovamente la funzione *griddedinterpolant* al fine di aumentare la risoluzione di tali mappe. Successivamente dovremo calcolare la  $f_e$  e definiremo un dominio del numero di giri  $nm$  in questo modo oltre alla dipendenza dalle correnti che è come ci hanno dato le mappe di perdita introduciamo una dipendenza anche della frequenza e poi facendo le equazioni sopra riportate riusciamo a calcolare la perdita  $P_i$ . così facendo potremo calcolare una mappa  $i_{loss}$  che dipende dalle correnti  $I_d$  e  $I_q$  e dalla frequenza.

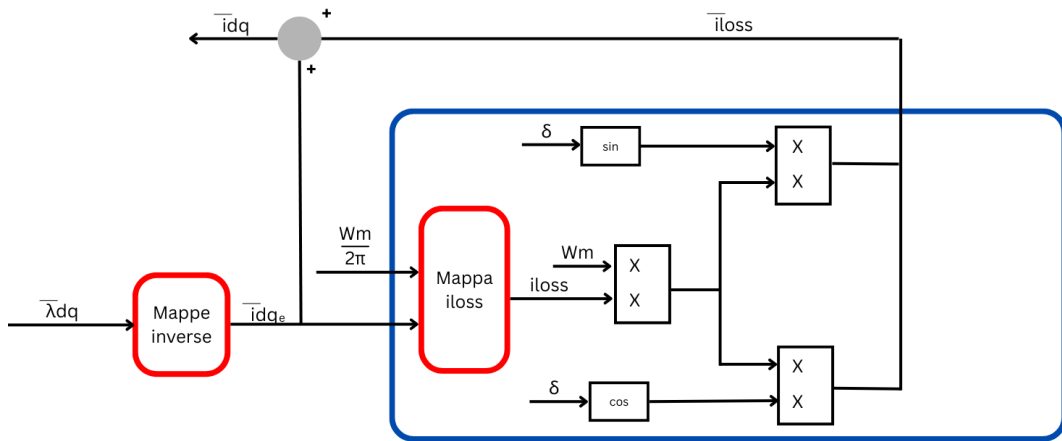


Figura 15: modello Simulink statore PMSM con perdite

Per rappresentare le perdite nei materiali ci è stato fornito una mappa che ci definisce il  $k_s$  in funzione della frequenza e della temperatura. Quindi la resistenza statorica si modifica come segue:

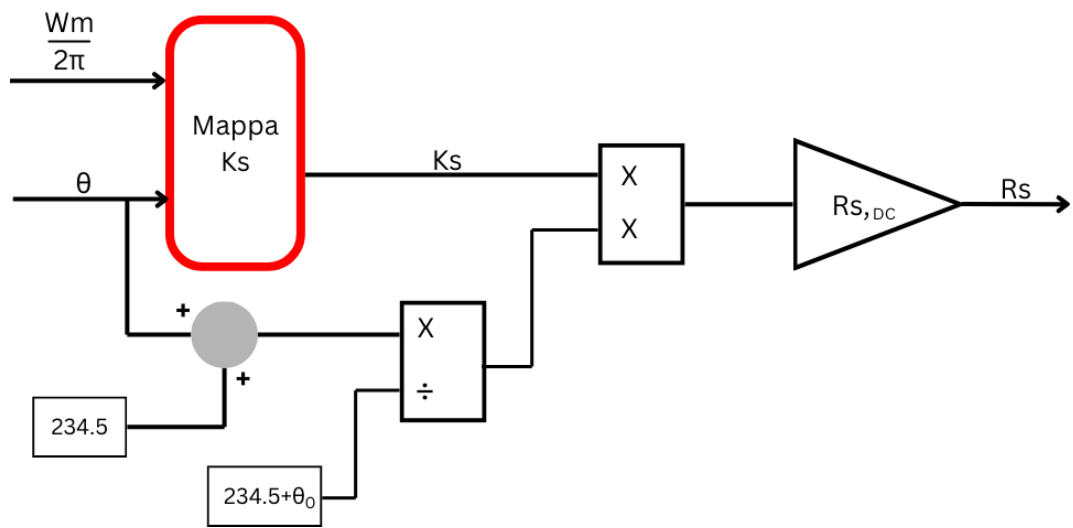


Figura 16: modello Simulink resistenza con perdite

## 1.4 Input e Output

Abbiamo capito finora quali com'è formato il modello dello statore e rotore dei nostri motori cerchiamo di raggruppare il tutto fornendo anche gli input e gli output necessari per questo modellistica del motore:

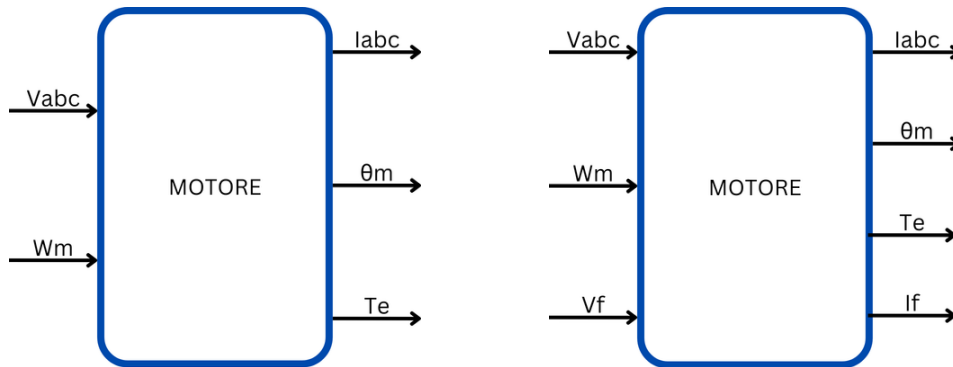


Figura 17: Input e Output motore PMSM (sx) EESM (dx)

Come si può osservare le tensioni e correnti sono con riferimento abc, per trasformarle in assi dq basterà semplicemente utilizzare le trasformate di Clark e park e viceversa per trasformare da assi dq a assi abc. Il motore EESM necessita di una tensione anche sull'asse f rispetto al PMSM.

La velocità in input del motore è calcolata utilizzando l'inerzia del motore

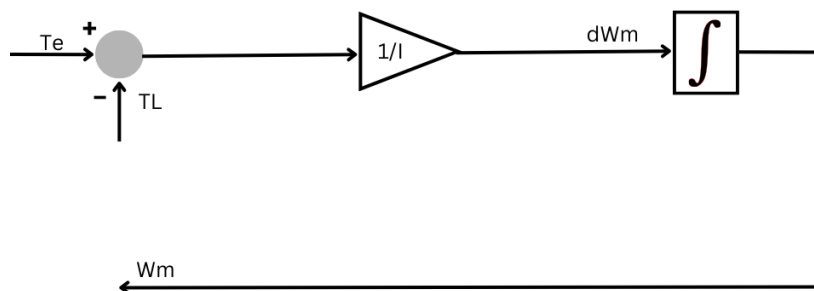


Figura 18:schema simulink calcolo velocità motore

Dall'uscita del motore tramite la coppia troviamo il valore di velocità da usare in input del motore, la  $I$  è l'inerzia del motore dal valore di  $0.0065 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$  e  $T_L$  è la coppia di carico.

Adesso servirà capire come calcolare le tensioni  $V_{abc}$  e  $V_f$ , per il caso EESM.

---

## Capitolo 2

# 2 Modellistica convertitore

I convertitori statici dell'energia elettrica sono elemento chiave nei sistemi di propulsione elettrica: grazie ad un convertitore elettrico è possibile gestire ed adattare i parametri elettrici tra una sorgente (batteria o sistema di accumulo) e uno o più attuatori (motore elettrico). I parametri elettrici modificabili sono il regime (AC o DC), la frequenza, l'ampiezza. Agendo sul regime è possibile alimentare le fasi di un motore AC a partire da una sorgente DC. Il convertitore statico che adempie a tale compito è noto come "inverter" e basa il proprio funzionamento su interruttori elettronici, che commutando rapidamente, permettono di generare una forma d'onda alternata. Il processo di commutazione avviene impiegando la tecnica di modulazione PWM, che consente di approssimare la forma d'onda sinusoidale desiderata. Nel caso studio di questa tesi, inoltre, sarà necessario l'impiego di un ulteriore convertitore DC-DC, noto come Buck, al fine di controllare la tensione di alimentazione dell'avvolgimento di rotore.

### 2.1 Inverter

L'inverter per un azionamento elettrico è il dispositivo elettronico di potenza che converte la tensione continua di alimentazione in tensione alternata a frequenza e ampiezza variabile. L'inverter è formato da 3 poli di commutazione bidirezionali in corrente e un'unica alimentazione DC. [5]

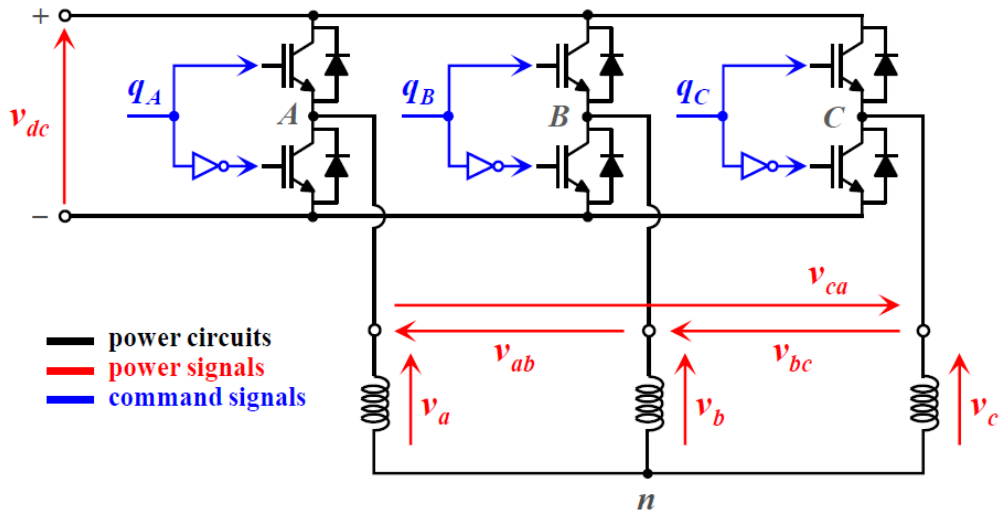


Figura 19: Modello inverter trifase [2]

In figura possiamo notare i segnali di comando  $q_a-q_b-q_c$  che servono per comandare i poli di commutazione. Essi vengono calcolati tramite un PWM modulator che confronta i duty cycle  $d_a-d_b-d_c$  con un segnale *carrier*.

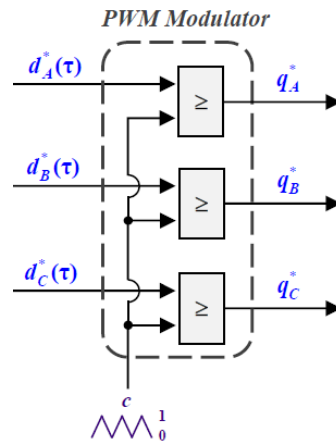


Figura 20: Modello PWM modulator [2]

Osserviamo ora le formule tali per ottenere la tensione  $v_{abc}$  avendo in ingresso i duty cycle di riferimento  $d_a^*$   $d_b^*$   $d_c^*$ .

$$v_a = v_{A0} - v_{n0}$$

$$v_b = v_{B0} - v_{n0}$$

$$v_c = v_{C0} - v_{n0}$$

Per dei carichi simmetrici ed equilibrati la  $v_{n0}$  è uguale a

$$v_{n0} = \frac{V_{A0} + V_{B0} + V_{C0}}{3}$$

Mentre le tensioni  $v_{A0}$   $v_{B0}$   $v_{C0}$

$$v_{A0} = (2q_a - 1) \frac{V_{dc}}{2}$$

$$v_{B0} = (2q_b - 1) \frac{V_{dc}}{2}$$

$$v_{C0} = (2q_c - 1) \frac{V_{dc}}{2}$$

L'unica cosa che ci resta da calcolare sono i duty cycle avendo come ingresso la tensione di riferimento  $v_{abc}^*$ . Questo calcolo viene effettuato tramite delle tecniche di modulazione che possono essere continue o discontinue. Per questa tesi viene utilizzato una modulazione continua che ha il seguente schema:

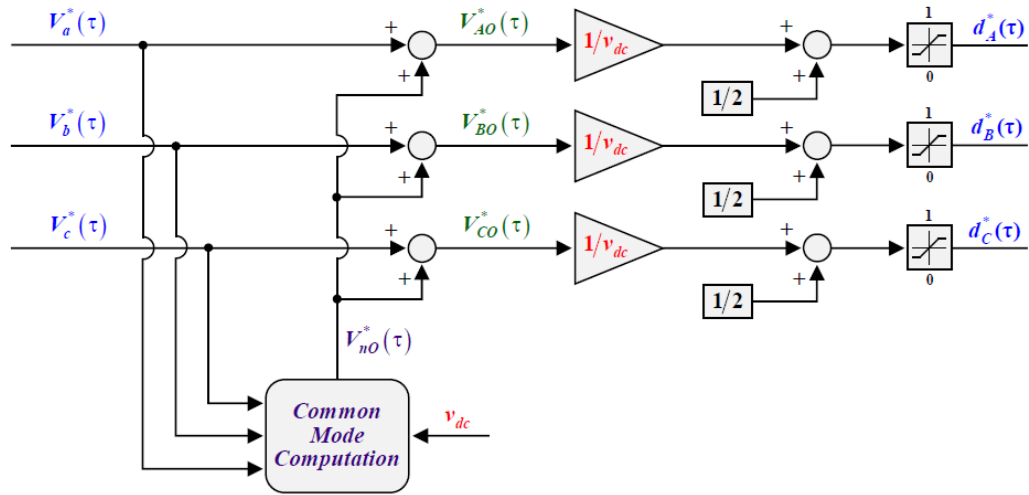


Figura 21: schema continuous modulation [2]

Esistono diversi tipi di modulazione continua:

- Sinusoidal Modulation (S-PWM)
- Space-Vector Modulation (SV-PWM)
- Third-Harmonic Injection (THI6-PWM & THI4-PWM)

Tra di esse varia solo come viene calcolata la tensione di modo comune  $V_{no}^*$ , per questa tesi verrà utilizzato la modulazione di tipo Space Vector dove il calcolo della tensione di modo comune è la seguente:

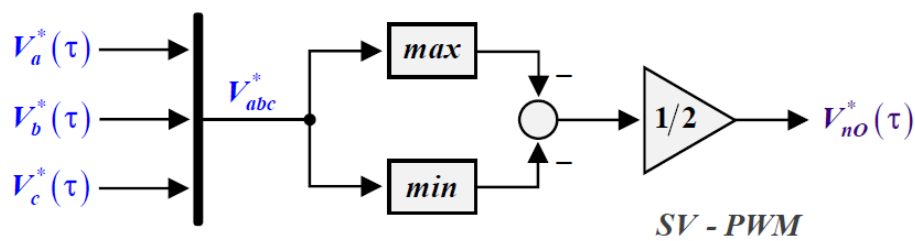


Figura 22: Calcolo tensione di modo comune per Space-Vector modulation [2]

L'inverter verrà utilizzato per il motore PMSM che per il EESM. Per l'EESM verrà anche utilizzato un ulteriore convertitore DC-DC di tipo buck

## 2.2 Buck

L'avvolgimento di rotore della macchina EESM necessita di un'alimentazione controllata affinché la corrente di rotore sia imposta correttamente. Per effettuare tale regolazione nell'applicazione reale si fa uso di un convertitore "ponte ad H", che garantisce la possibilità di invertire il senso della corrente di rotore. Tuttavia, ai fini della simulazione si è considerato il caso semplificato con soli valori positivi di corrente  $i_f$  per cui è sufficiente l'implementazione di un convertitore buck

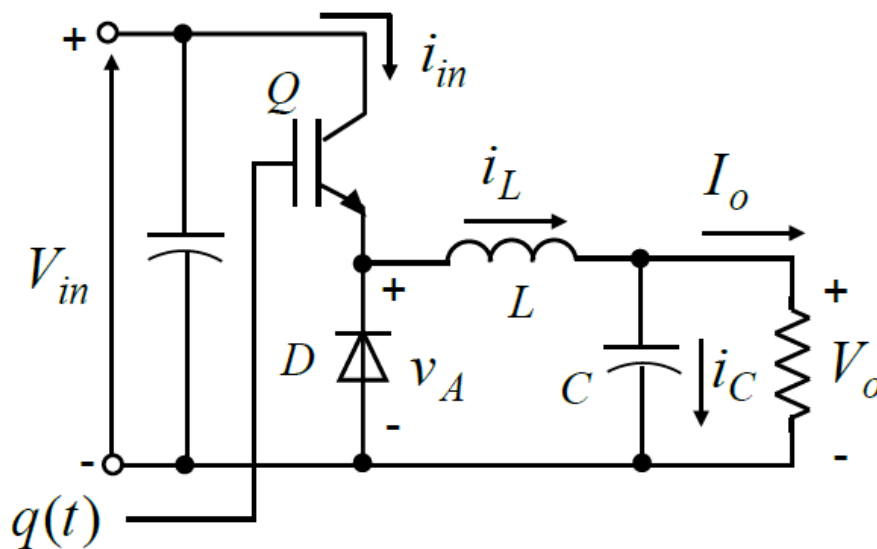


Figura 23: modello convertitore Buck con carico RLE [6]

Il convertitore Buck è composto da un singolo polo di commutazione dove il transistor funziona con una frequenza di commutazione  $f_s = 1/T_s$  e con un duty-cycle *d'impostato* dalla funzione di commutazione  $q(t)$ . Andiamo ad osservare l'equazione del suo funzionamento:

$$V_o = dV_{in}$$

Per rappresentarlo in simulink le equazioni che useremo saranno le seguenti:

$$d_f = \frac{V_f^*}{V_{dc}}$$

$$V_f = V_{dc} * q_f$$

$q(f)$  viene calcolata confrontandola con un segnale carrier che è un'onda triangolare che va da 0 a 1 con una frequenza chiamata frequenza di switching.

