

POLITECNICO DI TORINO



CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA ELETTRICA

TESI DI LAUREA

**IMPLEMENTAZIONE CONTROLLO
SENSORLESS PER MOTORI SINCRONI A
MAGNETI PERMANENTI**

Anno accademico 2019/2020

Relatore: *Prof. Iustin Radu Bojoi*

Co-relatore: *Sandro Rubino*

Candidato: *Riccardo Nottoli*

Indice

1. Introduzione	1
2. Modellistica elettromeccanica della macchina sincrona	2
2.1 Modello elettromagnetico su assi (d, q).....	2
2.2 Modello magnetico su assi (d, q)	6
2.2.1 Mappe di flusso dirette.....	8
2.2.2 Mappe di flusso inverse.....	12
2.3 Modello elettromagnetico completo e modello meccanico	16
2.4 Curve di performance MTPA e MTPV	18
2.4.1 Profili MTPA.....	18
2.4.2 Profili MTPV	22
3. Inverter trifase VSI	29
3.1 Struttura e funzionamento del convertitore	29
3.2 Tecnica di modulazione	34
3.3 Implementazione modello dell'inverter e tecnica "Min Max Modulation"	38
3.4 Tempi morti	45
3.5 Tensione del DC-Link	47
4. Tecniche di controllo	50
4.1 Organizzazione codice di controllo.....	52
4.2 Controllo I-Hz.....	53
4.2.1 Osservatore di flusso statorico.....	58
4.2.2 Phase Locked Loop (PLL)	63
4.3 Field-Oriented Control (FOC).....	65
4.4 Direct Flux Vector Control (DFVC)	70
4.4.1 Modello elettromagnetico in assi (d_s, q_s).....	72
4.4.2 Schema di controllo e implementazione	76
4.4.3 Simulazione DFVC.....	81
5. Controllo Sensorless	86
5.1 Iniezione ad alta frequenza	87
5.2 Filtri di media mobile	89
5.3 Osservatore angolo ad alta frequenza	91
5.4 Rilevamento posizione iniziale	93
5.5 Stima dell'angolo e della velocità dall'osservatore di flusso	100
6. Conclusioni	107
Bibliografia	108

1. Introduzione

L'obiettivo dell'elaborato è l'implementazione di un controllo con tecnica sensorless per motori sincroni a magneti permanenti (PMSM). L'elaborato verrà suddiviso in argomenti propedeutici alla implementazione e validazione del controllo del motore sotto esame.

Inizialmente verrà caratterizzato il motore mappandone le curve di performance propedeutiche alla realizzazione delle tecniche di controllo che si implementeranno. Successivamente verrà realizzato il modello dell'inverter trifase e verrà studiata la tecnica di modulazione che si adotterà. Infine, verranno implementate nel linguaggio C varie tecniche di controllo quali *I-Hz*, *FOC* e *DFVC* con tecnica sensored per poi passare alla realizzazione della tecnica sensorless per il controllo *DFVC*. I codici di controllo scritti in linguaggio C verranno convalidati in ambiente di simulazione *Simulink*.

I principali vantaggi della tecnica sensorless rispetto alla tecnica sensored sono:

- Riduzione dei costi .Non essendoci un sensore si ha così una convenienza in termini economici.
- Migliore affidabilità del sistema, infatti non essendoci un sensore, non si hanno problemi di guasti.
- Immunità ai disturbi dovuti all'acquisizione dei segnali da parte del sensore.
- Praticità nell'istallazione, infatti un sensore richiede spazio per essere montato. La sua assenza permette di ridurre l'ingombro.

I limiti della tecnica sensorless invece sono:

- Minore precisione in temine stima dei segnali. Per quanto precisa la stima, non sarà come un segnale acquisito da sensore.
- Necessaria una anisotropia magnetica per effettuare una stima a bassi giri.
- Assenza di un algoritmo di stima funzionante sia a basse sia ad alte velocità.

2. Modellistica elettromagnetica della macchina sincrona

In questo capitolo verrà presentato il modello elettromagnetico del motore sotto esame. Il modello che verrà implementato sarà riferito ad assi (d, q) , assi rotanti sincroni al flusso dei magneti di rotore. Siccome i codici di controllo di macchina che si implementeranno saranno riferiti a due sistemi diversi, in particolare per il controllo I-Hz e FOC si controllerà in assi (d, q) mentre per il controllo DFVC si controllerà la macchina su assi rotanti sincroni con il flusso di statore (d_s, q_s) , e le equazioni che caratterizzano i due modelli sono diversi, sarà opportuno passare dal sistema (d, q) al sistema (d_s, q_s) come verrà spiegato nel capitolo sul controllo DFVC per implementare un buon controllo.

Successivamente, dopo avere ricavato le equazioni che descrivono il motore e modellizzato su *Simulink* il suo funzionamento, verranno costruite le mappe di flusso sia dirette sia inverse, infine verranno ricavate le curve di performance del motore, ovvero la curva MTPA e la curva MTPV.

2.1 Modello elettromagnetico su assi (d, q)

Le equazioni elettriche per un motore PMSM sono:

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_e \lambda_q \\ V_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_e \lambda_d \end{cases} \quad (2.1)$$

Dove R_s è la resistenza degli avvolgimenti statorici $[\Omega]$, ω_e è la velocità elettrica di rotazione del rotore $[rad/s]$, λ_m è il flusso dei magneti $[Vs]$.

La (2.1) può essere riscritta in modo più compatto in maniera vettoriale.

$$\bar{v}_{dq} = R_s \cdot \bar{i}_{dq} + \frac{d\bar{\lambda}_{dq}}{dt} + j\omega_e \bar{\lambda}_{dq} \quad (2.2)$$

Dove l'operatore j è il seguente:

$$j = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

La convenzione adottata per scrivere queste equazioni è quella di asse d rivolto verso la direzione del flusso dei magneti.

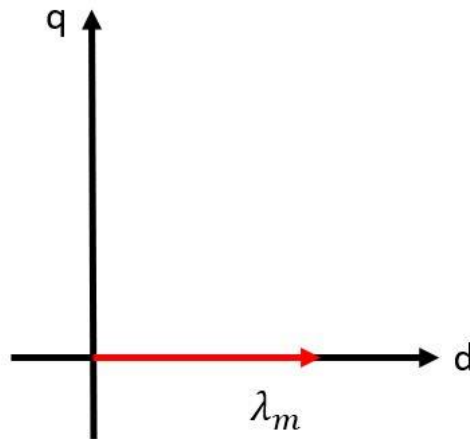


Figura 2.1: Modello assi (d, q) e flusso dei magneti λ_m .

Il modello descritto viene modellizzato su *Simulink* nella seguente maniera. Partendo dall'equazione (2.2) e rielaborandola in maniera da avere la derivata dei flussi come incognita, si può costruire il seguente schema a blocchi:

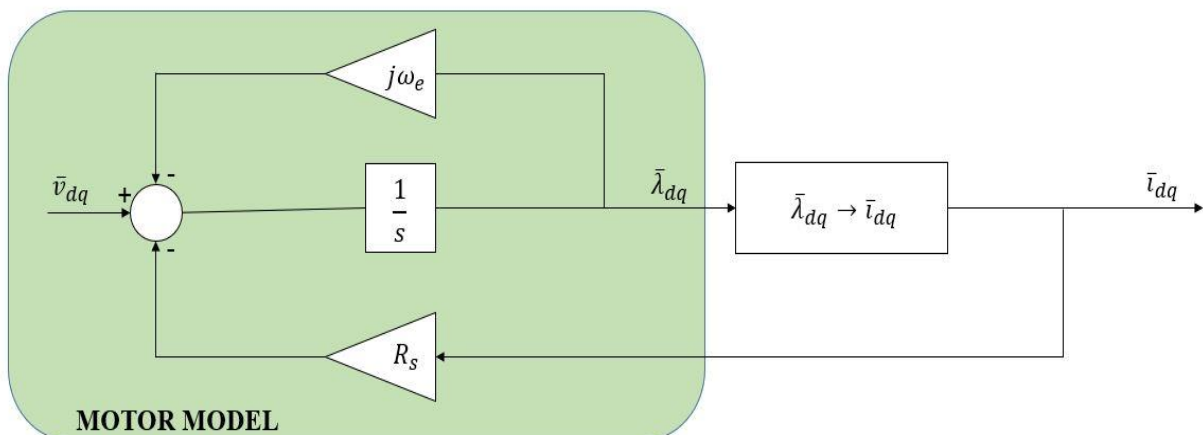


Figura 2.2: Modello del motore su assi (d, q).

L'equazione utilizzata nell'implementazione è:

$$\frac{d\bar{\lambda}_{dq}}{dt} = \bar{v}_{dq} - R_s \cdot \bar{i}_{dq} - j\omega \bar{\lambda}_{dq} \quad (2.4)$$

In Figura (2.2) è presente un blocco che lega i flussi con le correnti. Questa relazione verrà analizzata nei prossimi paragrafi, quindi per ora ci basta sapere che le correnti vengono ricavate dai flussi.

Per una modellistica più accurata è necessario implementare le perdite nel ferro del motore. Queste perdite vengono implementate aggiungendo una resistenza, R_{fe} , al modello.

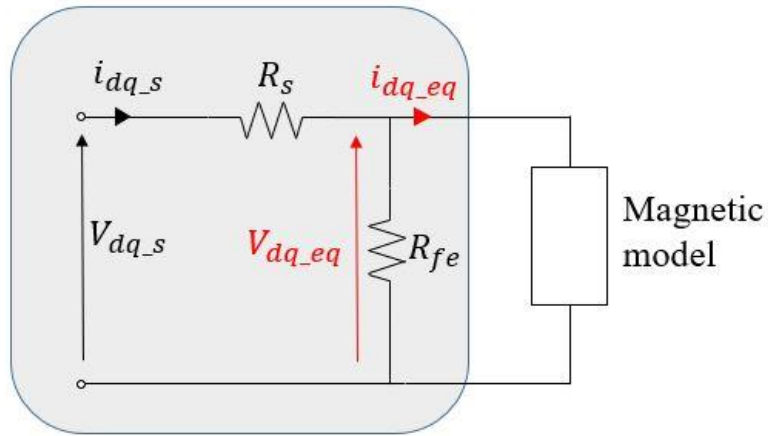


Figura 2.3: Modello del motore con resistenza del ferro.