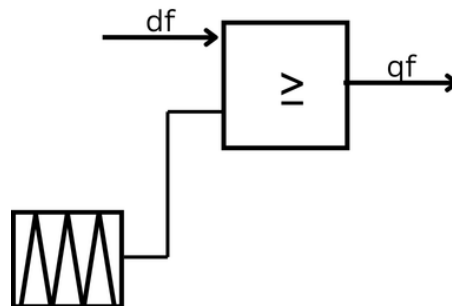
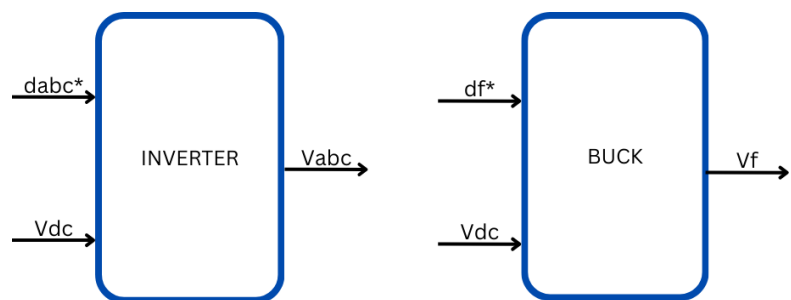


Figura 24: Calcolo di  $q_f$  per il convertitore buck

Frequenza di switching è stata posta pari a 8000Hz

### 2.3 Input Output Simulink

Per rappresentare i convertitori all'interno di simulink utilizzeremo per comodità come ingresso i duty cycle di riferimento e non le tensioni di riferimento  $v_{abc}^*$  -  $v_f^*$ ; questo perché le tensioni di riferimento saranno all'interno dello schema di controllo perché per il funzionamento di alcuni meccanismi di controllo è necessario avere in feedback i duty cycle



*Figura 25: INPUT OUTPUT convertitore DC-AC (sx) DC-DC (dx)*

---

## Capitolo 3

### 3 Profili MTP<sub>x</sub>

Al fine di realizzare un controllo dei motori presentati è necessario precedentemente effettuare dei calcoli che riguardano la valutazione di prestazione dei singoli motori. Come già detto nei capitoli precedenti noi a disposizione abbiamo anche la mappa di coppia che sarà in 2D per il PMSM e in 3D per il EESM questo perché oltre alle due correnti di statore sarà rappresentato anche dalla corrente dell'exciter. Tramite essa possiamo calcolare l'MTPA e l'MTPV dei rispettivi motori.

MTPA e MTPV sono sigle che stanno per Maximum Torque Per Ampere o Volt che significa la coppia massima disponibile per la corrente che si ha a disposizione o il flusso che si ha a disposizione.

#### 3.1 Funzioni matlab

Prima di mostrare come sono stati calcolati e come si presentano i vari profili di MTPA e MTPV è necessario introdurre delle funzioni Matlab che sono state necessarie ai fini di effettuare i calcoli:

$x$ ,  $y$  sono le coordinate per la funzione  $Z$ , per il nostro caso  $x$  e  $y$  rappresentano quindi le coordinate statoriche, mentre la  $Z$  rappresenta la mappa di coppia  $T_e$

*contour* ( $x$ ,  $y$ ,  $Z$ , *level*)

La funzione " *contour* " fornita dalle librerie MATLAB [4] `è in grado di rappresentare l'andamento di una grandezza su una griglia definita di punti, con curve che collegano le regioni caratterizzate dallo stesso valore numerico, facilitando l'individuazione di tendenze e la comparazione tra diverse configurazioni operative. Utilizzando " *contour* " `è possibile ottenere la rappresentazione grafica di superfici tridimensionali attraverso curve di livello bidimensionali, permettendo una visualizzazione immediata della variazione di una grandezza su un piano cartesiano. Si

tratta dunque di uno strumento vantaggioso per il calcolo delle isocurve di coppia di un motore elettrico, se si ha a disposizione la relazione tra le correnti in assi (d-q) e la coppia elettrica generata. Nel caso di questa tesi in particolare, si è fatto uso della funzione "contour" la quale per ogni coppia che le viene passata ci restituisce tutte le isocoppie di corrente che generano quella coppia e il numero di quante sono queste combinazioni.

Il problema della funzione "contour" è che i profili che possono descrivere una determinata coppia possono essere più di uno

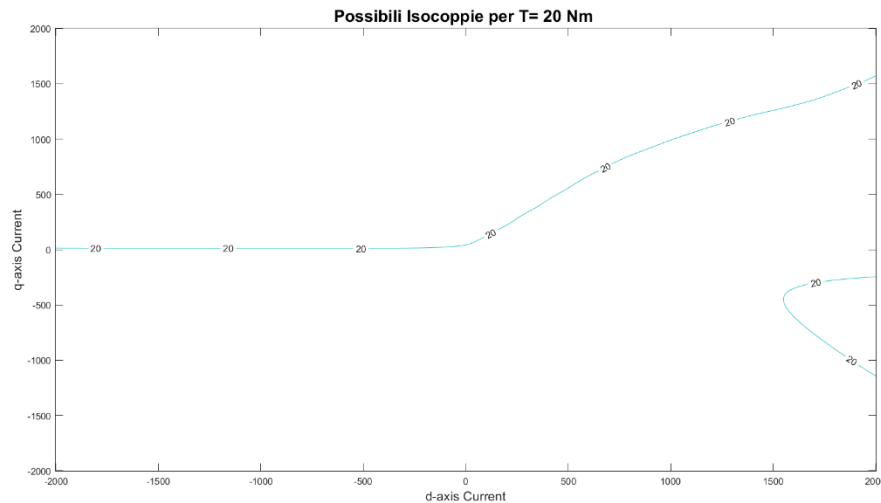


Figura 26: possibili isocoppie per  $T=20$  Nm motore PMSM

La funzione quindi mi restituirà più profili per la stessa coppia e sarà necessario unire tutti i profili sono un unico vettore al fine di ottenere tutte le possibili combinazioni in unico vettore così da dover gestire solo un singolo vettore.

### 3.2 Calcolo MTPA, MTPV

Una volta che abbiamo ottenuto in un vettore tutte le possibili combinazioni per ottenere una determinata coppia il nostro obiettivo diventa capire la combinazione per cui la corrente statorica sia minore al fine di calcolare l'MTPA e il flusso statorico sia minore al fine di calcolare l'MTPV.

Per farlo utilizziamo la classica funzione *min* sul vettore che raggruppa il modulo di corrente statorica  $i_s$ .

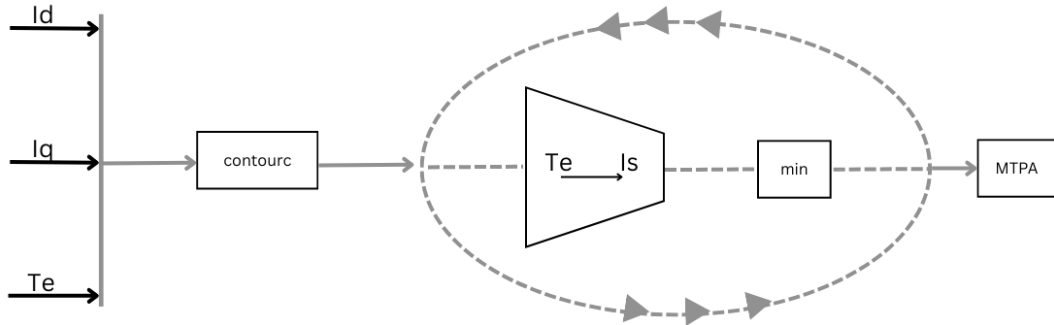


Figura 27: Schema logico calcolo MTPA per PMSM

Per l'MTPV il processo utilizzato è lo stesso solo che al posto di calcolare il valore minimo del vettore di corrente statorica andrò ad utilizzare il flusso statorico  $F_s$ .

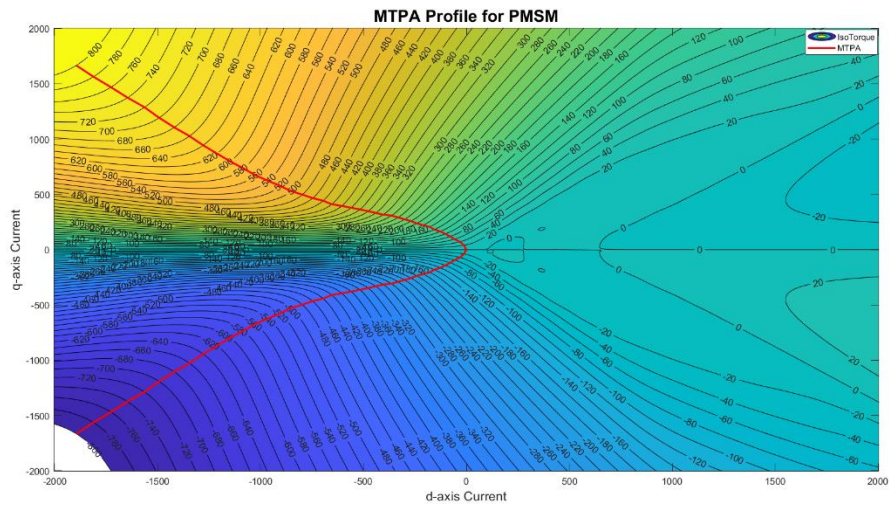


Figura 28: Grafico della curva di MTPA di un motore PMSM nel piano delle correnti

Come si poteva ipotizzare l'MTPA è simmetrico rispetto all'asse di corrente q

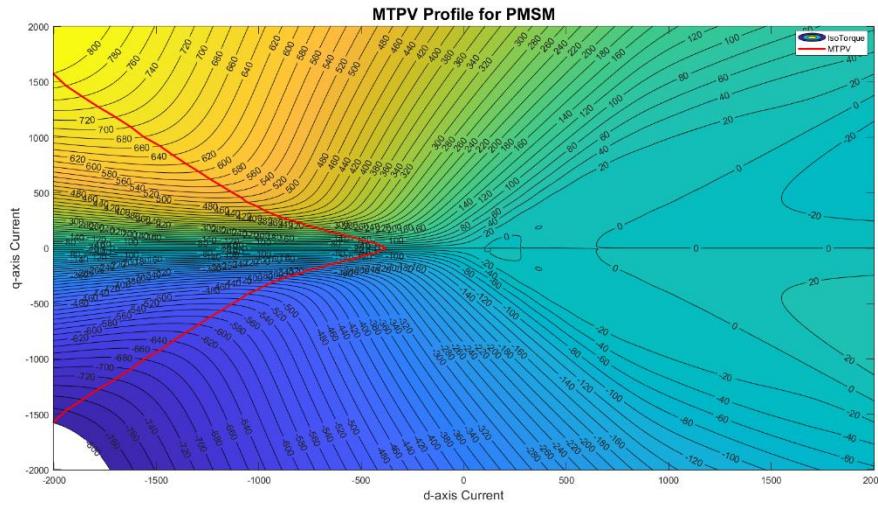


Figura 29: Grafico della curva di MTPV di un motore PMSM nel piano delle correnti

Anche per l'MTPV c'è una simmetria rispetto allo stesso asse.

Per il motore EESM il procedimento sarà lo stesso ma iterato ossia effettueremo lo stesso calcolo ma per ogni valore di corrente  $i_j$ , di conseguenza, lo schema logico cambia leggermente e diventa questo

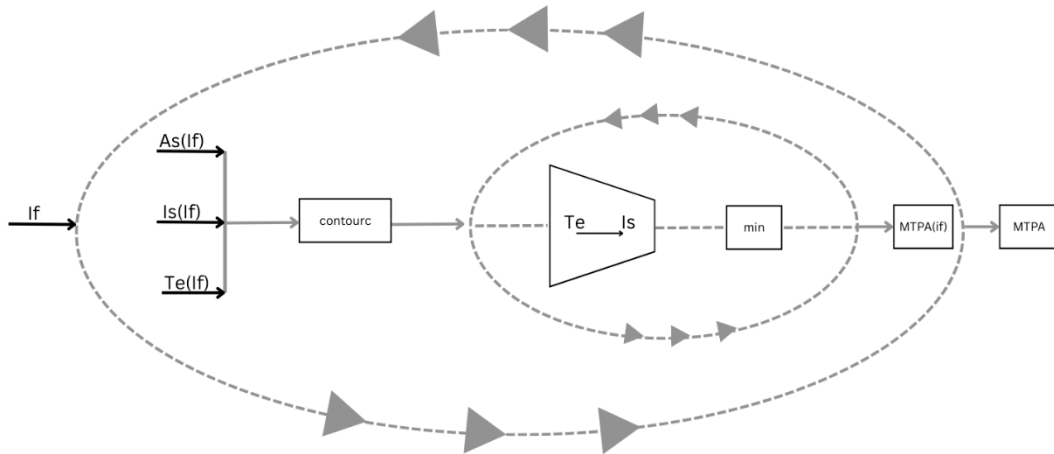


Figura 30: Schema logico calcolo MTPA per EESM

Per il motore PMSM il profilo di MTPA e MTPV è rappresentato da un insieme di punti che formano una linea, per il motore EESM questi profili sono rappresentati anche da una line per ogni valore di corrente  $i_j$  per cui andiamo a calcolare l'MTPA

e MTPV si creerà quindi una sorta di superficie che non è altro che tanti profili sovrapposti.

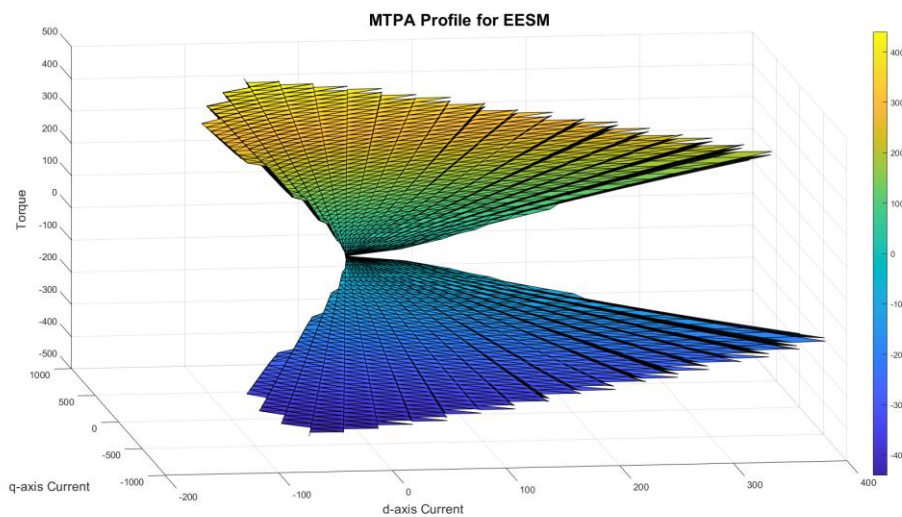


Figura 31: Profilo MTPA di un motore EESM nel piano di correnti d-q

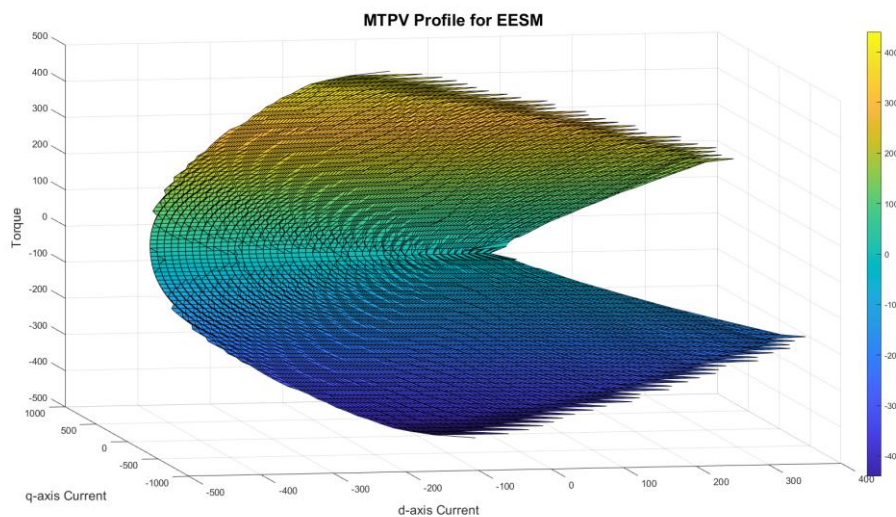


Figura 32: Profilo MTPV di un motore EESM nel piano di correnti d-q

---

## Capitolo 4

# 4 Controllo Digitale

### 4.1 Introduzione

Esistono diversi approcci di Controllo:

- Current Vector Control CVC, la regolazione di coppia è controllata direttamente dalle componenti del vettore statorico delle correnti
- Direct Torque Control DTC, la regolazione avviene controllando direttamente l'ampiezza del vettore statorico del flusso e la coppia
- Direct Flux Vector Control DFVC, la regolazione di coppia è effettuata controllando l'ampiezza del vettore statorico e la componente di corrente che produce coppia [7]

Questi rappresentano solo alcuni dei controlli possibili; per questa tesi noi andremo ad utilizzare inizialmente un controllo di tipo CVC per poi effettuare un controllo sensorless utilizzando il DFVC.

Sarà necessario prima introdurre le mappe di controllo che abbiamo dovuto calcolare al fine di ottenere da un riferimento di coppia ideale un riferimento reale che dipende dallo stato in cui si trova il motore.

Successivamente introdurremo gli stimatori e osservatori necessari affinché il controllo possa diventare sensorless.

Tutto quello che viene discusso in questo capitolo è stato posto all'interno di un triggered subsystem ossia un sottosistema che viene eseguito solo quando si verifica un evento di trigger, invece che a ogni passo di simulazione questo comporta che all'interno di questo sottosistema agiremo in tempo discreto e non continuo. Il trigger viene impostato per agire ad una frequenza pari a quella di switching

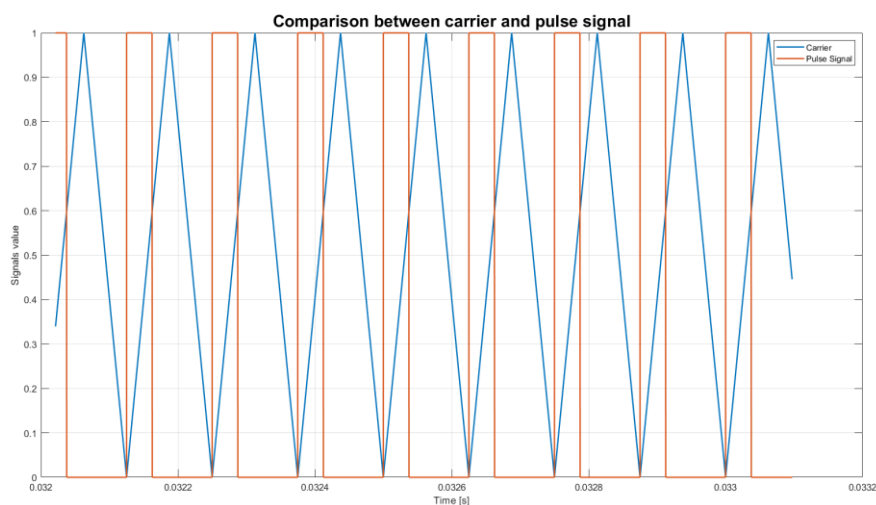


Figura 33: comparazione tra carrier e pulse generator

Come si può vedere abbiamo posto una pulsazione di trigger che combacia ogni vertice basso del segnale carrier.

## 4.2 Mappe di controllo e riferimenti

*PMSM*

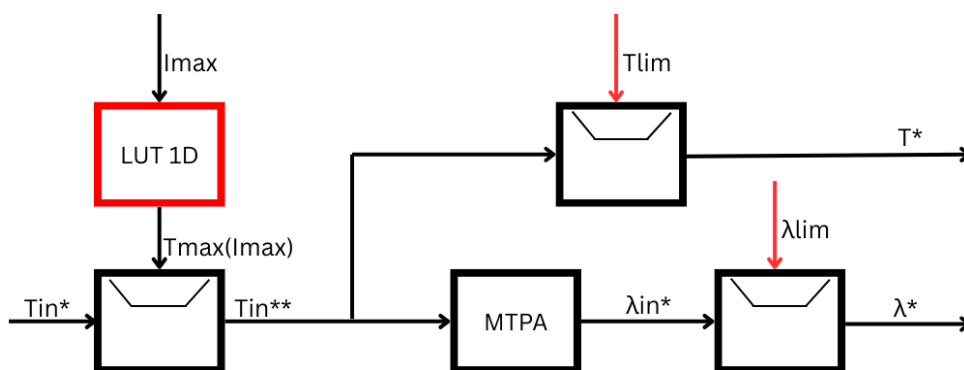


Figura 34: schema Simulink riferimenti per un motore PMSM

Partendo dal riferimento ideale di coppia lo andiamo a saturare alla coppia massima che dipende dalla corrente massima di statore che abbiamo in quel momento. Otteniamo così una coppia iniziale di riferimento  $T_{in}^{**}$ .

La LUT 1D rappresenta un'associazione diretta tra la corrente storica massima, che consentiamo di raggiungere in modo da non rovinare il motore, e la coppia massima che si può produrre con questa corrente. Per effettuare questa associazione noi l'abbiamo già calcolata ed è rappresentata dal MTPA.

Per questo motore abbiamo impostato una corrente di 1500 A.

La coppia  $T_{in}^{**}$  viene successivamente passata per un'altra LUT del MTPA dalla quale si ottiene il flusso iniziale di riferimento  $\lambda_{in}^*$ . Questo come la coppia vengono entrambi limitati dai loro rispettivi limiti  $\lambda_{lim}$ ,  $T_{lim}$ .

Il  $\lambda_{lim}$  viene calcolato dalla velocità meccanica del motore mentre per la  $T_{lim}$  sarà necessario calcolare una mappa che identifica la coppia limite seconda dei valori massimi e minimi della corrente e del flusso di statore.

Per il calcolo per la  $\lambda_{lim}$  partiamo dalla formula elettromagnetica:

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i} + j\omega \bar{\lambda}$$

Ipotizziamo per semplicità di semplificare il calcolo della  $\lambda_{lim}$  considerando il valore di  $R_s$  trascurabile per cui il calcolo della  $\lambda_{lim}$  diventa:

$$\bar{\lambda} = \frac{\bar{v}_s}{j\omega} = \frac{v_{dc}}{\sqrt{3}j\omega}$$

In questo modo abbiamo ottenuto il flusso limite che abbiamo a disposizione quando siamo ad una velocità  $\omega$ .

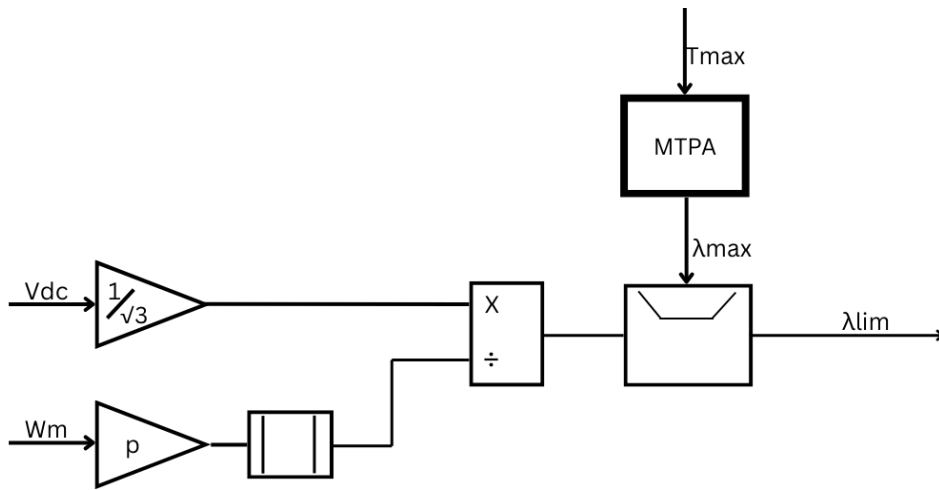


Figura 35: schema Simulink per calcolo della  $\lambda_{lim}$

Il  $\lambda_{max}$  è calcolato per dare un tetto massimo oltre il quale la  $\lambda_{lim}$  non deve andare.

Per il calcolo della  $T_{lim}$  come già accennato in precedenza abbiamo dovuto calcolare una mappa, la quale dato il valore di  $\lambda_{lim}$  e  $I_{max}$  fosse in grado di restituirci il valore limite di coppia  $T_{lim}$ .

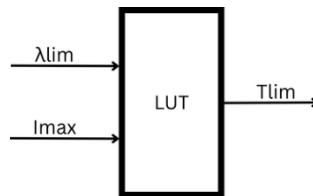


Figura 36: schema simulink LUT per calcolo coppia limite

Per farlo siamo partiti ricavando il valore massimo di corrente  $I_s$  e di flusso  $\lambda_s$  statorico. Successivamente abbiamo fissato un valore minimo per entrambi: per il flusso  $\lambda_s$  non possiamo porre 0 perché per deflussare completamente dovrei raggiungere una velocità tendente a infinito e inoltre non so se ho abbastanza corrente per farlo decidiamo quindi di porre un valore pari ad un decimo del valore massimo; per la corrente invece, il valore minimo potrebbe essere 0 ma se fosse così mi potrei permettere solo un alcuni punti di  $\lambda_{lim}$  quindi ipoteticamente la corrente minima sarebbe quella nominale per evitare rischi, decidiamo di porre un valore pari ad un quinto rispetto al valore massimo.

Una volta fatto questo creiamo due vettori di  $N$  componenti equi distanziati di flusso e corrente dove gli estremi sono i valori massimi e minimi calcolati in precedenza.

A questo punto utilizziamo la funzione *griddedinterpolant* per avere una risoluzione maggiore delle mappe di flusso, corrente e coppia.

Calcoliamo ora tramite la concatenazione di due cicli *for* una matrice composta dal valore massimo di coppia a disposizione al valore  $x$  e  $y$  dei vettori di flusso e corrente. Per fare ciò ad ogni iterazione cercheremo gli indici per cui la mappa  $I_s$  e  $\lambda_s$  siano minori o uguali rispetto ai valori di  $x$  e  $y$  dei vettori di flusso e corrente per quella specifica iterazione e successivamente andiamo a trovare il valore massimo di coppia tra tutti questi indici.

Troveremo in questo modo la seguente mappa

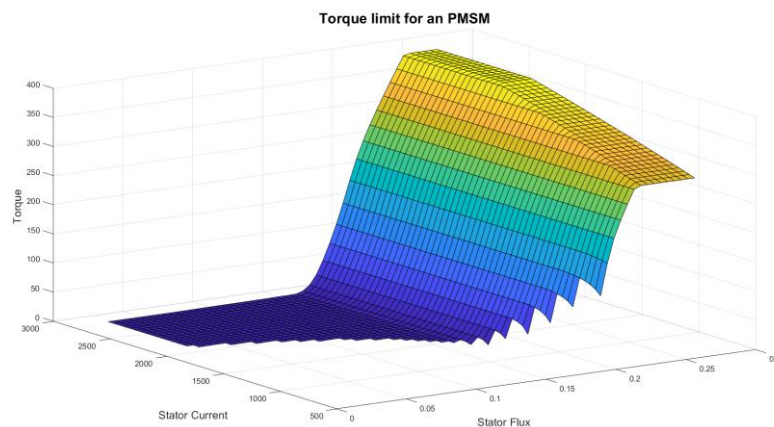


Figura 37: Coppia limite di un motore PMSM

Lo schema completo dei riferimenti per un PMSM si presenta in questo modo

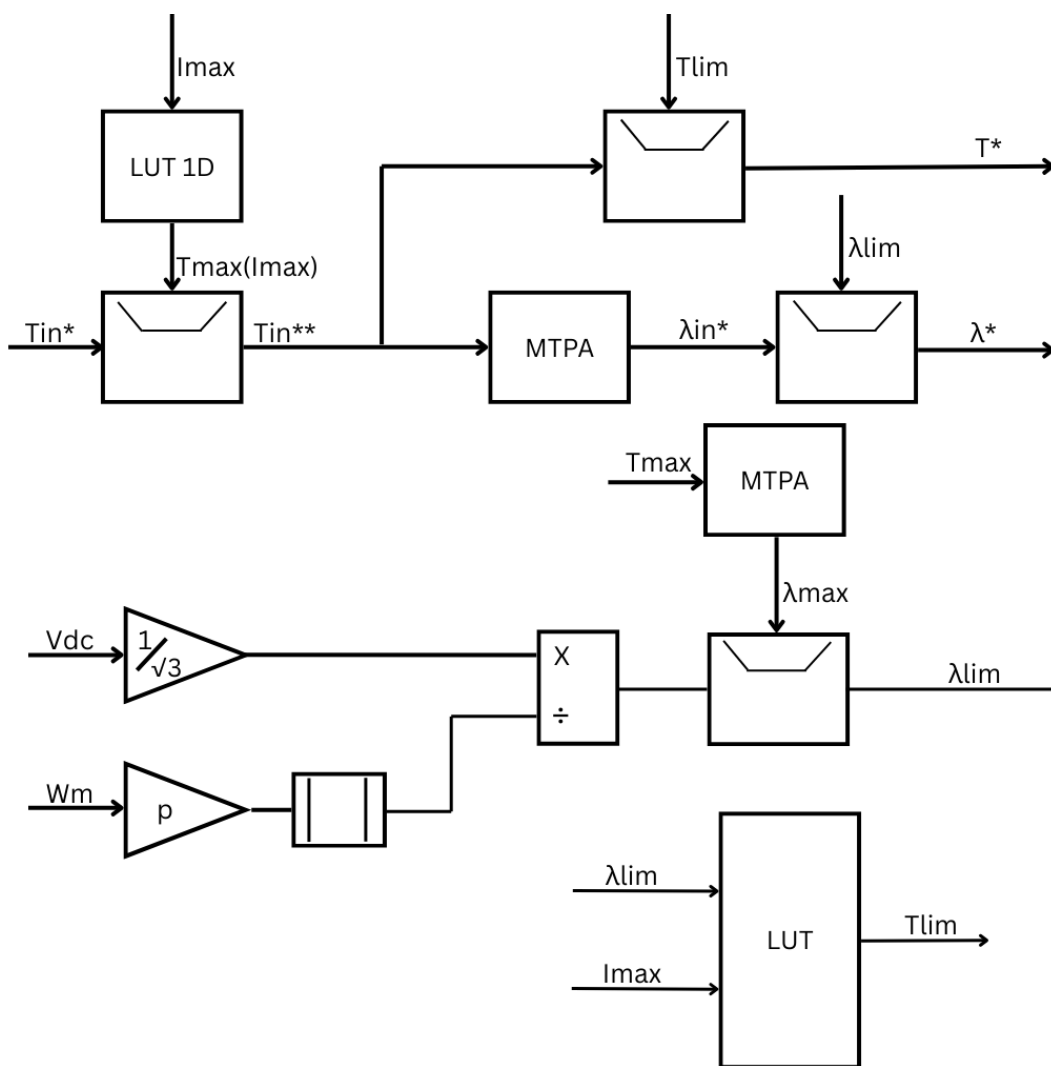


Figura 38: schema Simulink completo per calcolo dei riferimenti

*EESM*

Il motore EESM si procede in modo simile a quello fatto per il PMSM. L'unica cosa che cambia è che bisogna aggiungere una variabile in più data dalla eccitazione esterna.

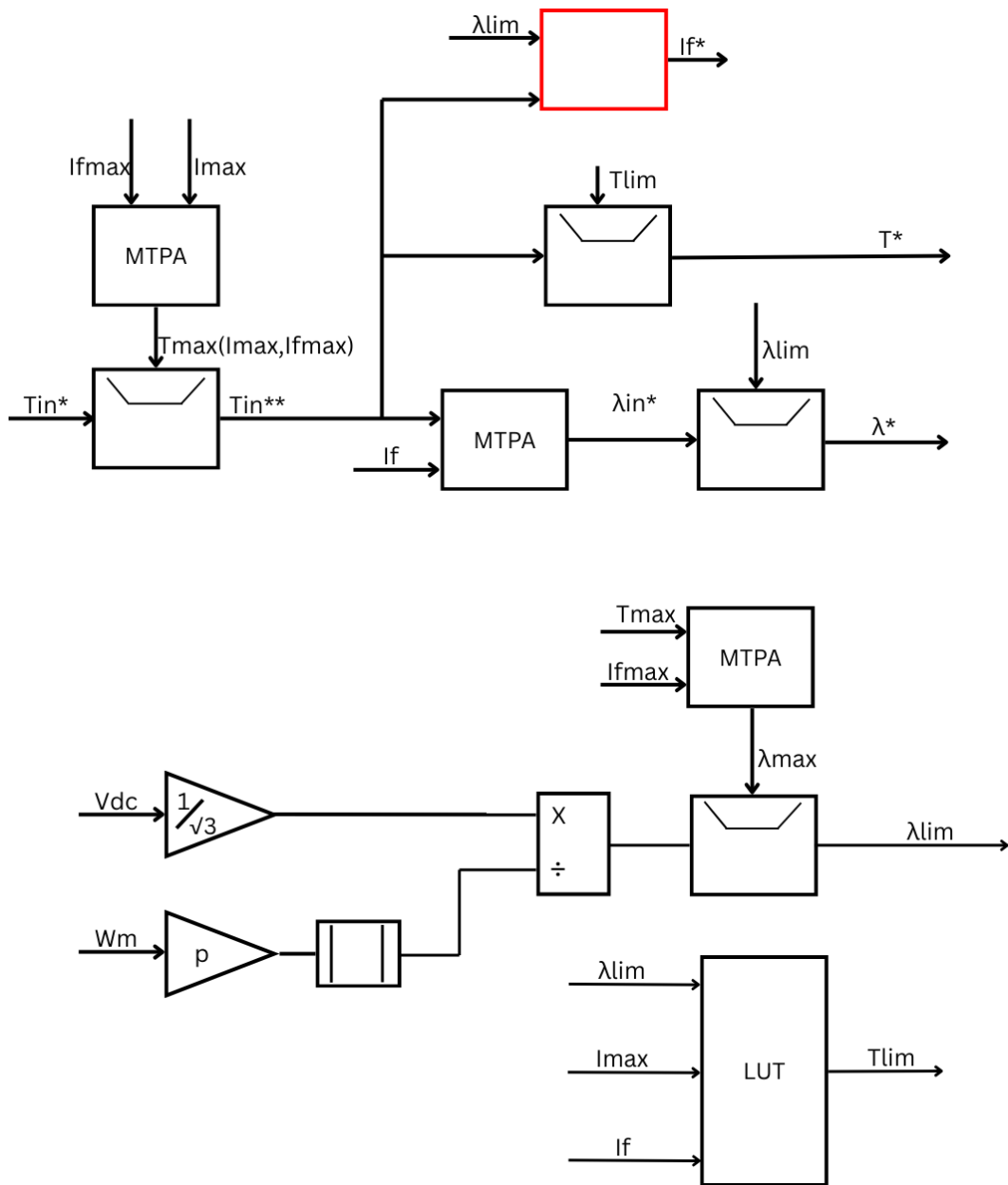


Figura 39:schema Simulink completo riferimenti per un motore EESM

Come si può vedere in figura i procedimenti fatti sono gli stessi che abbiamo utilizzato per il PMSM con l'unica differenza che visto che MTPA per l'EESM si basa sull'utilizzo sia della corrente statorica e sia di quella rotorica le LUT del MTPA allora avranno due ingressi al posto che solo una.