Dal quale si ricava un circuito equivalente di Thevenin caratterizzato dall'avere una tensione equivalente V_{dq_eq} e una resistenza equivalente R_{eq} .

$$\begin{cases} V_{dq_eq} = V_{dq_s} \cdot \frac{R_{fe}}{R_{fe} + R_s} = V_{dq_s} \cdot \frac{G_s}{G_{fe} + G_s} \\ R_{eq} = \frac{R_s \cdot R_{fe}}{R_{fe} + R_s} = \frac{1}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_{fe}}} = \frac{1}{G_s + G_{fe}} \end{cases} \quad (2.5)$$

Che si può modellare nel seguente maniera:

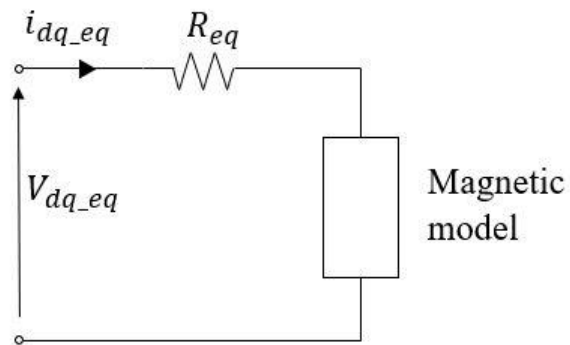


Figura 2.4: Modello equivalente di Thevenin del motore.

L'implementazione su *Simulink* di tale modello sarà:

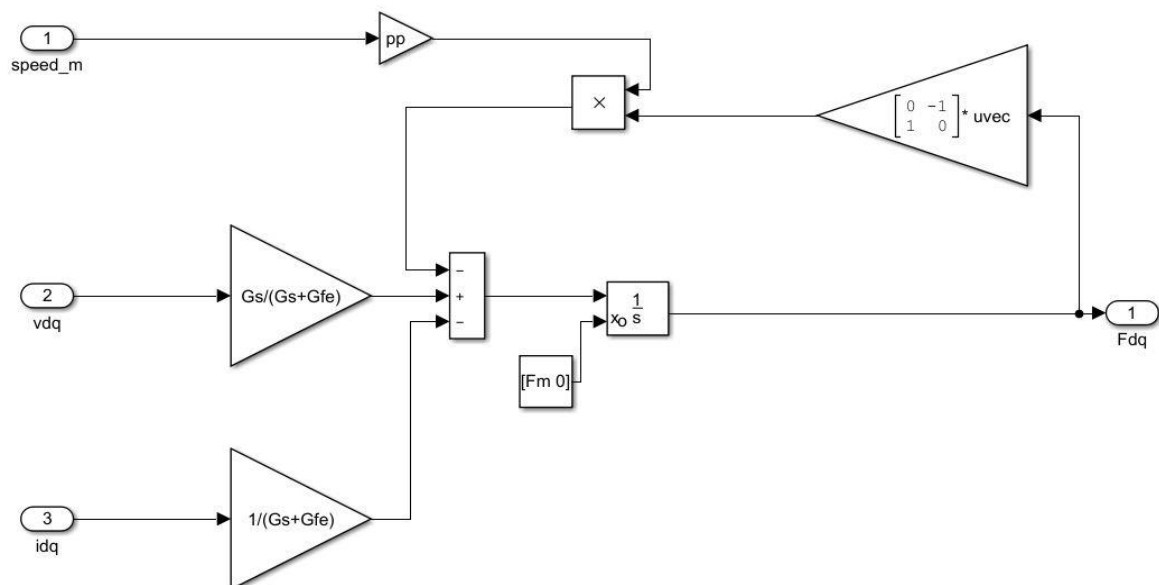


Figura 2.5: Modello Simulink del motore.

Nel quale, la velocità elettrica definita nella (2.1) viene calcolata come prodotto della velocità meccanica del motore e da numero di coppie polare pp .

Infine, la coppia elettromeccanica viene calcolata usando il modello elettromagnetico statorico, ottenendo così una formulazione valida per tutte le macchine AC.

$$T = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot |\bar{\lambda}_{dq} \wedge \bar{i}_{dq}| = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (2.6)$$

Verrà implementata su *Simulink* nella seguente maniera:

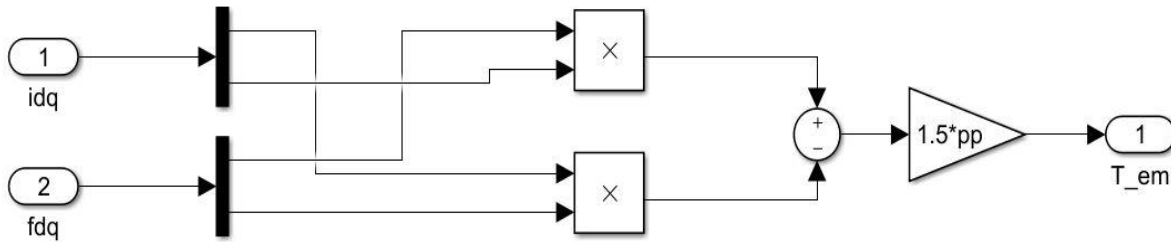


Figura 2.6: Modello Simulink per il calcolo della coppia elettromeccanica.

2.2 Modello magnetico su assi (d, q)

Il modello magnetico del motore non è lineare, se lo fosse la relazione che lega il flusso in assi (d, q) e le correnti in assi (d, q) sarebbe:

$$\begin{cases} \lambda_d = L_d \cdot i_d + \lambda_m \\ \lambda_q = L_q \cdot i_q \end{cases} \quad (2.7)$$

Quindi il flusso in asse q è linearmente dipendente solo dalla corrente in asse q moltiplicata per l'induttanza in asse q, L_q . Mentre il flusso sull'asse d, a meno del flusso dei magneti λ_m ,

dipende linearmente solo dalla corrente sull'asse d moltiplicata per l'induttanza in asse d, L_d . Il problema è che non si ha dipendenza lineare, in particolare il flusso concatenato su uno dei due assi dipende da entrambe le correnti (d, q):

$$\begin{cases} \lambda_d = f(i_d, i_q) \\ \lambda_q = f'(i_d, i_q) \end{cases} \quad (2.8)$$

Più in particolare il modello può essere espresso in forma matriciale nel seguente modo:

$$\bar{\lambda}_{dq} = \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} \bar{i}_{dq} + \begin{bmatrix} \lambda_m(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Dove $L_{dd}(i_d, i_q)$ e $L_{qq}(i_d, i_q)$ sono le induttanze su assi d e q rispettivamente, $L_{dq}(i_d, i_q)$ e $L_{qd}(i_d, i_q)$ sono le induttanze di saturazione incrociata e θ è la temperatura dei magneti.

Il modello magnetico non lineare è quindi dovuto a saturazione propria degli assi più una saturazione incrociata.

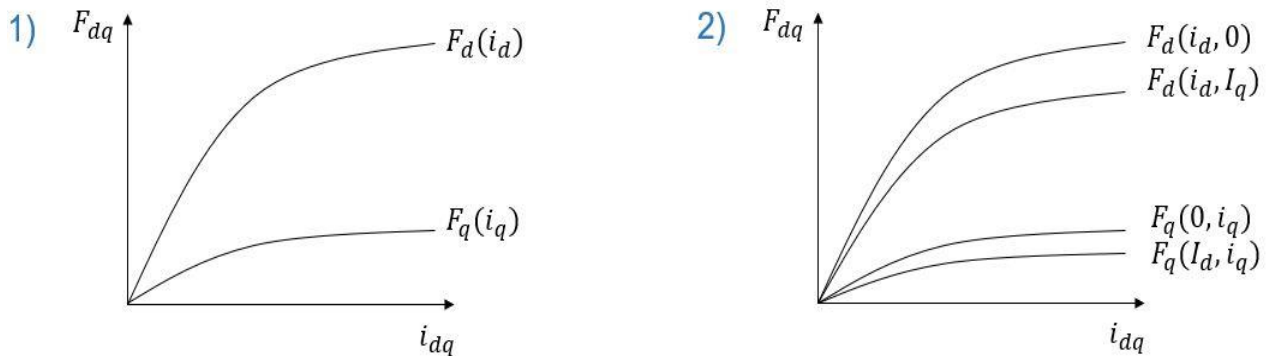


Figura 2.7: 1) auto saturazione 2) saturazione incrociata.

Si procede quindi a implementare un modello che riesca a legare flussi con le correnti e viceversa.

2.2.1 Mappe di flusso dirette

La costruzione delle mappe di flusso dirette segue la procedura spiegata in [1]. Non si entrerà nello specifico del test siccome non rientra nel programma svolto ma verrà spiegato brevemente il procedimento. Il motore sotto test è mantenuto a una velocità costante attraverso un controllo. Viene implementato un controllo di corrente vettoriale $(i_{d,k}, i_{q,k})$, le tensioni vengono misurate e bisogna provvedere a compensare le cadute di tensione dovute alla resistenza statorica. Per compensare le cadute di tensione si applicano tre impulsi di corrente, con il secondo impulso che è il coniugato degli altri due. Da precisare come questi impulsi devono essere i più brevi possibili così da evitare rapide variazioni della temperatura.

Con questo test si ottengono così delle terne di valori, in particolare di tensione e corrente in assi (d, q) . I flussi statorici verranno calcolati nella seguente maniera come riportato in [1]:

$$\begin{cases} \lambda_d = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{v_{q1} + v_{q3}}{2} + v_{q2} \right) \cdot \frac{1}{\omega_e} \\ \lambda_q = -\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{v_{d1} + v_{d3}}{2} - v_{d2} \right) \cdot \frac{1}{\omega_e} \end{cases} \quad (2.10)$$

Dove coi pedici 1,2,3 si intende le successioni dei valori nel terzetto.