Il calcolo della  $\lambda_{lim}$  è identico a quello fatto in precedenza, mentre il calcolo della  $T_{lim}$  aggiunge una nuova iterazione e quindi un nuovo ciclo for dove andiamo ad aggiungere la variabile della corrente statorica

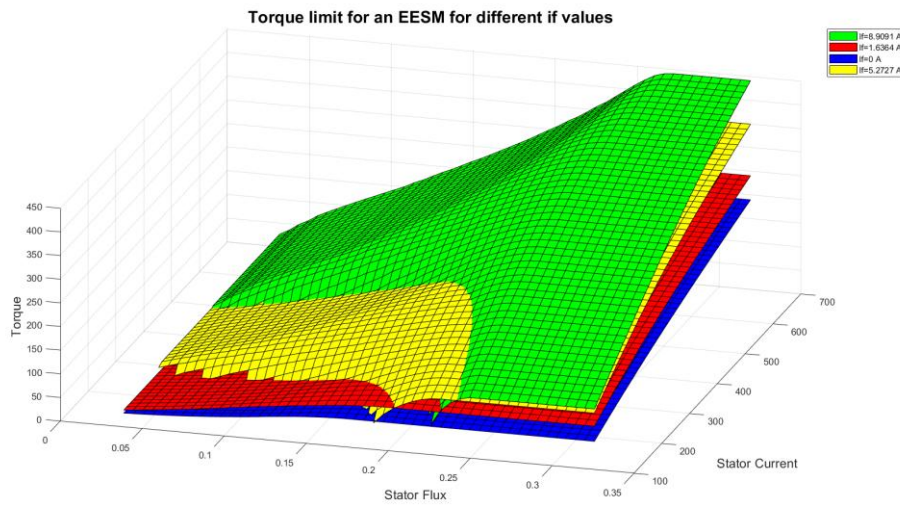


Figura 40: Coppia limite di un motore EESM per due diversi valori di  $i_f$

Per calcolare il riferimento di corrente di rotore  $i_f$  dobbiamo creare una LUT tale per cui avendo i dati di  $\lambda_{lim}$  e  $T_{in}^*$  otteniamo in uscita il riferimento di corrente. Secondo però l'ipotesi iniziale per ogni  $\lambda_{lim}$  ci sarebbe un  $T_{in}^*$  diversa, bisogna quindi porre un dominio regolare, per farlo utilizzeremo la variabile di coppia in  $pu$ .

Partiamo creando un vettore del flusso limite equi distanziato avente come estremi il flusso statorico massimo e 0. Poniamo dei valori massimi alla corrente di statore e rotore: per la corrente di statore poniamo come massimo il valore di corrente nominale che è pari a 400 A, mentre per lo statore ipotizziamo un massimo pari a 15 A. Ora facciamo un ciclo for dove per ogni valore del vettore del  $\lambda_{lim}$  cerchiamo gli indici per cui il flusso statorico  $\lambda_s$  sia minore rispetto alla coordinata del vettore equi distanziato del  $\lambda_{lim}$ , valore di corrente statorica e di rotore siano minori rispetto ai valori massimi posti in precedenza. Adesso con gli indici che

abbiamo a disposizione cerchiamo il valore massimo di coppia per ogni ciclo e troveremo una LUT 1D grazie alla quale avendo come input il  $\lambda_{lim}$  otteniamo in output la  $T_{in}^*_{-max}$ . Avendo adesso a disposizione questa variabile possiamo facilmente calcolare il valore in *pu* della coppia in ingresso  $T_{in}^*_{pu}$  basterà dividere il valore  $T_{in}^*$  con  $T_{in}^*_{-max}$ . Siamo riusciti così a creare un dominio perfettamente regolare e quindi per calcolare un vettore equi distanziato di coppia in *pu* basterà porre come estremi 1 e 0 e adesso abbiamo tutto il necessario per calcolare il riferimento  $i_f^*$ .

Per calcolare il riferimento di corrente dovremo nuovamente fare una combinazione tra due cicli *for* riguardanti il vettore di  $\lambda_{lim}$  e  $T_{in}^*_{pu}$ , ad ogni iterazione calcoliamo facilmente la  $T_{in}^*$  come prodotto tra la variabile di  $T_{in}^*_{pu}$  e di  $T_{in}^*_{-max}$  in base alla variabile di iterazione di  $\lambda_{lim}$ . A questo punto passiamo tramite la funzione *isosurface* le mappe  $I_s A_s I_f T_e$  e il valore di  $T_{in}^*$  calcolato durante l'iterazione.

La funzione *isosurface* calcola una isosuperficie (superficie a valore costante) a partire da dati tridimensionali. Nel nostro specifico caso cerca tutti i punti nello spazio tridimensionale  $(I_s, A_s, I_f)$  per cui la mappa  $T_e$  sia uguale a  $T_{in}^*$ . Essa ci restituisce due matrici che per facilità chiameremo V e F dove V è la matrice dei vertici della superficie (coordinate in termini di  $I_s, A_s, I_f$ ) mentre F è la matrice delle facce (triangoli che collegano i vertici).

Tramite la matrice V quindi abbiamo le coordinate dove la condizione di coppia si verifica e passandole all'interno delle mappe  $F_d F_q$  possiamo il flusso statorico  $\lambda_s$ . Ora facciamo un altro *for* per ogni vertice di coordinate per cui  $T_e$  sia uguale a  $T_{in}^*$  e per le coordinate per cui la  $I_s$  e la  $I_f$  siano minori rispetto a quelle massime precedentemente poste e il flusso  $\lambda_s$  sia minore rispetto al flusso statorico massimo, successivamente calcoliamo le perdite joule nel seguente modo

$$P_j = \frac{3}{2} R_s I_s^2 + R_e$$

Calcolato le varie perdite per le diverse coordinate teniamo la coordinata per cui le  $P_j$  sono minori, abbiamo così ottenuto una LUT 2D da cui ricaviamo il riferimento  $i_f^*$

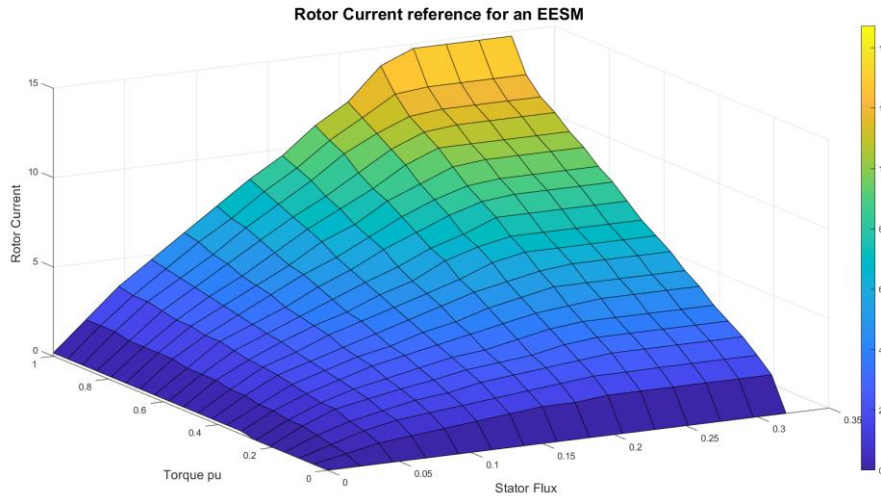


Figura 41: riferimento di corrente di rotore per un motore EESM

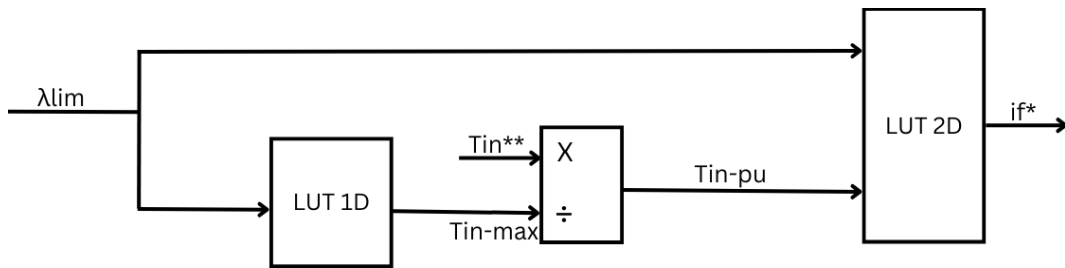


Figura 42: schema Simulink calcolo riferimento  $i_f^*$

### 4.3 Position Tracker Observer

Nelle mappe di controllo e riferimenti abbiamo visto come per il calcolo del flusso limite  $\lambda_{lim}$  è necessario avere come input la velocità  $w_m$ , per calcolarla utilizziamo il Position Tracker Observer (PTO).

Il PTO è un osservatore di stato usato nel controllo dei motori elettrici per stimare la posizione e la velocità del rotore. Il motivo per cui lo usiamo è che la velocità sarebbe la derivata della posizione ma questa è molto rumorosa a causa del fatto che i controlli digitali non sono campionati ma sono ad impulsi, come detto all'inizio di questo capitolo. Realizzo quindi il PTO confrontando l'errore tra la posizione  $\theta_m$  del rotore e quella stimata tramite PTO, questo errore entrerà all'interno di un regolatore. Da esso otteniamo una velocità stimata  $\tilde{w}_m$  che passandola all'interno di

un integratore otteniamo la posizione stimata  $\tilde{\theta}_m$  che andiamo a limitare tra 0 e  $2\pi$  e questa andrà in feedback confrontandosi con l'angolo reale. L'errore tra l'angolo reale e quello misurato presenta delle discontinuità utilizzo il seno così da non avere più questa discontinuità.

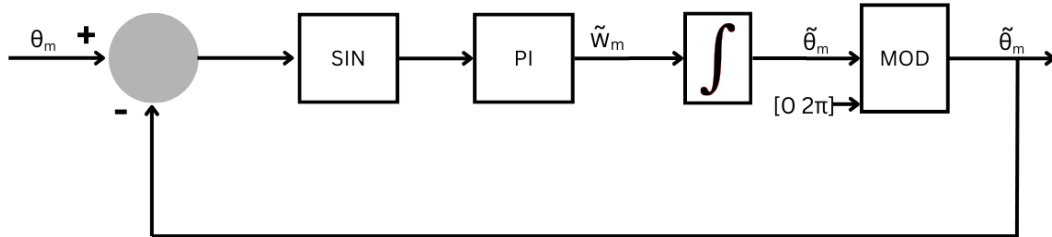


Figura 43: Position Tracker Observer schema Simulink

Utilizzo un regolatore integrale proporzionale (PI) realizzato manualmente quindi senza adoperare quelli già presenti su Simulink così da non porre limitazioni, saturazioni o anti-wind up.

Il regolatore PI è composto da un guadagno proporzionale  $k_p$  e un guadagno integrale  $k_i$  calcolati tramite le variabili di frequenza di banda  $f_b$  e angolo di fase  $\varphi_m$

$$f_b = 30 \text{ Hz}$$

$$\varphi_m = 60^\circ$$

$$w_b = 2\pi f_b$$

$$k_p = \frac{w_b \tan \varphi_m}{\sqrt{1 + w_b \tan(\varphi_m)^2}}$$

$$k_i = \frac{w_b^2}{\sqrt{1 + w_b \tan(\varphi_m)^2}}$$

Il blocco Simulink del regolatore è presentato nel seguente modo

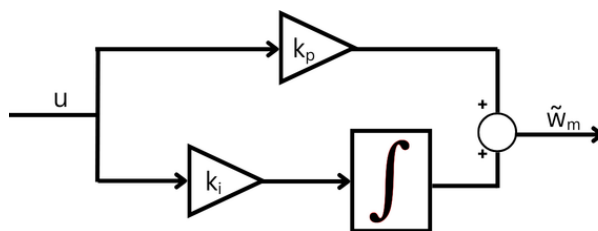


Figura 44: Rappresentazione del regolatore PI

Vi è un problema però: utilizzare la velocità stimata come parametro presenta degli errori ossia presenta del rumore dovuto alla parte proporzionale del nostro regolatore utilizziamo quindi solo la componente integrale che arrivando da un integratore è come se fosse filtrata e quindi senza il rumore, l'unico problema di utilizzare questa velocità è che si presenterà come ritardata di un passo di simulazione rispetto a quella reale

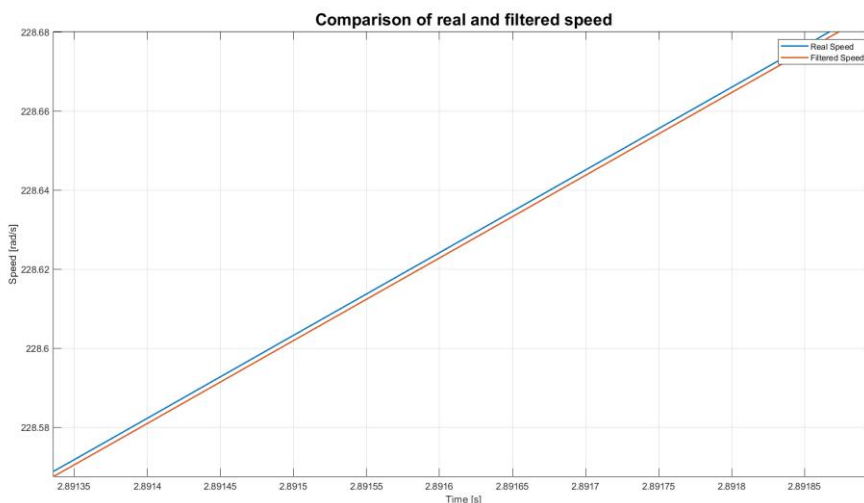


Figura 45: velocità filtrata e reale del motore EESM

## 4.4 Controllo velocità

Nelle mappe di controllo e riferimenti abbiamo visto come per il calcolo dei riferimenti si necessario avere come input la coppia desiderata  $T_{in}^*$ . Noi la richiesta che daremo al motore sarà un profilo di velocità che tramite il controllo che stiamo implementando il nostro motore dovrà cercare di seguire. È necessario quindi convertire il riferimento di velocità con una richiesta di coppia. Per farlo basterà effettuare un controllo della velocità con un regolatore di tipo PI al fine di avere la richiesta di coppia  $T_{in}^*$

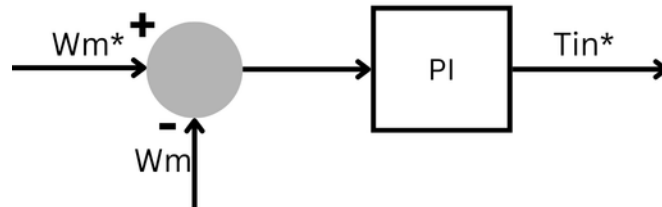


Figura 46:schema Simulink controllo velocità

Per questo regolatore servono anche  $k_p$   $k_i$  e i limiti di coppia.

$$k_{p,w} = w_b I$$

$$k_{i,w} = w_b k_{p,w} 0.1$$

Dove  $I$  è l'inerzia del motore. Per calcolare i limiti di coppia utilizziamo lo stesso metodo che abbiamo utilizzato nei riferimenti per calcolare il limite di coppia e utilizziamo quel limite come limite del regolatore

Questo regolatore è inizializzato a 0 con il controllo CVC vedremo che dovrà essere inizializzato diversamente con il controllo DFVC.

## 4.5 Calcolo induttanze differenziali e apparenti

Il calcolo delle induttanze differenziali e apparenti è necessario per il calcolo dei valori di  $k_p$  e  $k_i$  dei regolatori PI che utilizzeremo per il controllo CVC e DFVC.

La differenza tra induttanza differenziale e apparente è il modo in cui viene calcolata. Differenziale viene calcolata rispetto ad una piccola variazione di corrente attorno a un punto di lavoro

$$l_{dd} = \frac{d\lambda}{di}$$

Apparente è calcolata come rapporto tra flusso concatenato totale e corrente totale in un certo punto

$$L_d = \frac{\lambda}{i}$$

Partiamo dalle equazioni elettromagnetiche

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_d \\ \dot{\lambda}_q \\ \dot{\lambda}_f \end{bmatrix} + w \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_f \end{bmatrix}$$

La derivata del flusso  $\lambda_d$  viene calcolata utilizzando le induttanze differenziali

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_d \\ \dot{\lambda}_q \\ \dot{\lambda}_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{dd} & l_{dq} & l_{df} \\ l_{qd} & l_{qq} & l_{qf} \\ l_{fd} & l_{fq} & l_{ff} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_f \end{bmatrix}$$

Vediamo come calcolare le induttanze differenziali su Matlab

Iniziamo con il definire un nuovo dominio tale per cui la risoluzione sia uniforme per le mappe  $A_s I_s I_f F_d F_q F_f$ ; a questo punto prendiamo il vettore corrente di statore e di rotore che compone le matrici  $A_s I_s I_f$  e calcoliamo l'incremento  $DA_s DI_s$

$DI_f$  tra le varie componenti dei vettori questo punto utilizziamo la funzione *gradient* che ci permette di calcolare le derivate numeriche parziali di grandezze scalari definite su una griglia tridimensionale. Passiamo quindi le variabili del flusso  $F_d F_q F_f$  e per ognuna la griglia tridimensionale composta dagli incrementi  $DA_s DI_s DI_f$ . Otteniamo così le derivate parziali rispetto all'asse d e f, per l'asse f queste derivate parziali rappresentano l'induttanza differenziale mentre per gli assi d e q serve effettuare un cambio di coordinate da polari a cartesiane utilizzando la matrice jacobiana

$$\begin{bmatrix} \frac{dF_d}{dI_s} & \frac{dF_d}{dA_s} \\ \frac{dF_q}{dI_s} & \frac{dF_q}{dA_s} \\ \frac{dF_f}{dI_s} & \frac{dF_f}{dA_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos A_s & \sin A_s \\ -\sin A_s & \cos A_s \end{bmatrix} \frac{1}{I_s} = \begin{bmatrix} l_{dd} & l_{dq} \\ l_{qd} & l_{qq} \\ l_{fd} & l_{fq} \end{bmatrix}$$

Abbiamo così ottenuto le mappe delle induttanze differenziali  $l_{dd} l_{dq} l_{df} l_{qd} l_{qq} l_{qf} l_{fd} l_{fq} l_{ff}$ .

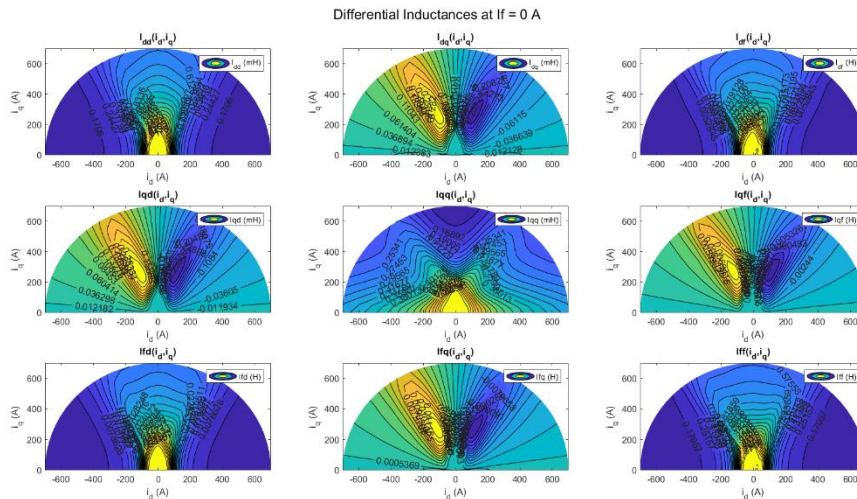


Figura 47: Induttanze differenziali per  $i_f=0$



Ora riorganizziamo queste formule al fine di trovare le induttanze equivalenti che rispettino la seguente forma

$$l_{eq-d} \dot{i}_d = A i_d + v_d + \dots$$

$$l_{eq-q} \dot{i}_q = A i_q + v_q + \dots$$

$$l_{eq-f} \dot{i}_f = A i_f + v_f + \dots$$

Calcolando ho trovato che

$$l_{eq-d} = l_{dd} - \frac{l_{df}}{l_{ff}} l_{fd} - \frac{l_{df} l_{fq} - l_{dq} l_{ff}}{l_{qq} l_{ff} - l_{qf} l_{fq}} \left( \frac{l_{qf}}{l_{ff}} l_{fd} - l_{qd} \right)$$

$$l_{eq-q} = l_{qq} - \frac{l_{qf}}{l_{ff}} l_{fq} - \frac{l_{qf} l_{fd} - l_{qd} l_{ff}}{l_{dd} l_{ff} - l_{df} l_{fd}} \left( \frac{l_{df}}{l_{ff}} l_{fq} - l_{dq} \right)$$

$$l_{eq-f} = l_{ff} - \frac{l_{fq}}{l_{qq}} l_{qf} - \frac{l_{fq} l_{qd} - l_{fd} l_{qq}}{l_{qq} l_{dd} - l_{dq} l_{qd}} \left( \frac{l_{dq}}{l_{qq}} l_{qf} - l_{df} \right)$$

Confrontiamole con le induttanze proprie differenziali di ogni asse

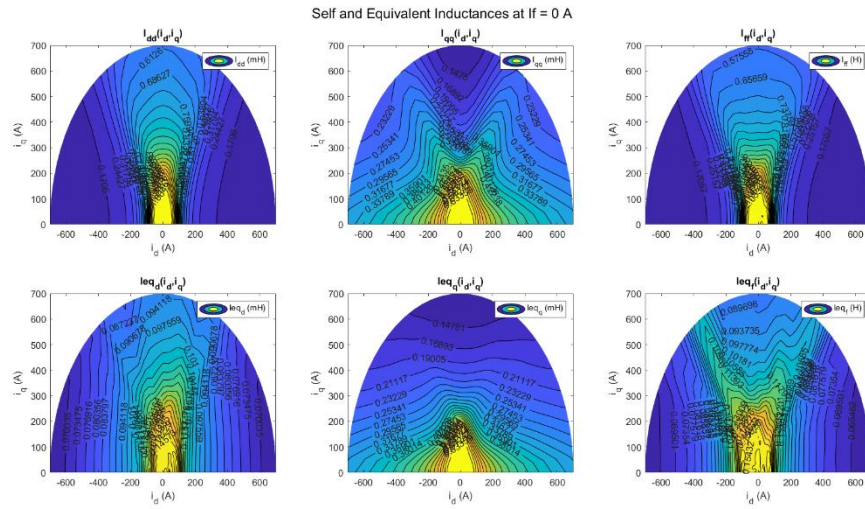


Figura 50: confronto Induttanze differenziali proprie e equivalenti per ogni asse per  $i_f=0$

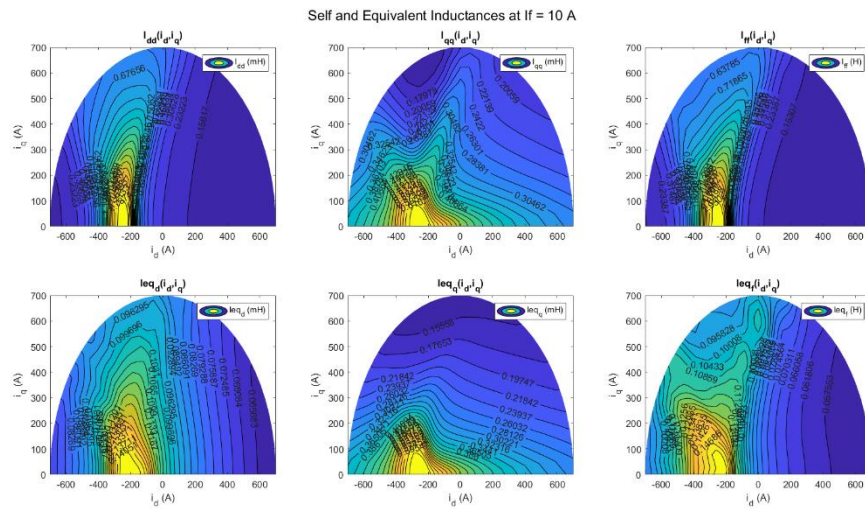


Figura 51: confronto Induttanze differenziali proprie e equivalenti per ogni asse per  $i_f=10$

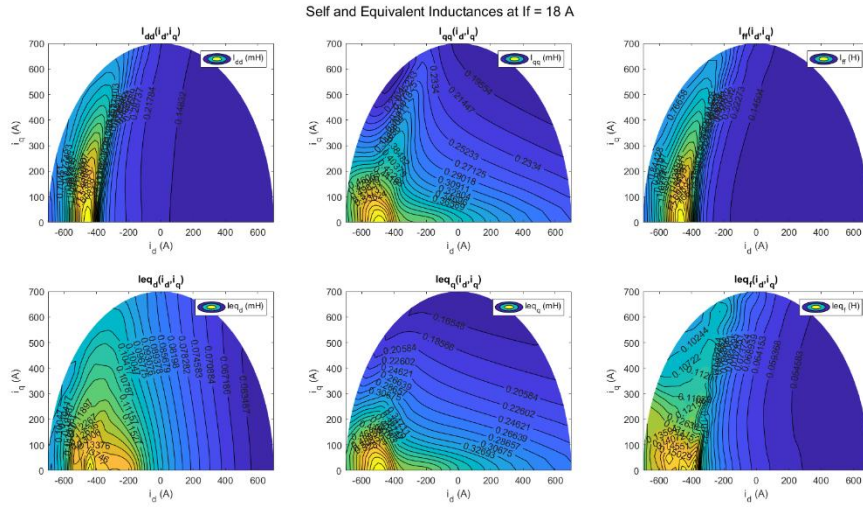


Figura 52: confronto Induttanze differenziali proprie e equivalenti per ogni asse per  $i_f = 18$

Osserviamo come per gli assi d e q quando la  $i_f$  è bassa quasi si equivalgono e anche ad alti valori si assomiglia mentre per l'asse f la differenza è troppo grande. Questo ci permette di dire che potremmo usare  $l_{dd}$   $l_{qq}$  al posto di  $l_{eq-d}$   $l_{eq-q}$  ma per completezza useremo dove necessario delle LUT con  $l_{eq-d}$  e  $l_{eq-q}$ .

Vediamo anche come calcolare le induttanze apparenti.

Iniziamo come per le induttanze differenziali a uniformare la risoluzione. Successivamente calcolo il flusso in asse d per quando  $I_d = 0$ , il motivo di questa scelta verrà spiegato successivamente. A questo punto calcoliamo il flusso in asse d e asse q

$$F_{md} = F_d - F_{d(I_d=0)}$$

$$F_{mq} = F_q$$

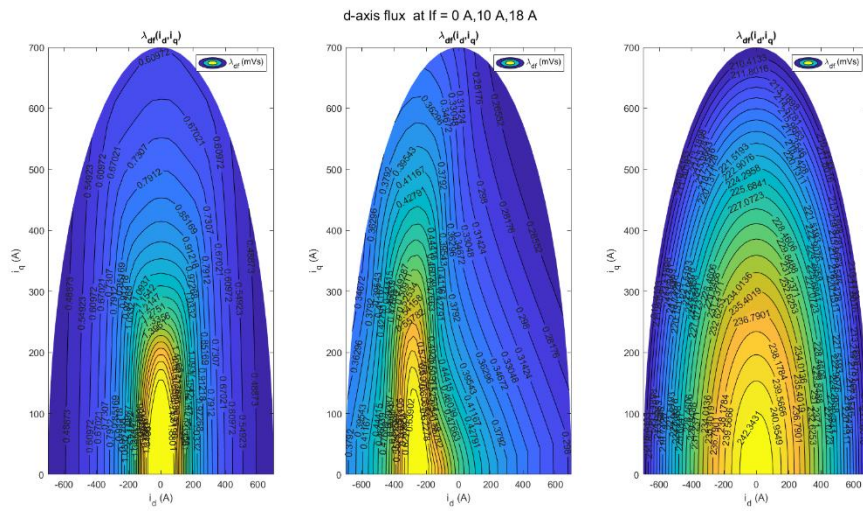


Figura 53: flusso in asse d per  $I_d=0$  per diversi valori di  $i_f$

Ora calcoliamo le induttanze  $L_d$  e  $L_q$

$$L_d = \frac{F_{md}}{I_d}$$

$$L_q = \frac{F_{mq}}{I_q}$$

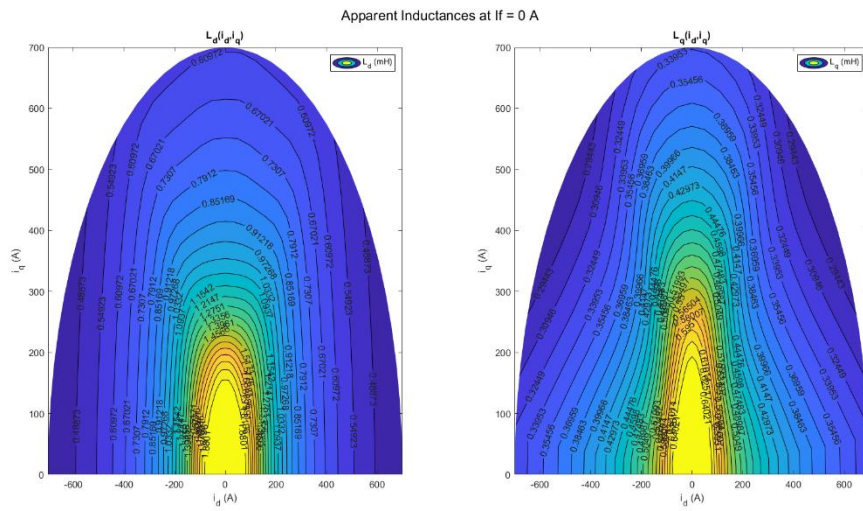


Figura 54: Induttanza apparente per  $i_f = 0$

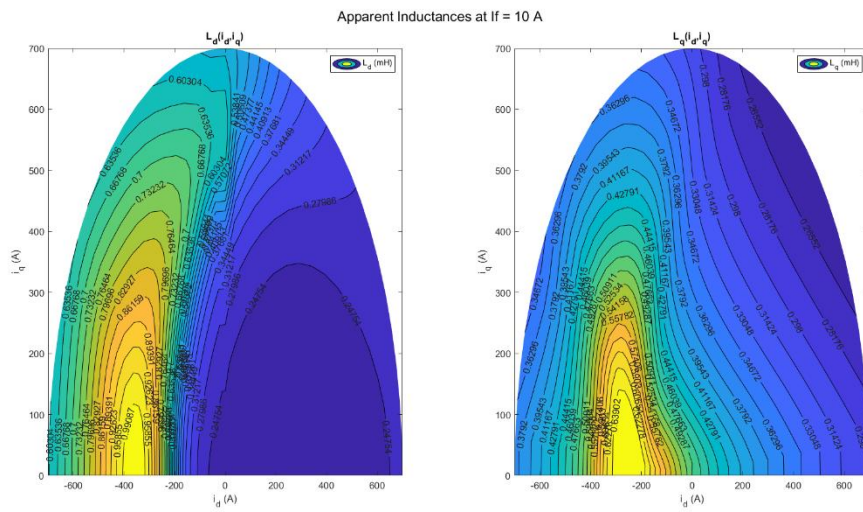


Figura 55: Induttanza apparente per  $i_f = 10$

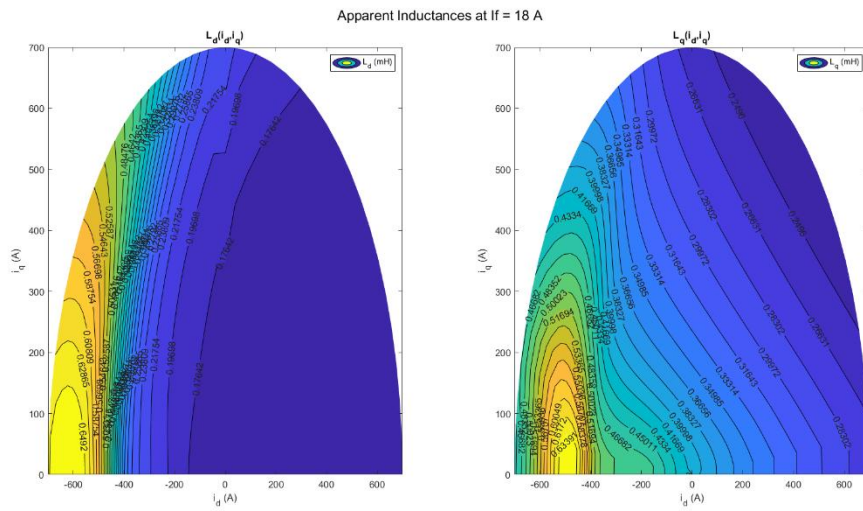


Figura 56: Induttanza apparente per  $i_f = 18$

## 4.6 Current Vector Control CVC

Ora che abbiamo tutti gli strumenti a disposizione possiamo iniziare fare un controllo non sensorless di questo motore. Con il CVC il controllo si effettua direttamente sulle correnti del motore quindi dovremo avere un riferimento di corrente

per i diversi assi. Per fare ciò dobbiamo modificare leggermente lo schema prima utilizzato per i riferimenti

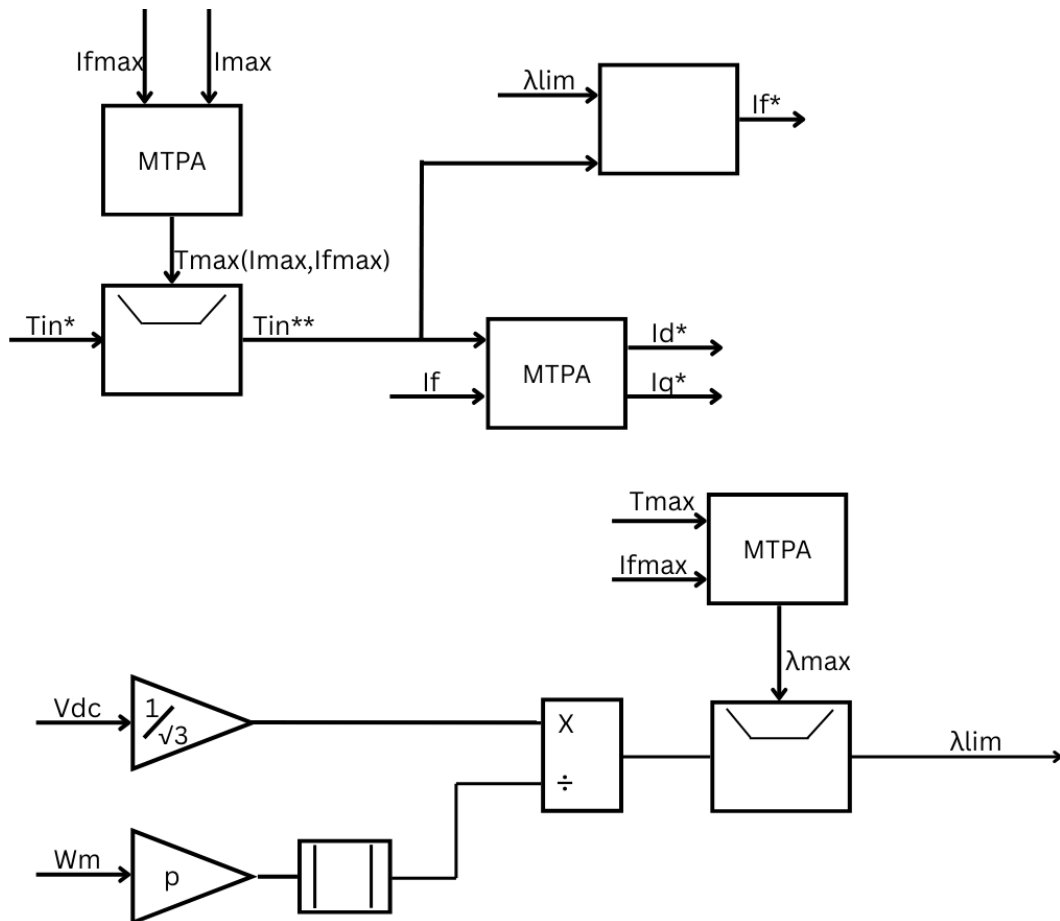


Figura 57:schema Simulink calcolo riferimenti di correnti

Il cambiamento fatto è che tramite le mappe di MTPA ricaviamo non più il flusso statorico ma i valori di corrente  $I_d I_q$  di riferimento.

Per controllare le correnti utilizzeremo un sistema di regolatori di tipo PI, uno per ogni corrente, sarà necessario inoltre definire: i  $k_p$  e  $k_i$ , i limiti e i feedforward per ogni regolatore.

Iniziamo con il rappresentare lo schema simulink del controllo

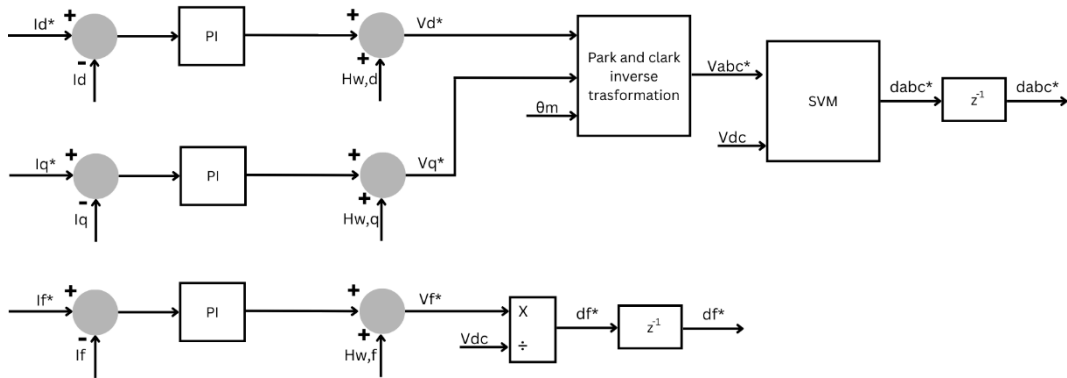


Figura 58: Schema Simulink controllo correnti

Nella trasformazione inversa di Park e Clarke non utilizziamo solamente l'angolo elettrico  $\theta_m$ , ma introduciamo un concetto chiamato phase advancing (anticipo di fase).