Analogamente le correnti associate ai valori di flusso trovati con la (2.10) sono:

$$\begin{cases} i_d = \frac{i_{d1} + i_{d2} + i_{d3}}{3} \\ i_q = \frac{i_{q1} - i_{q2} + i_{q3}}{3} \end{cases} \quad (2.11)$$

Avendo ora i valori di corrente e di flusso in assi (d, q) si procede alla costruzione delle mappe di flusso dirette ottenendo:

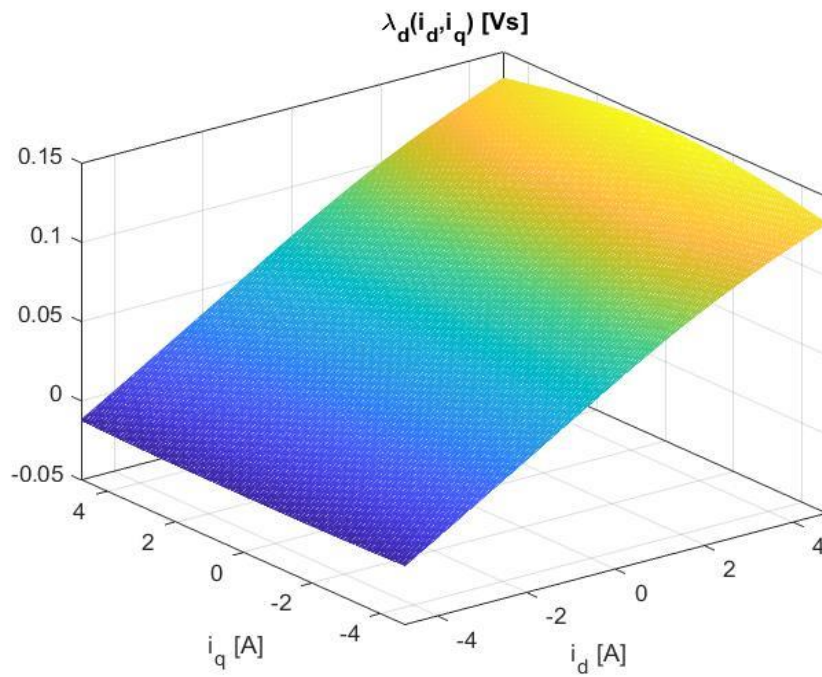


Figura 2.8: $\lambda_d(i_d, i_q)$.

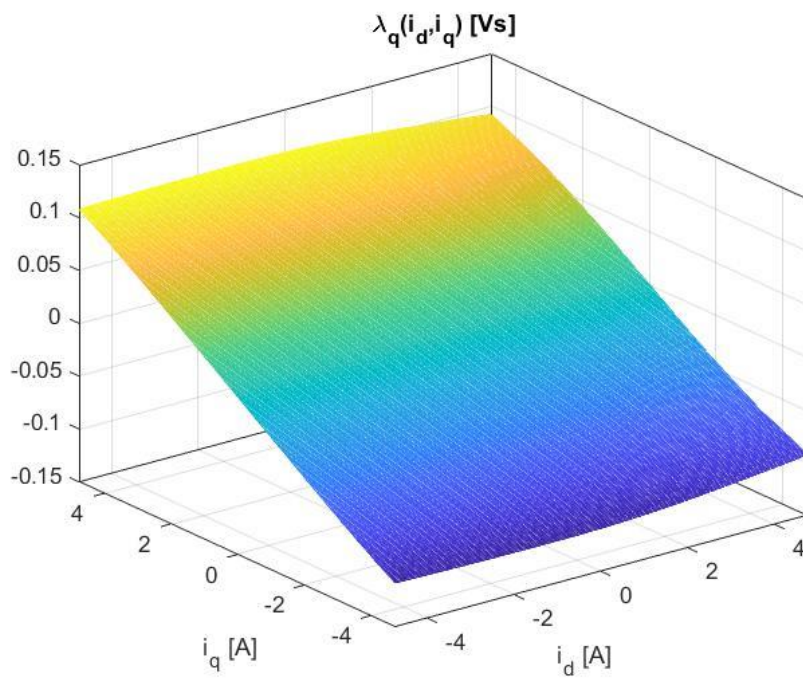


Figura 2.9: $\lambda_q(i_d, i_q)$.

In particolare, si può ora vedere il reale effetto della saturazione incrociata che in Figura (2.7) era stata presentata in forma teorica.

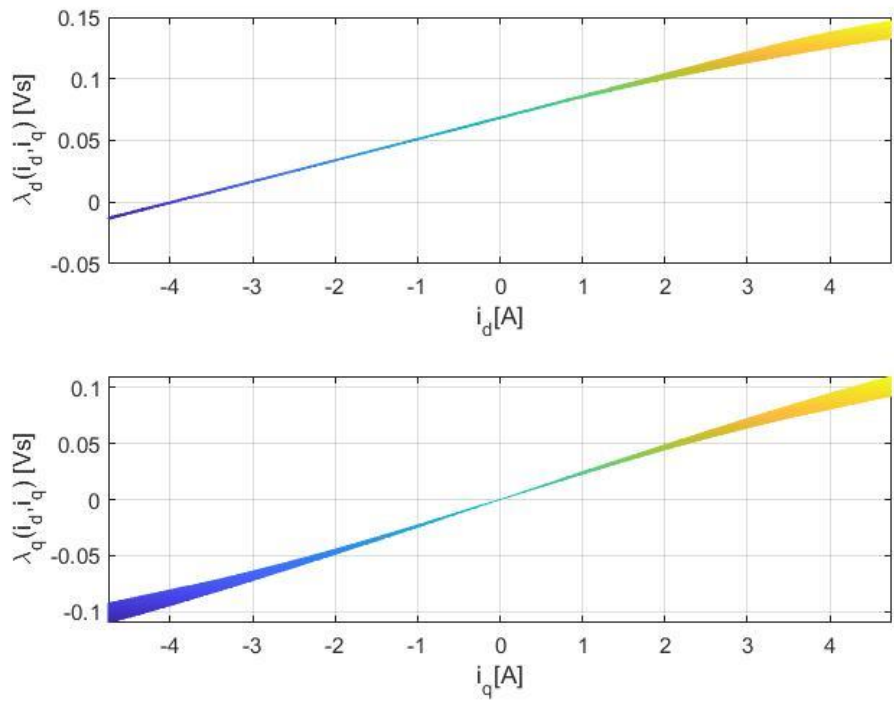


Figura 2.10: $\lambda_d(i_d, i_q)$ e $\lambda_q(i_d, i_q)$ al variare della corrente.

Dalle quali si può ottenere:

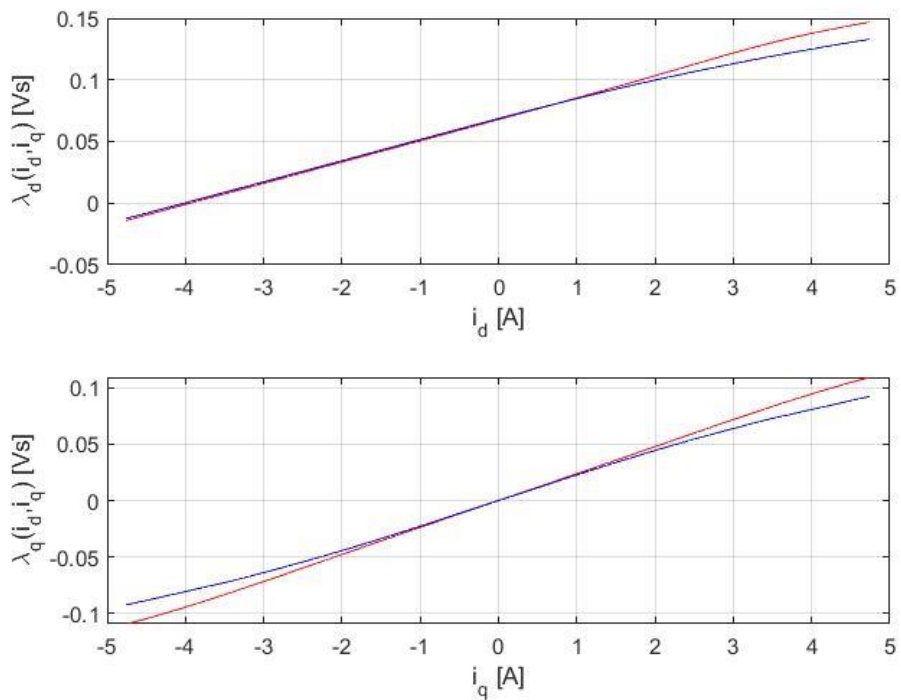


Figura 2.11: $\lambda_d(i_d, i_q)$ e $\lambda_q(i_d, i_q)$ al variare della corrente.

Dove per il grafico di $\lambda_d(i_d, i_q)$, la curva rossa rappresenta $\lambda_d(i_d, 0)$ invece la curva blu rappresenta $\lambda_d(i_d, I_{q,max})$. Analogamente per il grafico di $\lambda_q(i_d, i_q)$ la curva rossa rappresenta $\lambda_q(0, i_q)$ mentre la curva blu $\lambda_q(I_{d,max}, i_q)$. Si può inoltre notare, data la convezione usata per il flusso dei magneti come in Figura (2.1) che $\lambda_d(0, i_q) \neq 0$ ma $\lambda_d(0, i_q) = \lambda_m$. Invece, non essendo presente flusso dei magneti sull'asse q $\lambda_q(i_d, 0) = 0$.

Viene inoltre calcolata la resistenza di statore e il flusso dei magneti. Come riportato in [2], al motore viene fatto un test di temperatura nel quale al motore viene applicata una certa corrente per un certo periodo. Tale corrente deve avere un'ampiezza pari al valore *rms* della corrente termica del motore, $I_{th,rms}$. Un valore ragionevole per questa corrente termica è la corrente nominale del motore da applicare lungo l'asse d . Dopo un certo periodo, la corrente viene ridotta (sempre applicata sull'asse d) così da poter calcolare la resistenza degli avvolgimenti di statore e infine imposta a zero per poter valutare il flusso dei magneti. Le formule utilizzate per valutare la resistenza e il flusso sono:

$$\begin{cases} R_s = \frac{V_d}{I_d} \Big|_{I_q=0} \\ \lambda_m = \frac{V_q}{\omega} \Big|_{I_q=I_d=0} \end{cases} \quad (2.12)$$

Quello che si ottiene è il seguente:

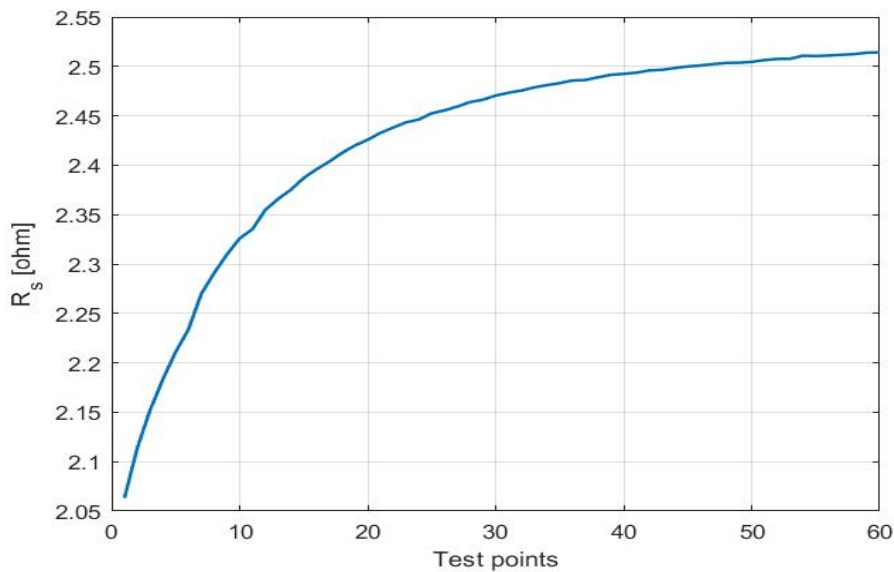


Figura 2.12: Resistenza statorica R_s .