Il motivo è legato al fatto che il controllo è implementato in tempo discreto. Le grandezze vengono campionate all'istante  $kT_s$ , ma l'azione di controllo calcolata in quell'istante verrà effettivamente applicata al motore nel passo successivo.

Di conseguenza, la tensione che sto calcolando ora agirà quando il campo magnetico si sarà già spostato in avanti. Per questo motivo non posso usare semplicemente l'angolo attuale  $\theta_m$ , ma devo prevedere quale sarà l'angolo al momento in cui la tensione verrà realmente applicata.

In pratica, anticipo l'angolo di una quantità:

$$\Delta\theta = \omega T_{delay}$$

dove il ritardo complessivo è circa pari a:

- un periodo di campionamento  $T_s$  (ritardo computazionale),
- più mezzo periodo dovuto alla modulazione PWM.

Per questo motivo si introduce tipicamente un anticipo pari a circa:

$$\Delta\theta \approx 1.5 \omega T_s$$

Le variabili di feedback delle correnti le prendiamo dalla variabile in uscita del motore  $i_{abc}^*$

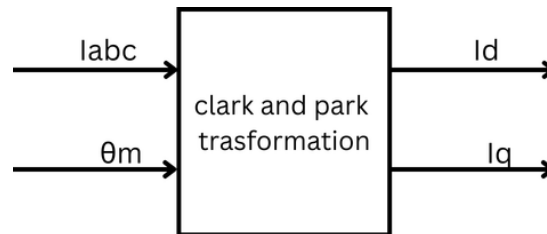


Figura 59: calcolo correnti assi dq

Notiamo come sia per il controllo che per il calcolo delle correnti sia necessaria la posizione del rotore  $\theta_m$ .

I regolatori PI utilizzati per questo controllo sono scelti tra i blocchi disponibili su simulink chiamati PID controller (2DOF) e gli settiamo ponendo una limitazione in output contrassegnando il meccanismo anti wind-up e inserendo anche i valori di  $k_p$  e  $k_i$ . Per effettuare il calcolo di  $k_p$ ,  $k_i$  i limiti e i feedforward. Definiamo i valori di  $w_b$ .

$$w_b = 2\pi f_b \quad f_b = \frac{f_{sw}}{20}$$

Asse d:

$$k_{p,d} = w_b L_{eq,d}$$

$$k_{i,d} = w_b k_{p,d} 0.1$$

Asse q:

$$k_{p,q} = w_b L_{eq,q}$$

$$k_{i,q} = w_b k_{p,q} 0.1$$

---

Asse f:

$$k_{p,f} = w_b L_{eq,f}$$

$$k_{i,f} = w_b k_{p,f} 0.1$$

Calcoliamo i valori di feedforward

$$H_{w,d} = -w \widetilde{\lambda}_q$$

$$H_{w,q} = w \widetilde{\lambda}_d$$

$$H_{w,f} = R_f i_f$$

Per il calcolo dei feedforward calcoliamo i flussi e la velocità partendo dal calcolo delle correnti

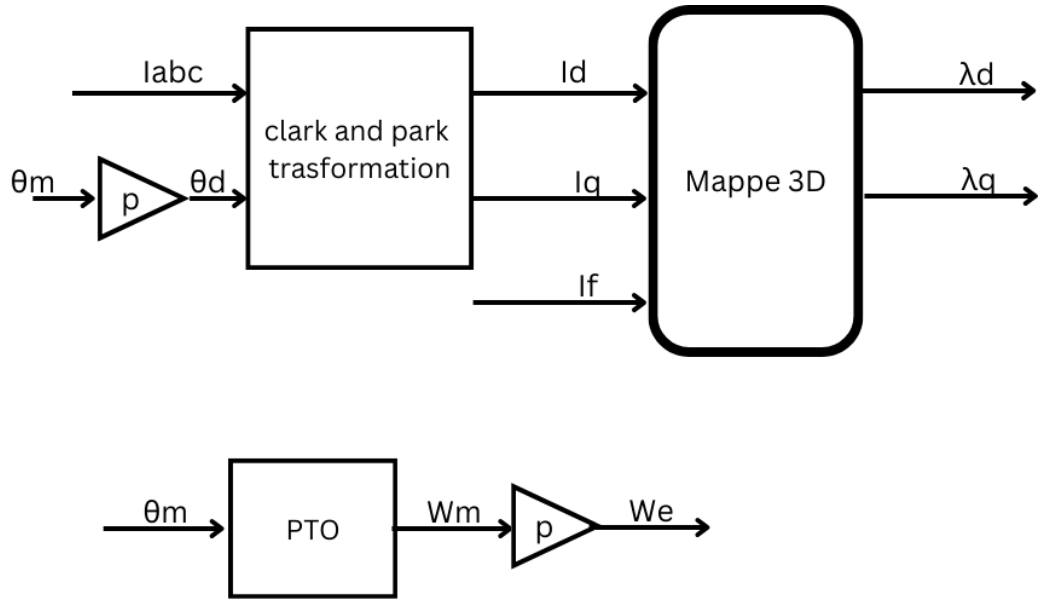


Figura 60: calcolo flussi e velocità per i feedforward

Per il calcolo dei limiti dobbiamo prima decidere a quale asse statorico vogliamo dare importanza e scegliamo come spesso si fa l'asse d a questo punto calcolare la tensione limite  $v_{lim}$  per i vari assi si prosegue nel seguente modo

$$v_{lim,d} = \pm \frac{v_{DC}}{\sqrt{3}} - H_{w,d}$$

$$v_{lim,q} = \pm \sqrt{\frac{v_{DC}^2}{3} - v_d^{*2} - H_{w,q}}$$

$$v_{lim,f} = v_{DC} - H_{w,f}; 0 - H_{w,f}$$

Si può notare come per ogni limite noi abbiamo sottratto la componente di feedforward perché per come abbiamo effettuato il controllo questa componente verrà poi aggiunta successivamente. Il limite in asse q facciamo quest'operazione di sottrazione perché essendo la tensione disponibile pari a  $V_{DC}/\sqrt{3}$  noi la utilizziamo se necessario tutta in asse d che è quello principale che abbiamo scelto e successivamente con la tensione rimanente permettiamo il controllo in asse q.

Osserviamo come questo controllo necessita di un sensore per la posizione del rotore in molteplici occasioni: per il calcolo delle componenti di feedback, per il calcolo della velocità necessaria sia per il calcolo dei feedforward che per determinare il  $\lambda_{lim}$  al fine di determinare i riferimenti.

L'obiettivo di questa tesi è cercare un modo per far sì che si possa effettuare il controllo senza l'utilizzo di questo sensore di posizione. Per farlo è necessario introdurre degli altri elementi

## 4.7 Flux Observer

Il Flux Observer è un osservatore di flusso che tramite degli stimatori di flusso è in grado di calcolare il flusso magnetico del motore senza usare un sensore fisico.

Gli stimatori che utilizziamo sono di tipo I $\theta$  e VI, entrambi questi stimatori sono in grado di stimare il flusso ma ognuno ha delle criticità, insieme riescono a sopprimere e lavorare al meglio.

Stimatore I $\theta$  stima il flusso partendo dalla corrente calcolata dal motore e tramite le mappe di flusso riesce ad effettuare una stima.

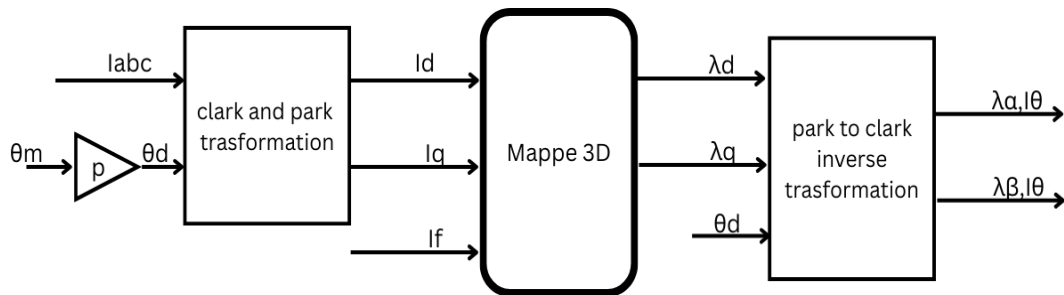


Figura 61: Stimatore di flusso I $\theta$

Il problema di questo stimatore è che sono soggetto alle misure di corrente e quindi al loro rumore e non tiene conto delle perdite nel ferro.

Stimatore VI stima il flusso partendo dai duty cycle per calcolarne la tensione e di conseguenza la forza elettromotrice fem per integrarla per ricavare il flusso

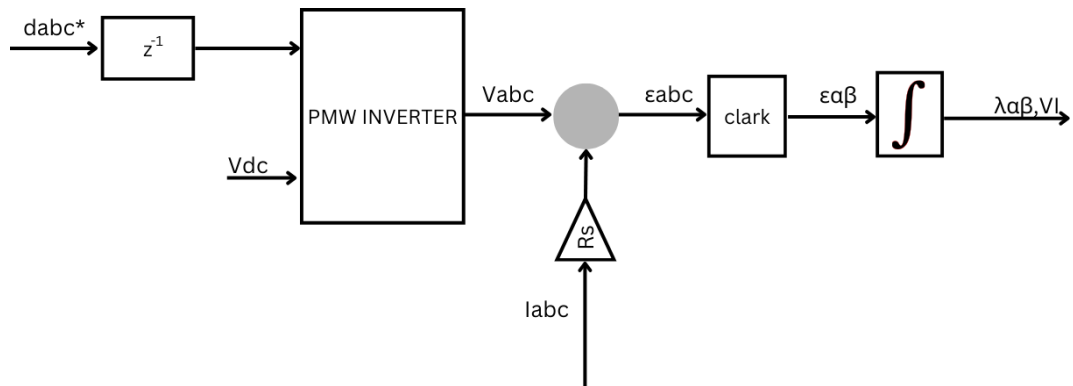


Figura 62: stimatore di flusso VI

Notiamo come per questo stimatore di flusso noi non prendiamo i duty-cycle in uscita dal controllo digitale ma prendiamo il duty-cycle prima che questo entri nel delay  $z^{-1}$  e il delay lo poniamo solo noi dopo all'interno dello stimatore, questa cosa la facciamo perché anche se al fine del funzionamento dello stimatore non cambierebbe nulla cambia da un punto di vista fisico perché il duty in uscita dal controllo rappresenta un segnale i feedback mentre qui nello stimatore rappresenta il comportamento fisico di un micro. Il problema di questo stimatore è che funziona male a basse velocità a causa delle cadute di tensione dell'inverter e le cadute resistive ma ad alta velocità funziona bene perché non dipende dai parametri.

Possiamo notare quindi che l'utilizzo combinato di questi due stimatori porta ad un'ottima stima del flusso perché a basse velocità il rumore delle misure di corrente e le perdite nel ferro sono poco influenti e quindi lo stimatore di tipo I $\theta$  funziona mentre ad alte velocità funziona bene lo stimatore VI, l'osservatore rappresenta proprio questo.

Per utilizzare in modo combinato entrambi gli stimatori strutturiamo lo schema simulink prendendo la stima I $\theta$  e confrontiamola con la stima finale dell'osservatore, l'errore che ne scaturisce lo passiamo all'interno di un guadagno che poniamo pari a  $2\pi f_f$  dove  $f_f$  lo poniamo pari a 10 Hz (cerchiamo di porre un guadagno il più basso possibile) questo punto otteniamo una *f.e.m* che confrontiamo con quella ottenuta dallo stimatore VI e integriamo l'errore ottenendo la stima dell'osservatore.

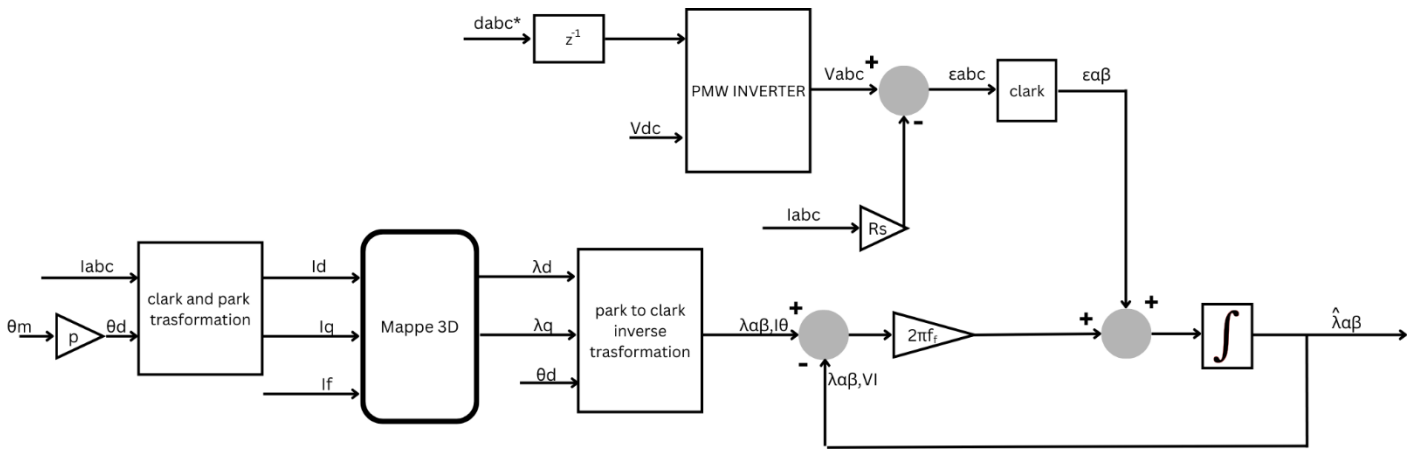


Figura 63: Schema Simulink Flux Observer

Abbiamo ottenuto una variabile di flusso osservato e tramite questa ricaviamo altre variabili ossia:

- Il modulo del flusso: che sarà un delle variabili di feedback per il controllo DFVC
- Angolo statorico  $\theta_s$  con il quale non sarà più necessario la variabile di posizione del rotore  $\theta_m$  per il calcolo di velocità
- La coppia osservata necessaria per l'inizializzazione del regolatore per il controllo della velocità

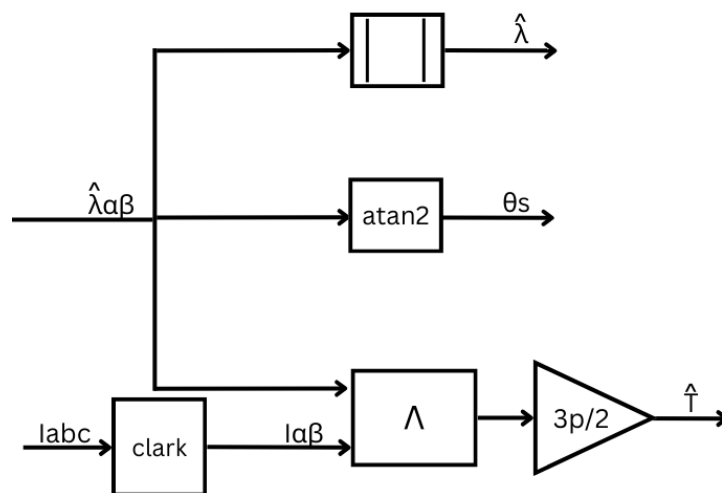


Figura 64: schema simulink calcolo variabili

---

Cerchiamo di capire perché ponendo l'angolo  $\theta_s$  come ingresso al PTO otteniamo lo stesso la velocità in output.

L'angolo  $\theta_s$  è formato dall'angolo elettrico  $\theta_d$  più una variazione  $\delta$

$$\theta_s = \theta_d + \delta$$

Per calcolare la velocità basta fare la derivata di questi angoli e trovo che

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta_d}{dt} + \frac{d\delta}{dt}$$

$$w_s = w_d + 0$$

Però ricordiamoci che

$$w_d = 2 * w_m$$

Possiamo quindi non usare più il valore di  $\theta_m$  per calcolare la velocità

Introducendo il Flux Observer abbiamo introdotto un altro componente dove il  $\theta_m$  è necessario, però dobbiamo ancora il bisogno di utilizzarlo per il controllo CVC e proprio all'interno di questo Flux Observer. Iniziamo quindi con il cambiare metodo di controllo con il DFVC.

## 4.8 Direct Flux Vector Control DFVC

Per capire come si struttura il controllo DFVC è necessario fare un po' di teoria.