Dove si può apprezzare l'aumento di resistenza dovuto alla temperatura durante il test. Da precisare che in futuro quando il modello elettromagnetico sarà completato, nell'implementazione dei codici di controllo verrà utilizzato l'ultimo valore di resistenza che si è trovato, che rappresenta la resistenza a motore caldo pari a $R_s = 2,51 \Omega$. Il valore di resistenza a freddo è $R_{s,cold} = 2,06 \Omega$.

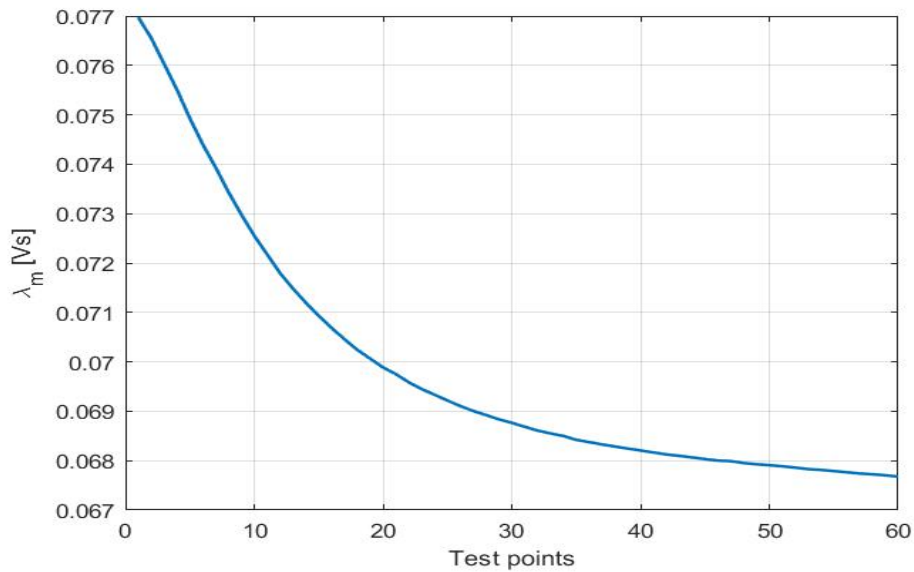


Figura 2.13: Flusso dei magneti λ_m .

Anche per il flusso dei magneti si apprezza una riduzione dell'ampiezza del flusso all'aumentare della temperatura. Anche qui, nel controllo verrà utilizzato il valore del flusso a caldo pari a $\lambda_m = 0.0677 \text{ Vs}$.

2.2.2 Mappe di flusso inverse

Partendo dalle mappe di flusso dirette si procede alla costruzione delle mappe di flusso inverse, cioè mappe che rappresentano il valore della corrente in uno dei due assi dovuta ai flussi in entrambi gli assi.

$$\begin{cases} i_d = g(\lambda_d, \lambda_q) \\ i_q = g'(\lambda_d, \lambda_q) \end{cases} \quad (2.13)$$

Come riportato in Figura (2.2), queste mappe sono essenziali per poter chiudere lo schema a blocchi e avere così il modello elettromagnetico completo del motore.

L'algoritmo implementato per l'identificazione è il seguente:

- Si creano un vettori per il flusso in asse d, λ_{d,vct_inv} , composto da n_d elementi con estremi $\lambda_{d,min}$ e $\lambda_{d,max}$ e con passo di $(\lambda_{d,max} - \lambda_{d,min}) / (n_d - 1)$. Per il vettore del flusso in asse q, λ_{q,vct_inv} , il procedimento è uguale, prendendo come estremi $\lambda_{q,max}$ e $\lambda_{q,min}$ e $n_q = n_d$.

Una volta creati questi due vettori, verranno create le due mappe di flusso inverse nel seguente modo:

- λ_{d,map_inv} verrà costruita per righe, cioè ogni riga corrisponde al vettore λ_{d,vct_inv} . La mappa avrà una dimensione $n_d * n_d$.
- λ_{q,map_inv} verrà costruita per colonne, cioè ogni colonna corrisponde al vettore λ_{q,vct_inv} . La mappa avrà una dimensione $n_q * n_q$.

Ora, le mappe trovate nel paragrafo precedente, verranno trasformate in vettori. Si avranno quindi quattro vettori, $i_{d,vet}, i_{q,vet}, \lambda_{d,vet}, \lambda_{q,vet}$. Questi vettori verranno creati impilando le colonne. Di seguito verrà riportato un semplice esempio con una matrice 2x2 per chiarire meglio come vengono creati questi vettori.

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} a_{11} \\ a_{21} \\ a_{12} \\ a_{22} \end{bmatrix}$$

Schema 2.1: Esempio creazioni vettori dalle mappe.

Creati questi vettori e le già create λ_{d,map_inv} e λ_{q,map_inv} , con un'interpolazione 2-D verranno create le mapper inverse. Le mappe inverse, I_{d,map_inv} e I_{q,map_inv} , saranno due matrici di dimensione $n_d * n_d$, nel nostro caso 255x255, in particolare:

- I_{d,map_inv} sarà una mappa costruita per righe, cioè la prima riga e le altre $n_d - 1$ righe saranno uguali.
- I_{q,map_inv} sarà una mappa costruita per colonne, cioè la prima colonna e le altre $n_d - 1$ colonne saranno uguali.

$$\begin{bmatrix} I_{d1} & I_{d2} & \cdots & I_{dn_d} \\ I_{d1} & I_{d2} & \cdots & I_{dn_d} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ I_{d1} & I_{d2} & \cdots & I_{dn_d} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I_{q1} & I_{q1} & \cdots & I_{q1} \\ I_{q2} & I_{q2} & \cdots & I_{q2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ I_{qn_d} & I_{qn_d} & \cdots & I_{qn_d} \end{bmatrix}$$

Schema 2.2: Esempio mappe inverse delle correnti.

Di seguito verranno riportate le figure delle mappe ottenute.

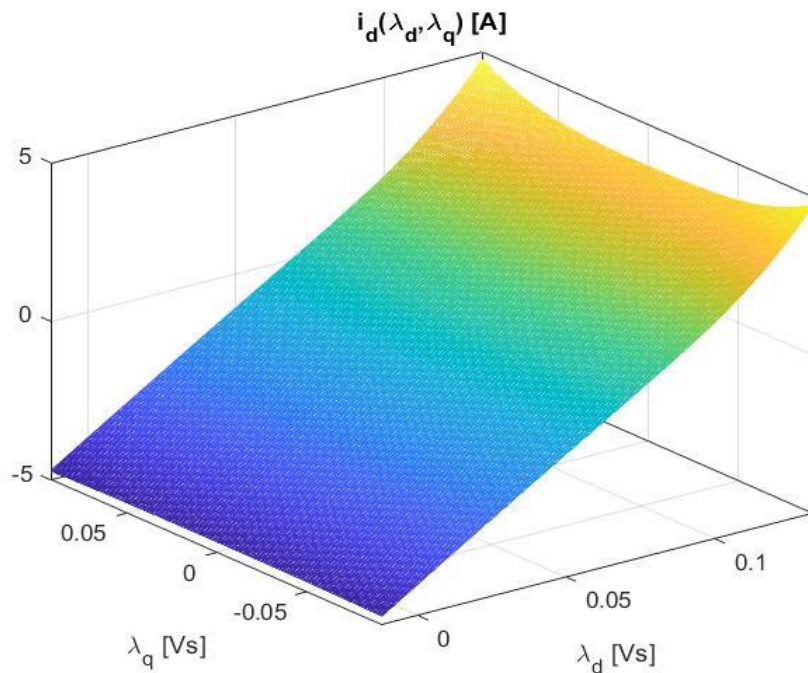


Figura 2.14: $i_d(\lambda_d, \lambda_q)$.

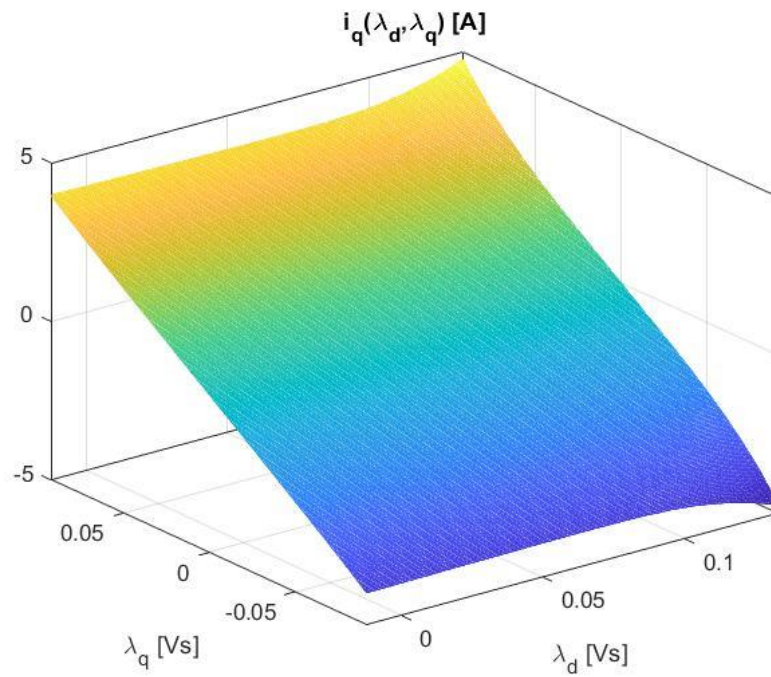


Figura 2.15: $i_q(\lambda_d, \lambda_q)$.

Trovata ora la relazione tra flussi e correnti, è possibile inserirle su *Simulink* così da poter calcolarsi la corrente che retroazionata, come mostrato in Figura (2.2), permette di calcolarsi i flussi.

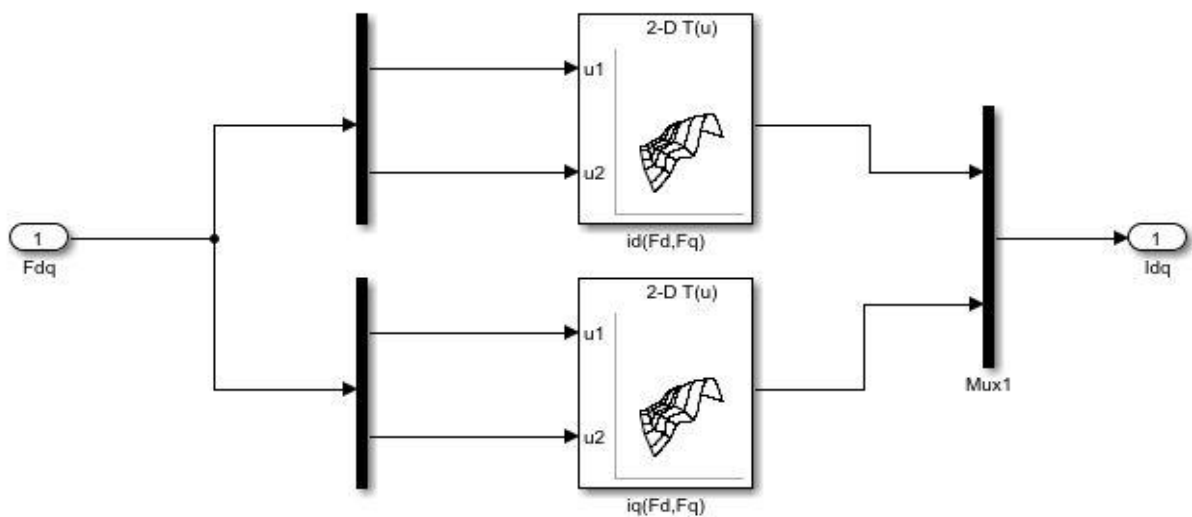


Figura 2.16: Modello Simulink per il calcolo delle correnti \bar{i}_{dq} partendo dai flussi $\bar{\lambda}_{dq}$.

Le due LUT 2-D hanno come entrate i valori di λ_d e λ_q e in uscita restituiscono i valori di i_d e i_q associate al punto di lavoro, cioè $i_d(\lambda_d, \lambda_q)$ e $i_q(\lambda_d, \lambda_q)$.

Questo fatto finora permette di costruire un modello elettromagnetico completo della macchina, come si evince con le Figure (2.5) e (2.16).

2.3 Modello elettromagnetico completo e modello meccanico

Si procede ora alla implementazione su *Simulink* del modello elettromagnetico completo della macchina. Esso sarà:

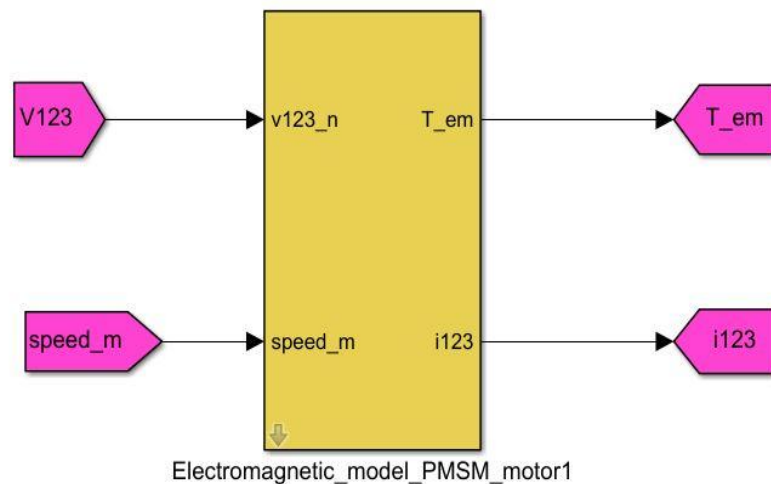


Figura 2.17: Modello elettromagnetico completo del motore.

In ingresso al modello si avranno le tre tensioni di fase-punto neutro $\bar{V}_{123,n}$ ottenute dall'inverter, come verrà spiegato nel successivo capitolo, e la velocità meccanica del motore in $[rad/s]$. All'interno di questo blocco sono presenti tutti i blocchi *Simulink* esposti precedentemente. Sono state inoltre implementate le matrici di trasformazione trifase-bifase e di rotazione per passare dal sistema fisso (1,2,3) al sistema (α, β) e infine al sistema rotante (d, q) e le loro inverse. Le matrici di trasformazione e di rotazione sono:

$$1) [T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad 2) [R(\theta_e)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Dove con la 1) si passa dal sistema trifase (1,2,3) al bifase fisso (α, β), $[T] \cdot \bar{V}_{123,n} = \bar{V}_{\alpha\beta}$, e con la 2) si passa dal sistema bifase (α, β) al sistema bifase rotante (d, q) $[R(\vartheta_e)] \cdot \bar{V}_{\alpha\beta} = \bar{V}_{dq}$. θ_e è l'angolo elettrico, trovato dall'angolo meccanico moltiplicato per il numero di coppie polari pp .

L'altro ingresso in Figura (2.17) è la velocità meccanica del motore espressa in *rad/s*. Questa velocità deriva dal blocco del modello meccanico del motore.

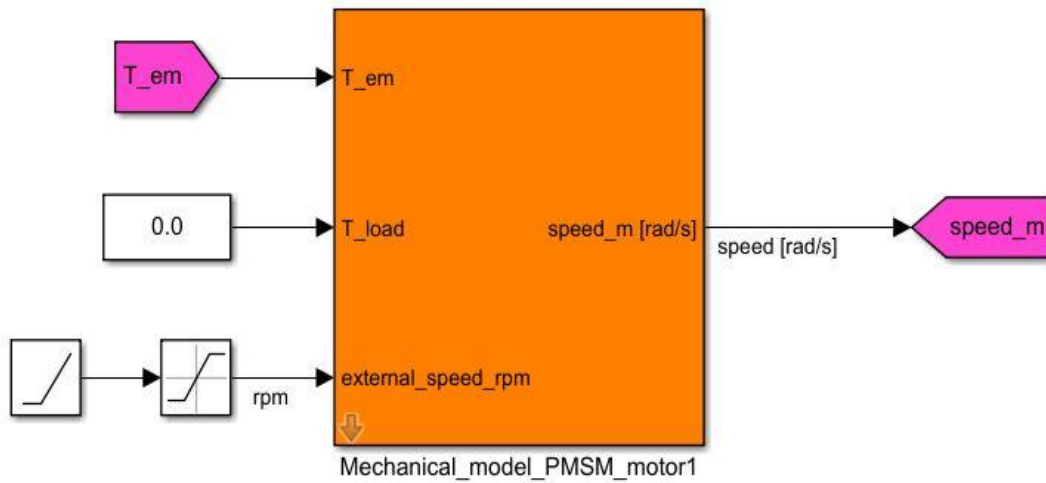


Figura 2.18: Modello meccanico del motore

La velocità ω viene imposta, trainando il motore per prove di coppia, o viene calcolata dalla coppia attraverso un modello che tiene conto anche delle perdite meccaniche. Non si approfondirà ulteriormente il modello meccanico essendo stato fornito e non implementato. Da precisare che la coppia elettromeccanica in entrata in questo blocco è quella che viene calcolata dal modello elettromagnetico in Figura (2.6).

2.4 Curve di performance MTPA e MTPV

In questo paragrafo verrà spiegato come sono state ottenute le curve di performance MTPA “Maximum Torque per Ampere” e MTPV “Maximum Torque per Volt”. Queste curve, che serviranno successivamente per i vari codici di controllo motore che verranno implementati, rappresentano i punti di funzionamento ottimale per la macchina in termini di corrente e flusso per una data coppia. Le curve verranno ottenute manipolando in modo opportuno le mappe di flusso ottenute nei precedenti paragrafi.

2.4.1 Profili MTPA

La curva MTPA rappresenta i minimi valori dell’ampiezza del vettore \vec{I}_{dq} per i valori di coppia ottenibili. In altre parole, dato un certo valore di coppia, la curva MTPA rappresenta i valori minimi di corrente i_d e i_q , e quindi di \vec{I}_{dq} , con cui è possibile ottenere quel valore di coppia.

Considerando il motore in esame in condizione di linearità magnetica, la coppia elettromagnetica può essere espressa nella seguente maniera:

$$T = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot [\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.15)$$

Le correnti nel sistema di riferimento (d, q) sono:

$$\begin{cases} i_d = |I_{dq}| \cos(\gamma) \\ i_q = |I_{dq}| \sin(\gamma) \end{cases} \quad (2.16)$$

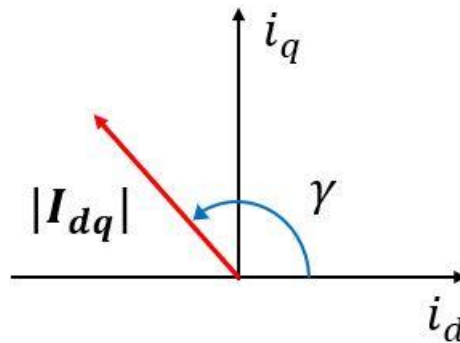


Figura 2.19: Vettore corrente \bar{I}_{dq} e angolo di fase γ .

Combinando la (2.15) e la (2.16) si ottiene:

$$T = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot [\lambda_m |I_{dq}| \sin(\gamma) + (L_d - L_q) |I_{dq}|^2 \sin(\gamma) \cos(\gamma)] \quad (2.17)$$

Data una certa ampiezza di corrente, l'angolo γ che massimizza il valore di coppia è:

$$\frac{dT}{d\gamma} = \frac{d}{d\gamma} \left([\lambda_m |I_{dq}| \sin(\gamma) + (L_d - L_q) |I_{dq}|^2 \sin(\gamma) \cos(\gamma)] \right) = 0 \quad (2.18)$$

Le correnti sul piano (d, q) appartenenti alla curva MTPA soddisfano $\frac{dT}{d\gamma} = 0$.

L'algoritmo implementato per il calcolo della curva MTPA è il seguente. Inizialmente si procede a calcolare i valori di coppia nel seguente modo:

- Si fissa T_{max} e T_{min} del motore. Nel nostro caso $T_{max} = -T_{min} = 2,2 \text{ Nm}$.
- Si crea un vettore di valori di coppia T_{levels} formata da $n_t + 1$ elementi con passo $D_t = \frac{T_{max} - T_{min}}{n_t}$ ed estremi T_{max} e T_{min} . Nel nostro caso si è deciso di prendere $n_t = 20$.
- Si costruisce il profilo delle isocoppie T_{iso} con una funzione *Matlab*. Quello che si ottiene è una stringa dove sono rappresentati tutti i valori di T_{levels} , il numero di combinazioni per ottenere tale valore di coppia i valori e per ciascuna delle combinazioni i valori di corrente i_d e i_q che mi danno quel determinato valore di T_{levels} .