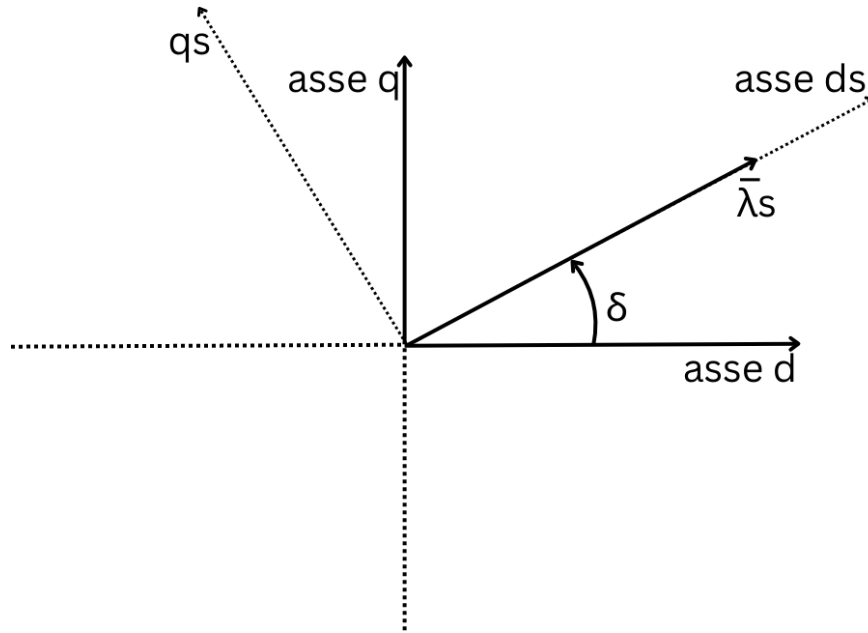


Figura 65: assi dq e statorici ds qs

Con il controllo CVC sto controllando utilizzando i riferimenti in assi dq. Per il controllo DFVC le variabili che andremo a controllare sono il vettore del flusso e la corrente in asse qs. Per poter effettuare questo tipo di controllo è necessario orientare il sistema di riferimento al flusso statorico. Gli assi statorici orientati al flusso dipendono infatti dall'angolo di carico, indicato in figura con il simbolo  $\delta$ . Tale angolo viene calcolato tramite il Flux Observer, che fornisce l'angolo del flusso statorico, indicato con  $\theta_s$ . Questo significa che, partendo dalle correnti trifase nel sistema abc e utilizzando l'angolo  $\theta_s$  nella trasformazione di Park, possiamo ricavare le correnti nel sistema orientato al flusso, cioè:  $i_{ds}$   $i_{qs}$ .

Andiamo a confrontare le equazioni elettromagnetiche per capire cosa cambia:

$$v_d = R_s i_d + \dot{\lambda}_d - w \lambda_q$$

$$v_q = R_s i_q + \dot{\lambda}_q + w \lambda_d$$

Andando in assi  $d_s q_s$  le equazioni diventano

$$v_{d_s} = R_s i_{d_s} + \dot{\lambda}$$

$$v_{q_s} = R_s i_{q_s} + \lambda \dot{\delta} + w_e \lambda$$

Si osserva che il termine  $\omega \lambda$  non compare più nell'equazione dell'asse  $d_s$ , ma viene interamente trasferito sull'asse  $q_s$ . In altre parole, passando al sistema di riferimento statorico orientato al flusso, le equazioni si modificano: la forza elettromotrice del motore, che nel sistema  $dq$  generico risultava distribuita su entrambi gli assi, ora si concentra unicamente sull'asse  $q_s$ .

Questo rende il modello del motore molto simile a quello di una macchina in corrente continua ad eccitazione separata, nella quale:

- l'asse  $d_s$  svolge il ruolo di asse di eccitazione (controllo del flusso),
- l'asse  $q_s$  è l'asse responsabile della produzione di coppia.

Un ulteriore aspetto significativo riguarda il funzionamento a regime. In condizioni stazionarie si ha:

$$V_{d_s} = R_s i_{d_s}$$

Poiché, per questo motore, la resistenza statorica è molto piccola ( $R_s = 0,0098 \Omega$ ), la caduta di tensione sull'asse  $d_s$  risulta praticamente trascurabile. Di conseguenza, la quasi totalità della tensione si manifesta sull'asse  $q_s$ , dove è concentrata la forza elettromotrice.

In queste condizioni l'angolo di carico  $\delta$  diventa determinante per la produzione di coppia: maggiore è l'angolo di carico, maggiore è la coppia elettromagnetica sviluppata dal motore, e viceversa.

Varia anche l'equazione di coppia che da

$$T_e = \frac{3}{2} p (\bar{\lambda}_{d_q} \wedge \bar{i}_{d_q})$$

Si trasforma in

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda i_{qs})$$

Osserviamo come tramite il riferimento di coppia e di flusso sia possibile ricavare il riferimento di corrente  $i_{qs}$  semplicemente grazie ad un'operazione matematica e quindi riusciamo ad alleggerire il controllo senza utilizzare una LUT per ricavare il riferimento di corrente, Questo controllo è l'unico insieme al Direct Torque Control DTC che non hai bisogno di LUT necessaria per il riferimento di coppia, il che lo rende molto robusto.

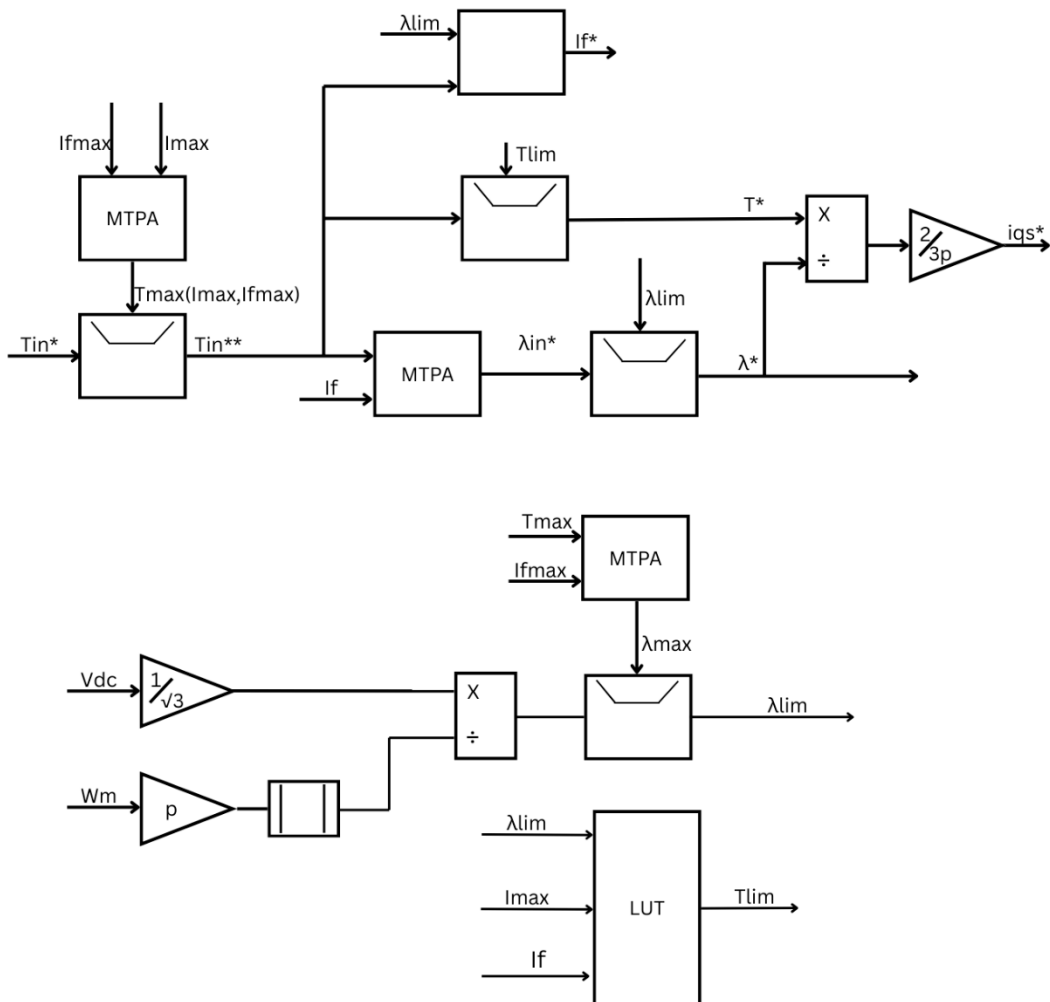


Figura 66: schema Simulink calcolo riferimenti

Ora che abbiamo ricavato i riferimenti andiamo a controllarli utilizzando 3 regolatori per le tre variabili  $i_{qs}$   $\lambda$   $i_f$ .

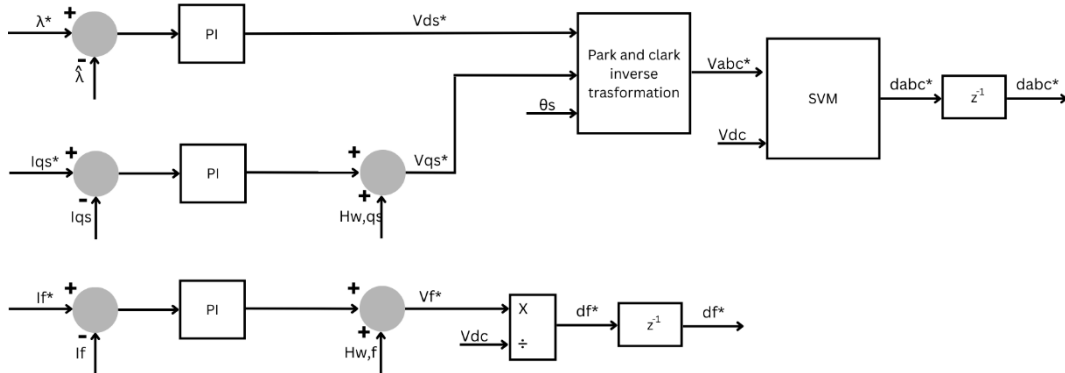


Figura 67:schema Simulink controllo DFVC

Il controllo della corrente di rotore  $i_f$  viene realizzato in modo analogo a quello descritto in precedenza per le altre correnti.

La variabile di flusso che viene regolata non è una grandezza misurata direttamente, ma il flusso osservato, cioè la variabile stimata tramite l'osservatore di flusso.

Un aspetto importante è che l'anello di controllo del flusso non contiene induttanze nel modello di regolazione: questo lo rende meno sensibile agli effetti della saturazione magnetica, poiché non dipende direttamente dalla variazione del valore dell'induttanza magnetizzante.

$$k_{p,\lambda} = w_b$$

$$k_{i,\lambda} = w_b k_{p,d} 0.1$$

La grandezza che invece deve essere opportunamente adattata è la corrente  $i_{qs}$ .

$$k_{p,q_s} = w_b l_{eq,q_s}$$

$$k_{i,q_s} = w_b k_{p,d} 0.1$$

Il calcolo per la induttanza differenziale  $l_{eq-qs}$  è il seguente [7]

$$l_{eq-qs} = \frac{2l_{dd}l_{qq}}{l_{qq} + l_{dd} - (l_{qq} - l_{dd}) \cos(2\delta)}$$

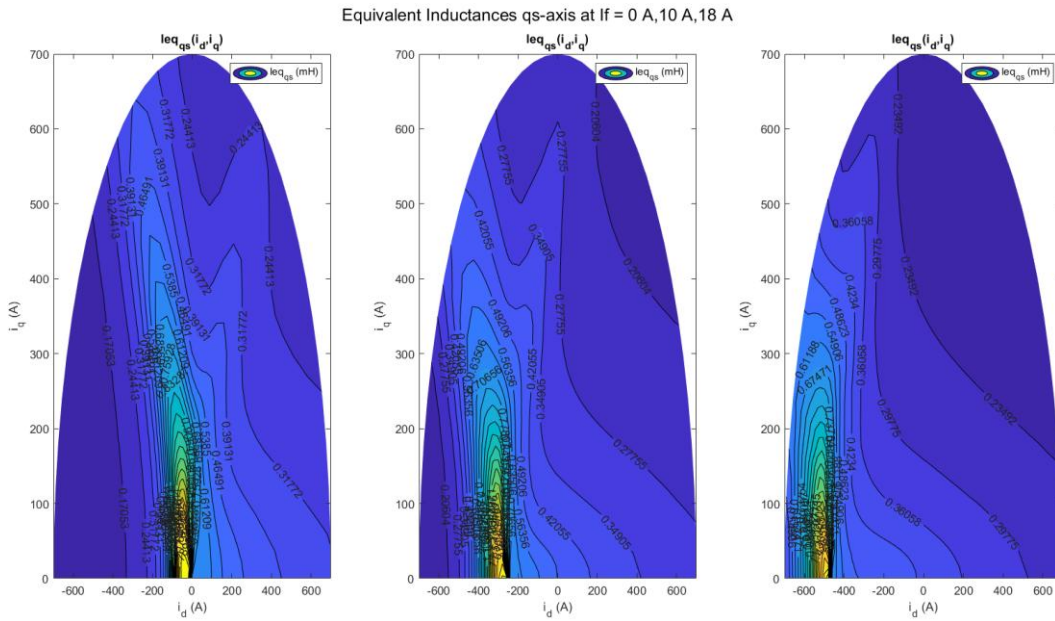


Figura 68: induttanza equivalente asse qs per diversi valori di  $i_f$

Calcoliamo anche il valore del feedforward per la corrente  $i_{qs}$

$$H_{w,qs} = w\hat{\lambda}$$

Essendosi spostato tutto il valore della forza elettromotrice sull'asse qs, sarà solo su quest'asse il feedforward di statore.

Calcoliamo anche i limiti di tensione

$$v_{lim,\lambda} = \pm 5R_s I_{s,max}$$

$$v_{lim,qs} = \pm \sqrt{\frac{v_{DC}^2}{3} - v_{ds}^{*2}}$$

$$v_{lim,f} = v_{DC} - H_{w,f}; 0 - H_{w,f}$$

La corrente  $I_{s,max}$  è pari a 400 A e vediamo che, come per il controllo CVC, impostiamo il massimo di tensione all'asse q corrispondente a quello che avanza dalla asse d.

Attraverso il controllo implementato siamo riusciti a eliminare la necessità dell'angolo meccanico  $\theta_m$  per il calcolo della velocità e non viene più utilizzato direttamente all'interno degli anelli di controllo ma il suo impiego è stato limitato esclusivamente all'osservatore di flusso.

## 4.9 Active Flux

Il concetto di Active Flux serve al fine di stimare l'angolo  $\theta_d$  senza l'ausilio di sensori.

L'active Flux ci dice che se al flusso statorico noi sottraiamo il prodotto tra corrente statorica e induttanza apparente  $L_q$  ricaviamo un flusso (Active Flux) che sarà in direzione all'asse d.

$$\bar{\lambda}_{\alpha\beta,AF} = \hat{\lambda}_{\alpha\beta} - L_q \hat{i}_{\alpha\beta}$$

Dimostriamo quanto detto partendo dal flusso in assi dq

$$\bar{\lambda}_{dq,AF} = \hat{\lambda}_{dq} - L_q \hat{i}_{dq}$$

Se facessimo questa operazione verrebbe per l'asse q

$$\lambda_q - L_q i_q = 0$$

E quindi in asse d

$$\lambda_d - L_q i_d = \lambda_{d,AF}$$

Fatto questo utilizzando la trasformata inversa di park ricaviamo proprio che

$$\bar{\lambda}_{\alpha\beta,AF} = \hat{\lambda}_{\alpha\beta} - L_q \hat{i}_{\alpha\beta}$$

E che quindi il flusso denominato Active Flux ha angolo pari a  $\theta_d$ .

Lo schema dell'Active Flux è fatto nel seguente modo

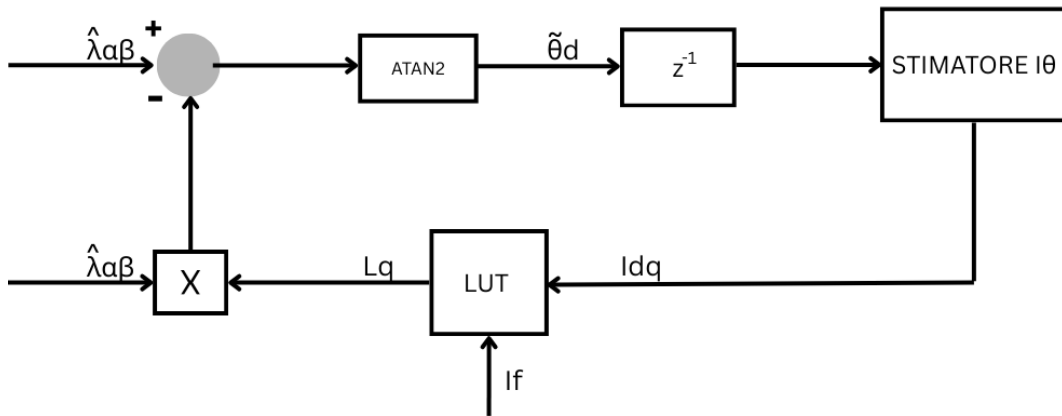
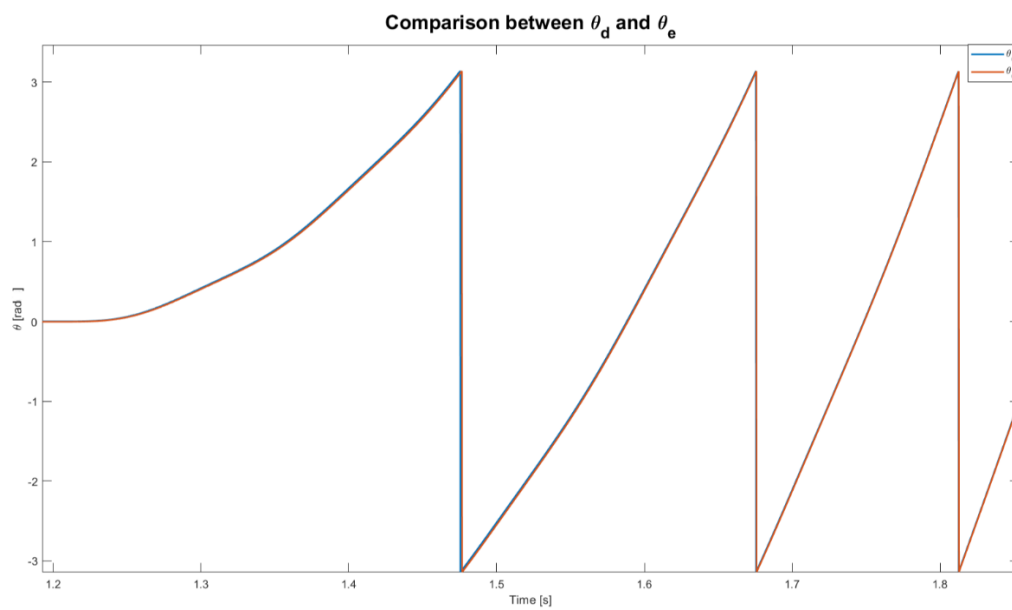


Figura 69:schema Simulink Active Flux

Osserviamo come in questo modo riusciamo a sostituire l'utilizzo di  $\theta_m$  con l'angolo stimato tramite l'Active Flux. Il problema è che come abbiamo visto, spiegando il Flux Observer, in avviamento l'angolo  $\theta_d$  stimato non combacia con l'angolo reale  $\theta_e$  ma, solo quando saremo ad una determinata velocità di circa 400 rpm potremo sostituire completamente l'utilizzo del sensore di posizione.