Quello che si ottiene plottando T_{iso} è il seguente:

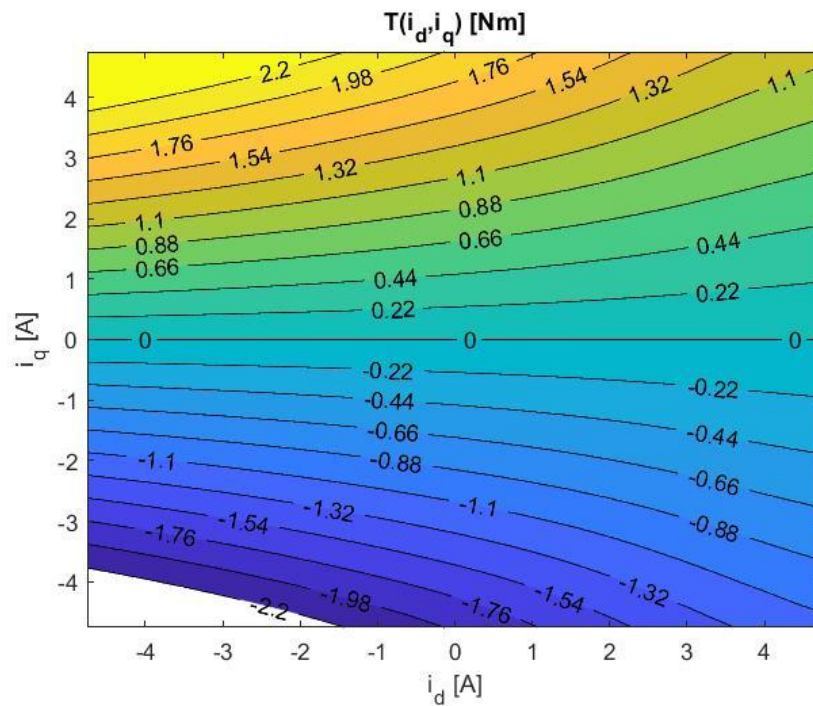


Figura 2.20: Isocoppie in funzione delle correnti in asse (d, q)

Una volta creata la stringa T_{iso} , si procede calcolando il modulo della corrente \vec{i}_{dq} per ogni combinazione. Calcolati i moduli, per ogni livello di coppia, viene presa la corrente che ha modulo minore. Si è così creata la curva MTPA.

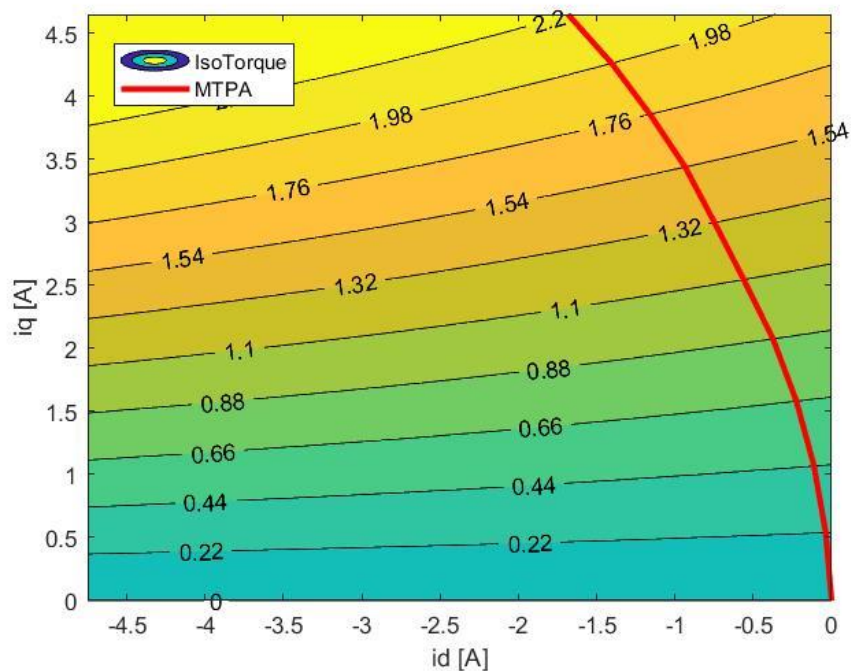


Figura 2.21: Profilo MTPA della corrente per valori di coppia da T_{max} a 0.

Per valori di coppia negativa la curva è simmetrica rispetto all'asse x. Quindi la corrente in asse d i_d nella curva MTPA potrà assumere solo valori negativi. Difatti, dall'equazione (2.15), tralasciando i termini costanti, si nota che la coppia dipende da due termini:

- Il termine $(L_d - L_q)i_d i_q$ legato all'anisotropia della macchina. Visto che $(L_d - L_q) < 0$ per definizione, affinché questo termine sia maggiore di 0 si deve avere $i_d i_q < 0$.
- Il termine $\lambda_m i_q$ legato al flusso dei magneti. Siccome $\lambda_m > 0$, questo termine è positivo se $i_q > 0$.

Per uno sfruttamento ideale della macchina, i due termini devono essere concordi, entrambi positivi o entrambi negativi. Ne consegue che la corrente in asse d i_d sarà sempre negativa, invece se $T > 0$ allora $i_q > 0$ viceversa se $T < 0$ allora $i_q < 0$.

L'angolo di fase γ_{MTPA} di Figura (2.19) è il seguente:

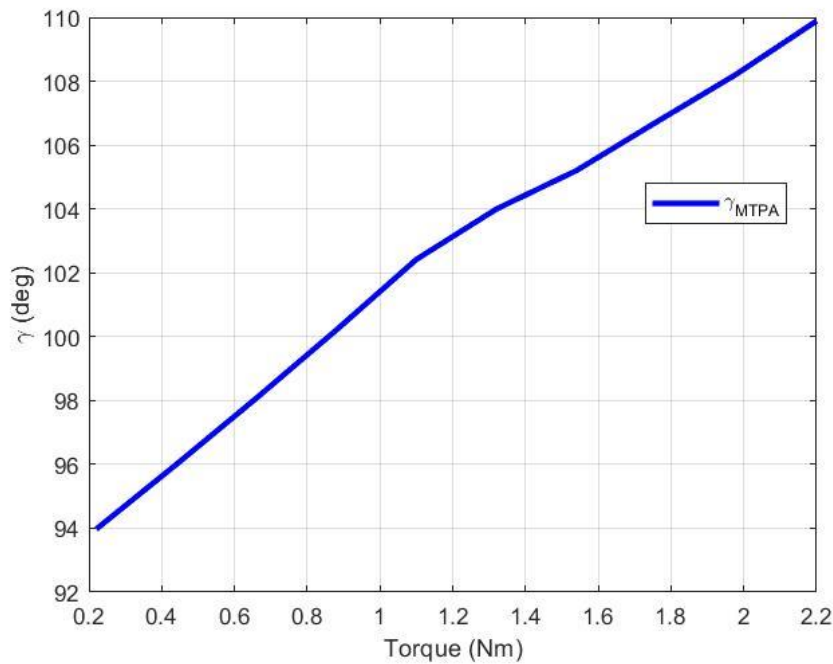


Figura 2.22: Angolo γ_{MTPA} [deg] per valori di coppia da T_{max} a 0.

Trova i valori delle combinazioni $(i_d, i_q)_{MTPA}$ si procede al calcolo delle combinazioni dei valori di flusso $(\lambda_d, \lambda_q)_{MTPA}$ per ogni valore di coppia di T_{levels} . Per il calcolo di tali valori si procede con una interpolazione 2-D attraverso una funzione di *Matlab*, la quale partendo dalle mappe dirette precedentemente calcolate, riesce a trovare i valori di λ_d e λ_q per ogni

combinazione $(i_d, i_q)_{MTPA}$. Infine, si può calcolare il modulo del Flusso di statore associato alla curva MTPA ottenendo:

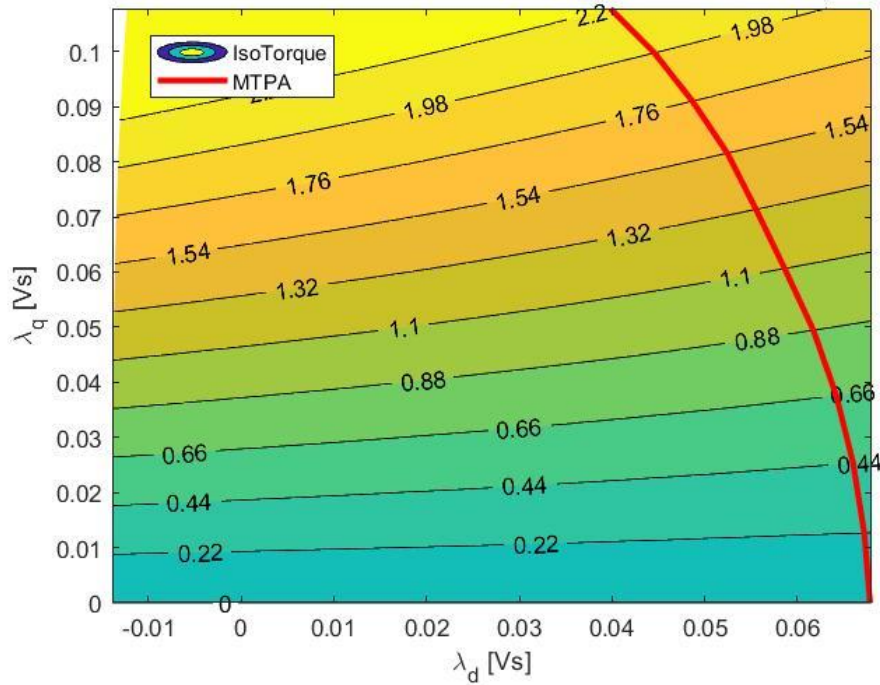


Figura 2.23: Profilo MTPA del flusso per valori di coppia da T_{max} a 0.