*Figura 70: confronto angoli nel tempo*

### 4.10 Avviamento I-Hz

Per portare il motore a 400 rpm utilizziamo un avviamento I-Hz. In questo avviamento noi creiamo un angolo artificiale che utilizziamo per controllare il nostro motore con un controllo di tipo CVC però imponendo le correnti di riferimento  $i_q^*$ ,  $i_f^*$  pari a zero e solo la corrente in asse d la imponiamo pari al valore nominale di corrente ossia 400 A. L'angolo artificiale lo creiamo utilizzando la velocità di riferimento che integriamo e ricaviamo così un angolo di rotore artificiale con il quale tramite le trasformate di clark e park ricaviamo le correnti in assi dq che passeremo nel controllo CVC per azionare il nostro motore.

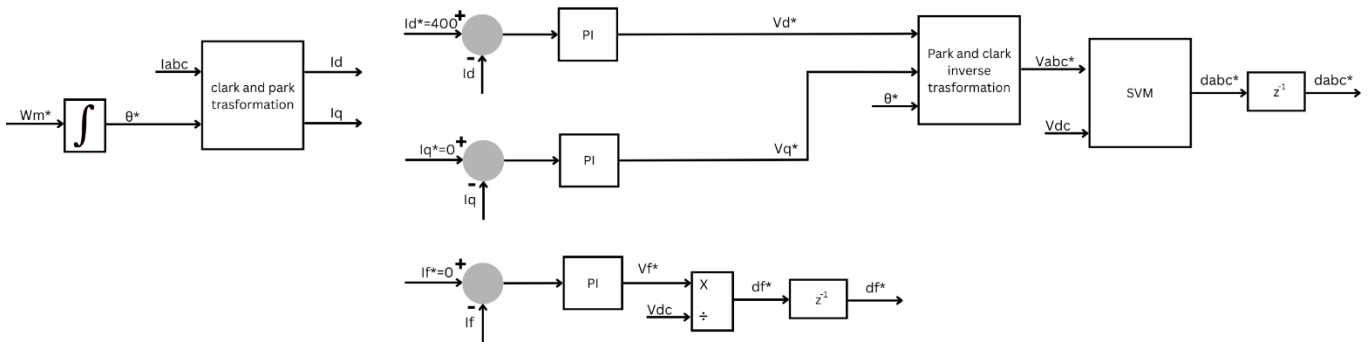


Figura 71: schema Simulink per l'avviamento I-Hz

Importante notare che per far funzionare questo avviamento noi dobbiamo prima portare a regime la corrente in asse d e poi dare il riferimento di velocità desiderato.

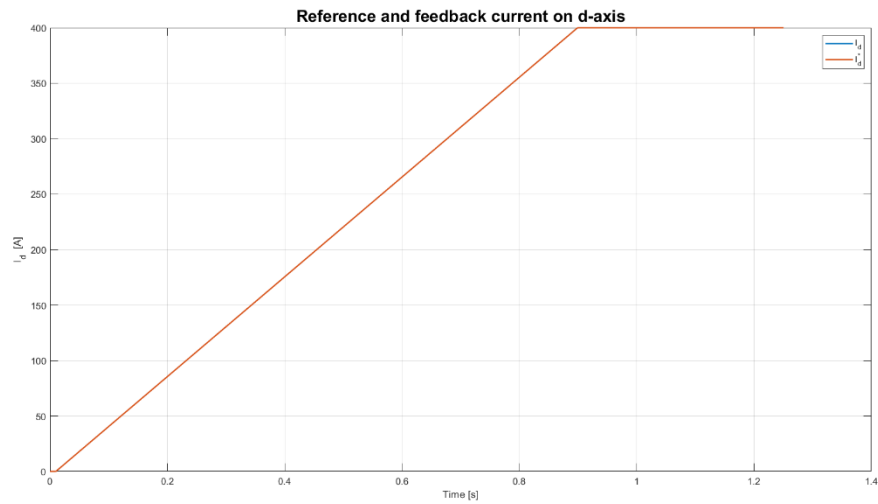


Figura 72: Corrente in asse d per l'avviamento del motore

Quindi faremo partire il riferimento di velocità solo dopo che la corrente in asse d è in steady state, noi per semplicità partir a 1.2 secondi

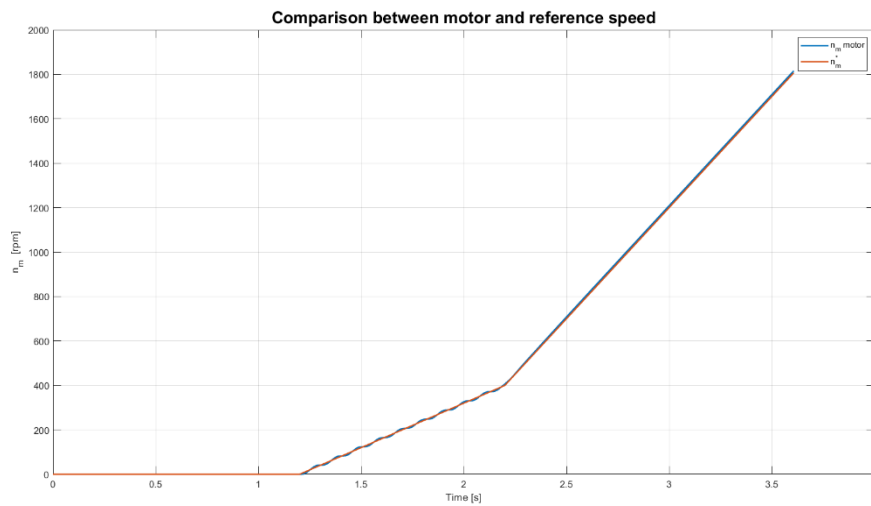


Figura 73: Velocità di riferimento e di motore

Osserviamo come in avviamento la velocità non segua perfettamente il suo riferimento ma lo rincorre

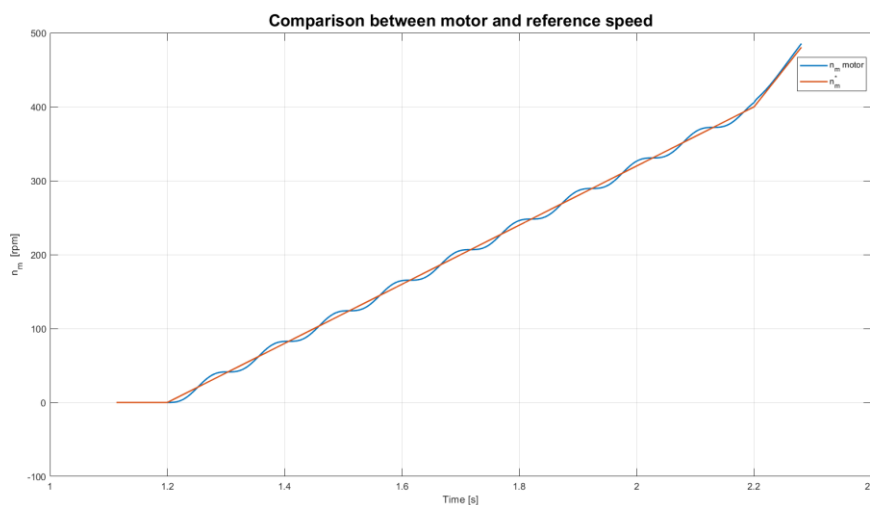


Figura 74: Velocità di riferimento e di motore in avviamento

Questo è dovuto al tipo di avviamento che abbiamo creato che ci consente di far partire il nostro motore senza l'utilizzo di un sensore ma fino a che non siamo ad una velocità adeguata a utilizzare il controllo DFVC dovremo usare l'avviamento I-Hz che comporta questo andamento a rincorrere e non perfetto ma per l'intento di questa tesi è più che sufficiente.

### 4.11 Input Output

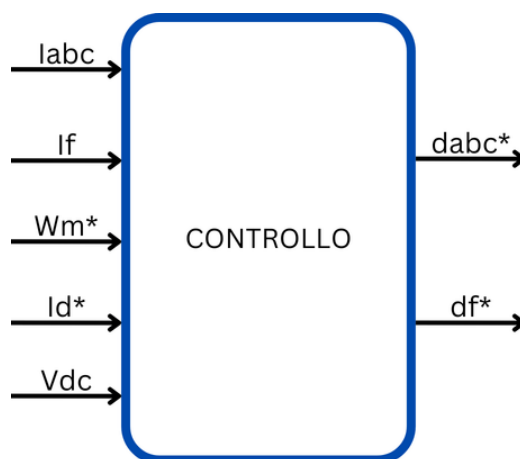


Figura 75: Input Output controllo digitale

---

# Capitolo 5

## 5 Simulazioni

Concludiamo il lavoro della tesi facendo dei test sul motore al fine di verificarne la funzionalità.

### 5.1 Test 1

Nel primo test si porta il motore a 3000 rpm, applicando inizialmente una coppia di carico e successivamente invertendone il verso.

Ci si aspetta di osservare un valore di picco della velocità nel momento in cui viene applicata la prima coppia di carico; in seguito, quando la coppia viene invertita, dovrebbe comparire un secondo picco di ampiezza doppia rispetto al primo, ma di segno opposto.

Questo avviene perché, nel momento dell'inversione, il motore non percepisce una semplice variazione di coppia, bensì un salto complessivo pari al doppio rispetto a quello registrato durante l'applicazione iniziale in senso positivo.

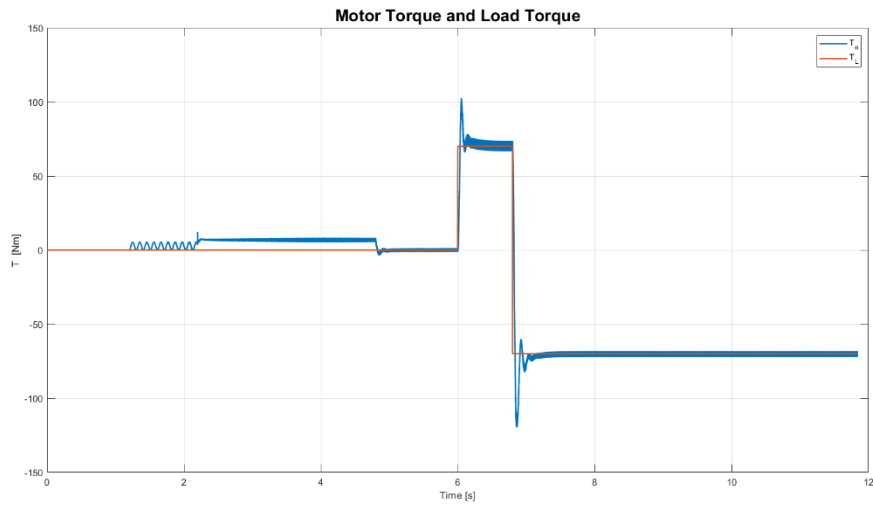


Figura 76: Coppia motore e coppia di carico

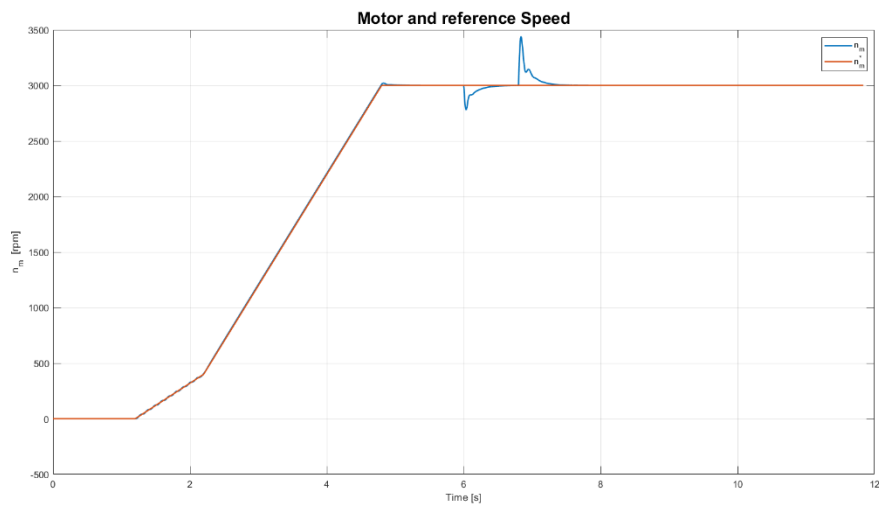


Figura 77: Velocità di riferimento e del motore

## 5.2 Test 2

Si porta il motore a 3000 rpm; successivamente si introduce una variazione sinusoidale di ampiezza pari a 50 rpm sul riferimento di velocità. Si aumenta quindi progressivamente la frequenza di tale oscillazione fino a quando l'ampiezza della velocità del motore si riduce a un valore pari a 0,707 volte quella del riferimento.

In questo modo si determina la banda passante dell'anello di velocità.

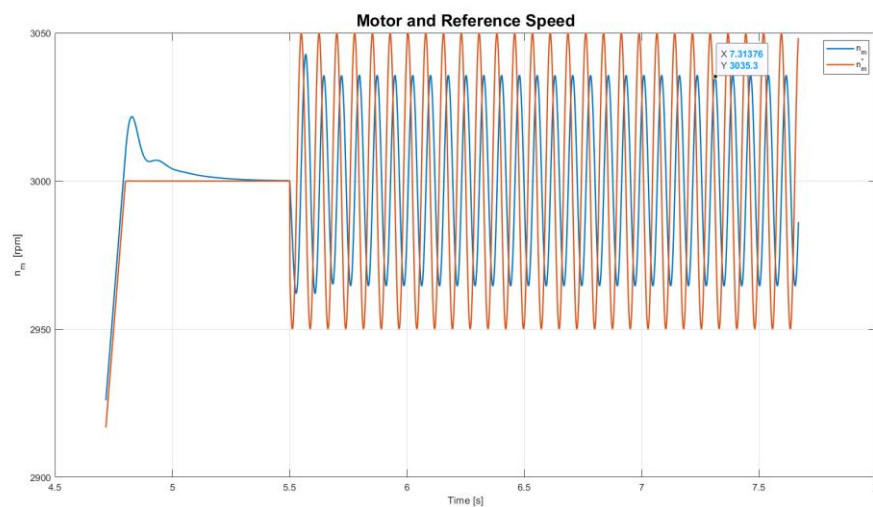


Figura 78: velocità di riferimento e del motore

La banda passante dell'anello di velocità è di 14 Hz

---

# Capitolo 6

## 6 Conclusioni

In questo lavoro di tesi è stato affrontato il problema del controllo di velocità sensorless di un motore sincrono ad eccitazione elettrica (EESM). Per comprendere meglio la struttura e il comportamento di questa tipologia di macchina, lo studio è stato inizialmente sviluppato partendo dall'analisi di un motore sincrono a magneti permanenti (PMSM), utilizzato come riferimento per evidenziare analogie e differenze tra le due macchine e per comprendere le principali strategie di modellistica del motore e dei convertitori.

Nell'ambito di questa modellizzazione è stato necessario analizzare la relazione tra flussi, correnti e coppia elettromagnetica, con particolare attenzione alla costruzione delle mappe dirette e inverse tra tali grandezze. Questo passaggio è risultato fondamentale per descrivere correttamente il comportamento della macchina e per permettere l'implementazione delle strategie di controllo.

Sono stati inoltre determinati i profili operativi MTPA (Maximum Torque per Ampere) e MTPV (Maximum Torque per Voltage), utili per individuare le condizioni di funzionamento più efficienti della macchina. Nell'ambito dello sviluppo del controllo sono state inoltre calcolate le induttanze differenziali e apparenti necessarie alla corretta implementazione dell'algoritmo di controllo.

Per quanto riguarda la strategia di controllo, inizialmente è stato sviluppato un controllo con sensore di posizione basato sulla tecnica CVC (Current Vector Control). Successivamente è stata implementato un controllo DFVC (Direct Flux Vector Control) sensorless dove ad alta velocità prendeva forma tramite osservatori di flusso e il concetto di Active Flux, mentre nella regione di bassa velocità è stata adottata una strategia di avviamento di tipo I-Hz.

---

Il lavoro svolto ha quindi permesso di analizzare e sviluppare una strategia di controllo sensorless per motori EESM, partendo dalla comprensione delle caratteristiche della macchina e dalle relazioni tra le principali grandezze elettromagnetiche fino all'implementazione delle tecniche di controllo.

## 7 Bibliografia

- [1] REDAZIONE, «Cina, nuove limitazioni sulle terre rare,» *ILPOST*, p. 1, 9 ottobre 2025.
- [2] S. Rubino, *Lezioni di "Electric Motor Drives for ePowertrain"*, A.A 2024/2025.
- [3] MATHWORKS,«MathWorks,»[Online].Available:[https://it.mathworks.com/help/matlab/ref/scatteredinterpolant.html?s\\_tid=srchtitle\\_site\\_search\\_1\\_scatteredInterpolant#bvkm3m9-1](https://it.mathworks.com/help/matlab/ref/scatteredinterpolant.html?s_tid=srchtitle_site_search_1_scatteredInterpolant#bvkm3m9-1).  
[Consultato il giorno 16 01 2026].
- [4] MATHWORKS,«Mathworks,»[Online].Available:[https://it.mathworks.com/help/matlab/ref/griddedinterpolant.html?s\\_tid=srchtitle\\_site\\_search\\_1\\_griddedinterpolant](https://it.mathworks.com/help/matlab/ref/griddedinterpolant.html?s_tid=srchtitle_site_search_1_griddedinterpolant).  
[Consultato il giorno 18 01 2026].
- [5] E. Armando, *Lezioni di "Conversione statica dell'energia elettrica"*, A.A 2024/2025.
- [6] S. Musumeci, *Lezioni di "Fondamenti di elettronico di potenza"*, A.A 2021-2022.
- [7] Rubino, Tolosano, Mandrile, Armando e Bojoi, «Flux Polar Control (FPC): A Unified Torque Controller for AC Motor Drives,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 59, n. 4, p. 4140–4163, 2023.