2.4.2 Profili MTPV

La curva MTPV è per definizione la curva che massimizza la coppia avendo fissato il valore massimo di alimentazione V_{max} . Dalla (2.2), ipotizzando trascurabile il termine resistivo e di essere in condizioni stazionare si può scrivere che:

$$\bar{V}_{dq} \approx \omega \bar{\lambda}_{dq} \quad (2.19)$$

Quindi all'aumentare della velocità, avendo imposto l'ampiezza della tensione di alimentazione al valore massimo, è necessario diminuire il modulo del vettore flusso di statore.

Considerando il motore in esame in condizione di linearità magnetica, la coppia elettromagnetica può essere espressa nella seguente maniera:

$$T = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot \left[\left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \lambda_d \lambda_q + \frac{\lambda_m \lambda_q}{L_d} \right] \quad (2.20)$$

I flussi nel sistema di riferimento (d, q) sono:

$$\begin{cases} \lambda_d = |\lambda_{dq}| \cos(\delta) \\ \lambda_q = |\lambda_{dq}| \sin(\delta) \end{cases} \quad (2.21)$$

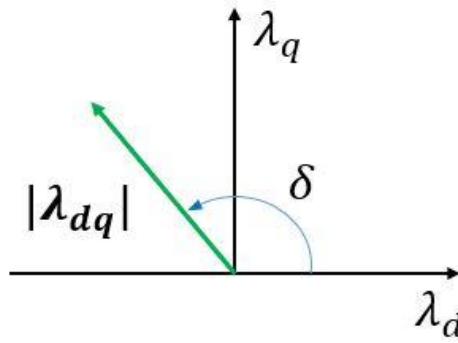


Figura 2.24: Vettore flusso λ_{dq} e angolo di carico δ .

Combinando la (2.20) e la (2.21) si ottiene:

$$T = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot \left[\left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) |\lambda_{dq}|^2 \cos(\delta) \sin(\delta) + \frac{\lambda_m}{L_d} |\lambda_{dq}| \sin(\delta) \right] \quad (2.22)$$

Data una certa ampiezza di flusso, l'angolo δ che massimizza il valore di coppia è:

$$\frac{dT}{d\delta} = \frac{d}{d\delta} \left[\left[\left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) |\lambda_{dq}|^2 \cos(\delta) \sin(\delta) + \frac{\lambda_m}{L_d} |\lambda_{dq}| \sin(\delta) \right] \right] = 0 \quad (2.23)$$

I flussi sul piano (d, q) appartenenti alla curva MTPV soddisfano $\frac{dT}{d\gamma} = 0$.

L'algoritmo implementato per il calcolo della curva MTPV è analogo a quello per la curva MTPA, ma bisogna adottare qualche precauzione in particolare nell'interpolazione delle mappe di flusso inverse.

Definendo, come riportato sopra, una stringa contenete le isocoppie con le combinazioni $(\lambda_d, \lambda_q)_{MTPV}$ e calcolando per ogni valore di coppia il minor modulo di flusso col quale si può ottenere tale coppia si ottiene:

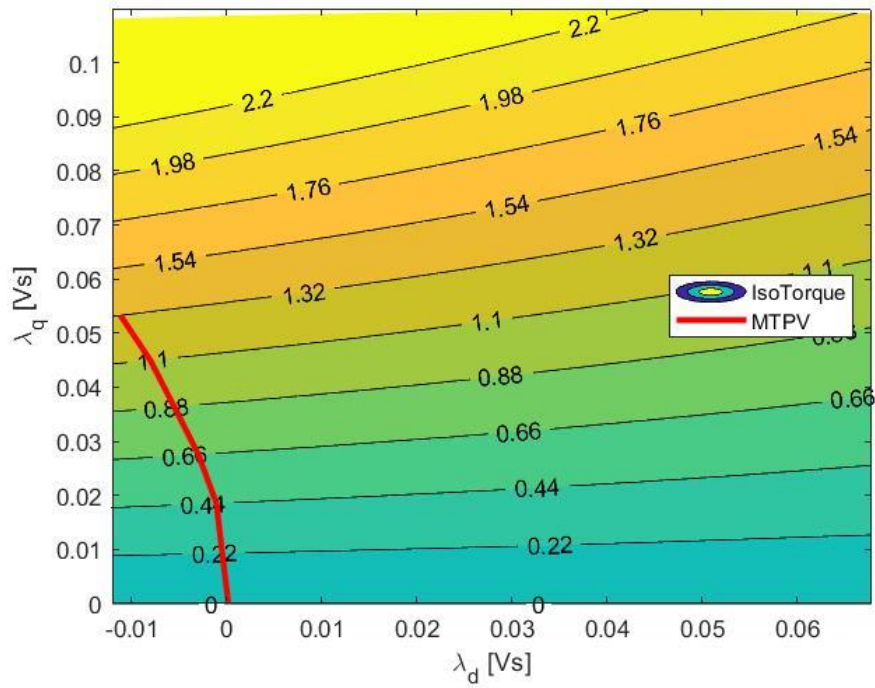


Figura 2.25: Profilo MTPV per valori di coppia da T_{max} a 0.

Anche in questo caso, per valori di coppia negativa la curva è simmetrica rispetto all'asse x. Dall'equazione (2.20) infatti si può dimostrare come fatto per la corrente i_d precedentemente, che il flusso λ_d può assumere solo valori negativi.

- Il termine $\left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d}\right) \lambda_d \lambda_q$ legato all'anisotropia della macchina. Visto che $\left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d}\right) < 0$ per definizione, affinché questo termine sia maggiore di 0 si deve avere $\lambda_d \lambda_q < 0$.

- Il termine $\frac{\lambda_m \lambda_q}{L_d}$ legato al flusso dei magneti. Siccome $\lambda_m > 0$, $L_d > 0$ quindi questo termine è positivo se $\lambda_q > 0$.

Per uno sfruttamento ottimale λ_d deve essere minore di 0.

L'angolo di carico δ_{MTPV} di Figura (2.24) è il seguente:

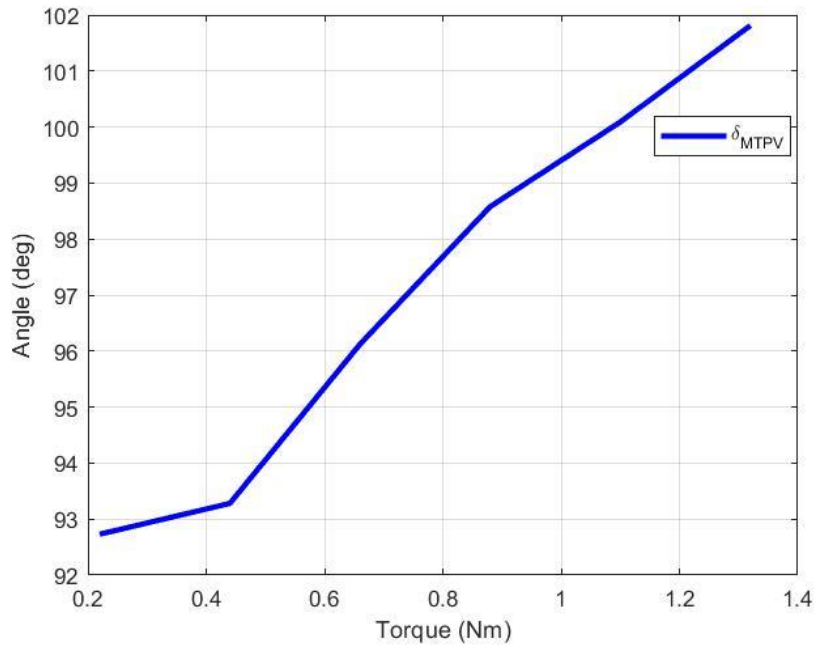


Figura 2.26: Angolo δ_{MTPA} [deg] per valori di coppia da T_{max} a 0.

Partendo ora dai valori di flusso in asse (d, q) che mi definiscono il profilo MTPV, si cercano i valori di corrente (d, q) associati ai flussi. Non si può procedere con l'interpolazione spiegata precedentemente poiché la funzione utilizzata non funziona perfettamente in caso di valori NaN (not a number) eventualmente presenti nelle mappe di flusso inverse.

Quello che si fa è un'interpolazione per aree:

- Per ogni valore di $\lambda_{d,MTPV}$, si ricerca il primo valore di flusso superiore contenuto nella λ_{d,map_inv} , che era stata costruita per righe, e si prende la sua coordinata $x_{d,1}$. Tale valore sarà chiamato $\lambda_{d,sup}$.

- Analogamente si prende il valore di flusso appena inferiore a $\lambda_{d,MTPV}$. Tale valore sarà chiamato $\lambda_{d,inf}$ con coordinata $x_{d,2}$.
- Si procede alla stessa maniera nel cercare i valori $\lambda_{q,sup}$ e $\lambda_{q,inf}$ partendo da $\lambda_{q,MTPV}$ e utilizzando λ_{q,map_inv} , che era stata costruita per colonne. Le coordinate saranno rispettivamente $y_{q,1}$ e $y_{q,2}$.
- Presa le superfici discretizzate di I_{d,map_inv} e I_{q,map_inv} , vengono inserite le coordinate trovate precedentemente.
- Si procede al calcolo delle aree normalizzate per interpolare dei valori di flusso trovati precedentemente.

Graficamente si ottiene:

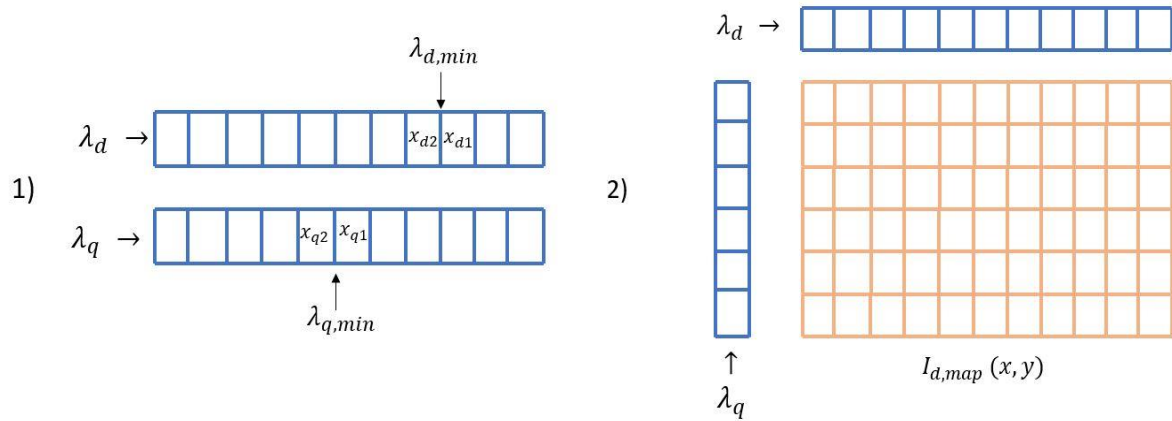


Figura 2.27: 1) Coordinate dei valori di flusso inferiori e superiori. 2) Superficie discretizzata della corrente in asse d .

Le aree normalizzate sono calcolate come viene spiegato successivamente:

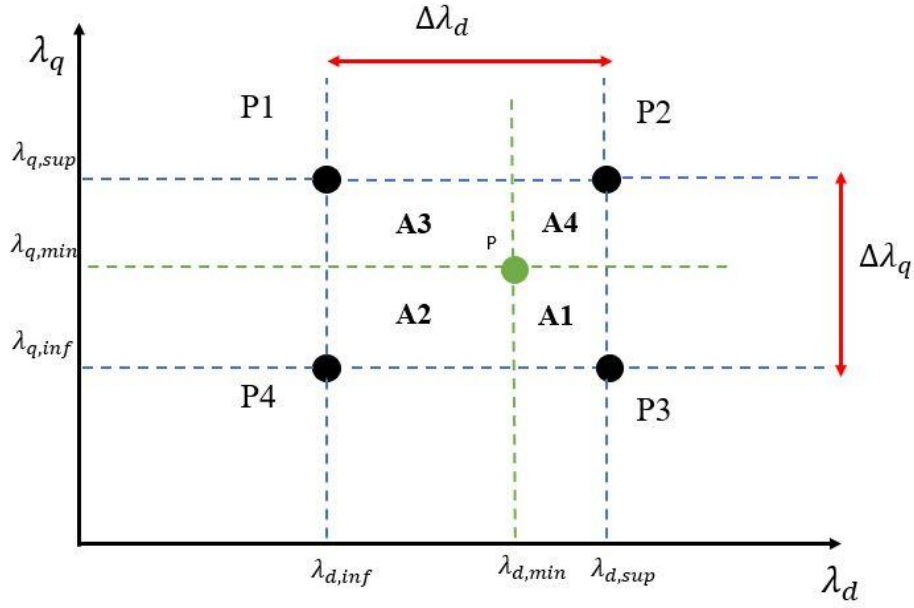


Figura 2.28: Esempio di interpolazione per aree.

L'obiettivo è calcolare il valore di $i_{d,MTPV}(x_p, y_p)$ e $i_{q,MTPV}(x_p, y_p)$ per ogni valore di flusso di MTPV.

Si procede ora al calcolo delle aree normalizzate sopra riportare.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta\lambda_{d,1} = \frac{(\lambda_{d,sup} - \lambda_{d,min})}{\Delta\lambda_d} \\ \Delta\lambda_{d,2} = \frac{(\lambda_{d,min} - \lambda_{d,inf})}{\Delta\lambda_d} \\ \Delta\lambda_{q,1} = \frac{(\lambda_{q,sup} - \lambda_{q,min})}{\Delta\lambda_q} \\ \Delta\lambda_{q,2} = \frac{(\lambda_{q,min} - \lambda_{q,inf})}{\Delta\lambda_q} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} A_1 = \Delta\lambda_{d,1} \cdot \Delta\lambda_{q,2} \\ A_2 = \Delta\lambda_{d,2} \cdot \Delta\lambda_{q,2} \\ A_3 = \Delta\lambda_{d,2} \cdot \Delta\lambda_{q,1} \\ A_4 = \Delta\lambda_{d,1} \cdot \Delta\lambda_{q,1} \end{array} \right. \quad (2.24)$$

E quindi:

$$i_{d,MTPV}(x_p, y_p) = A_1 \cdot i_{d,map_{inv}}(x_{d,1}, y_{q,2}) + A_2 \cdot i_{d,map_{inv}}(x_{d,2}, y_{q,2}) + A_3 \cdot i_{d,map_{inv}}(x_{d,2}, y_{q,1}) + A_4 \cdot i_{d,map_{inv}}(x_{d,1}, y_{q,1}) \quad (2.25)$$

E analogamente:

$$i_{q,MTPV}(x_p, y_p) = A_1 \cdot i_{q,map_{inv}}(x_{d,1}, y_{q,2}) + A_2 \cdot i_{q,map_{inv}}(x_{d,2}, y_{q,2}) + A_3 \cdot i_{q,map_{inv}}(x_{d,2}, y_{q,1}) + A_4 \cdot i_{q,map_{inv}}(x_{d,1}, y_{q,1}) \quad (2.26)$$

Fatto questo procedimento per tutti i valori di flusso della curva MTPV è possibile ottenere:

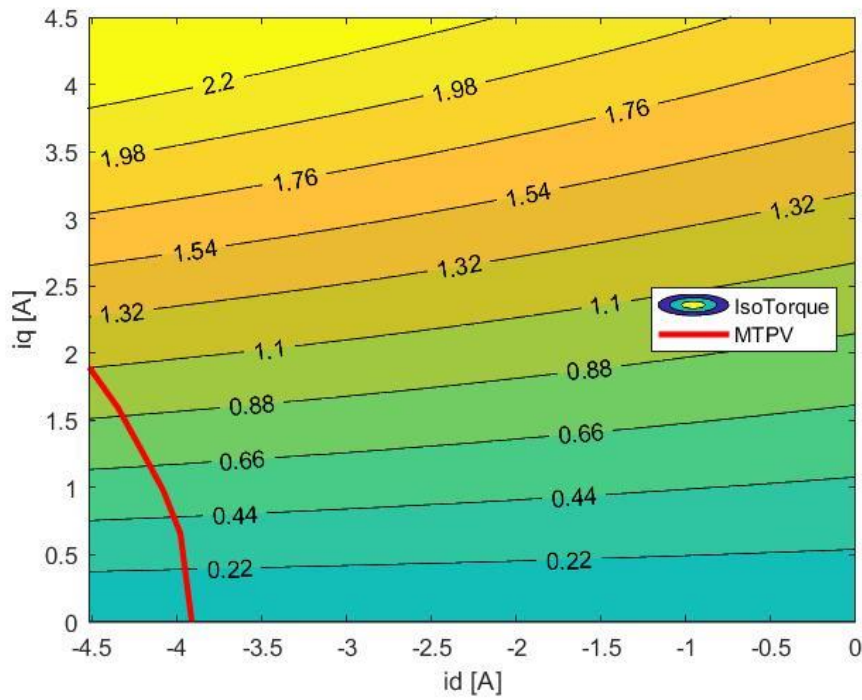


Figura 2.29: Profilo MTPA per valori di coppia da T_{max} a 0.

3. Inverter trifase VSI

In questo capitolo verrà presentata la struttura del convertitore di interfacciamento tra l'alimentazione e il motore in esame. In seguito, verrà illustrata la tecnica di modulazione adottata per tale convertitore che verrà implementata in ambiente di simulazione. Infine, verrà mostrato l'implementazione del convertitore di interfacciamento tra rete e alimentazione.

3.1. Struttura e funzionamento del convertitore

Il convertitore di interfacciamento all'alimentazione è un inverter trifase V.S.I singolo livello rappresentato in Figura 3.1.

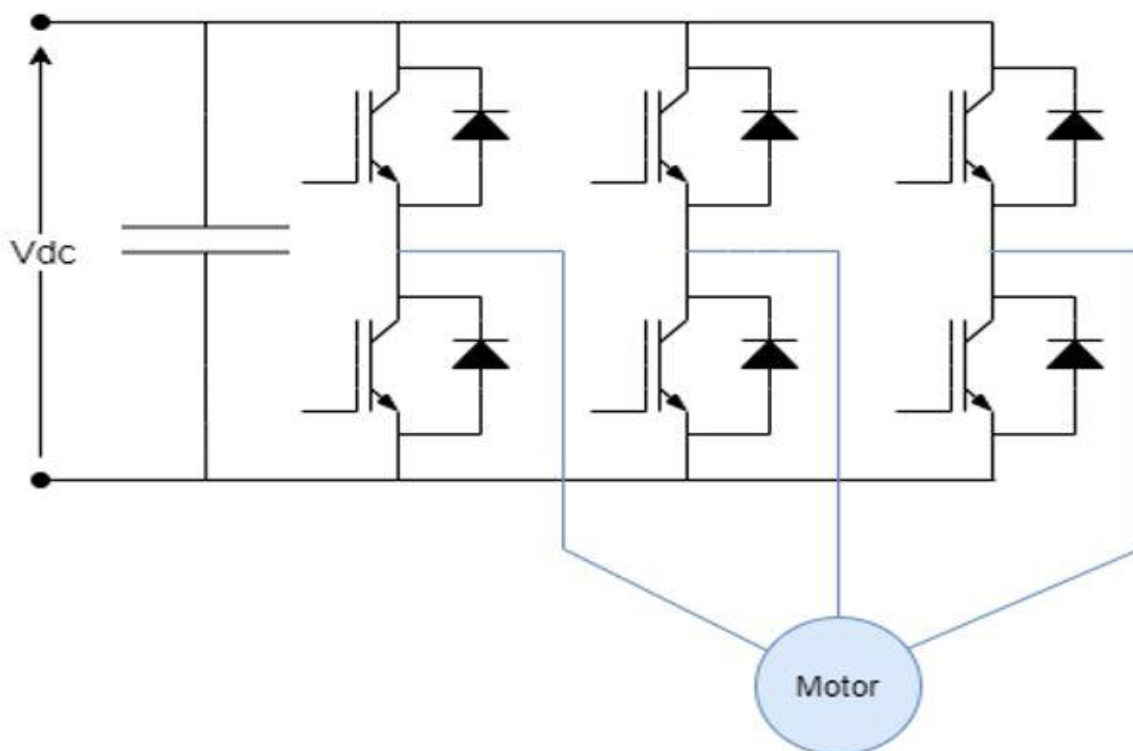


Figura 3.1: Inverter trifase singolo livello.

L'alimentazione in DC viene interfacciata al motore AC attraverso questa struttura. Esso è composto da sei diodi di ricircolo e da sei interruttori di potenza (IGBT, MOSFET).

Lo studio del convertitore si incentra sul cercare una relazione tra le tensioni di fase fornite

al motore e la tensione imposta dall'inverter. Per far ciò si fanno alcune ipotesi necessarie all'analisi. Le ipotesi sono le seguenti:

- Interruttori ideali.
- Avvolgimento del motore connesso a stella.
- Motore AC simmetrico.

Fatte tali ipotesi si può passare all'analisi del convertitore rappresentato in Figura (3.2).

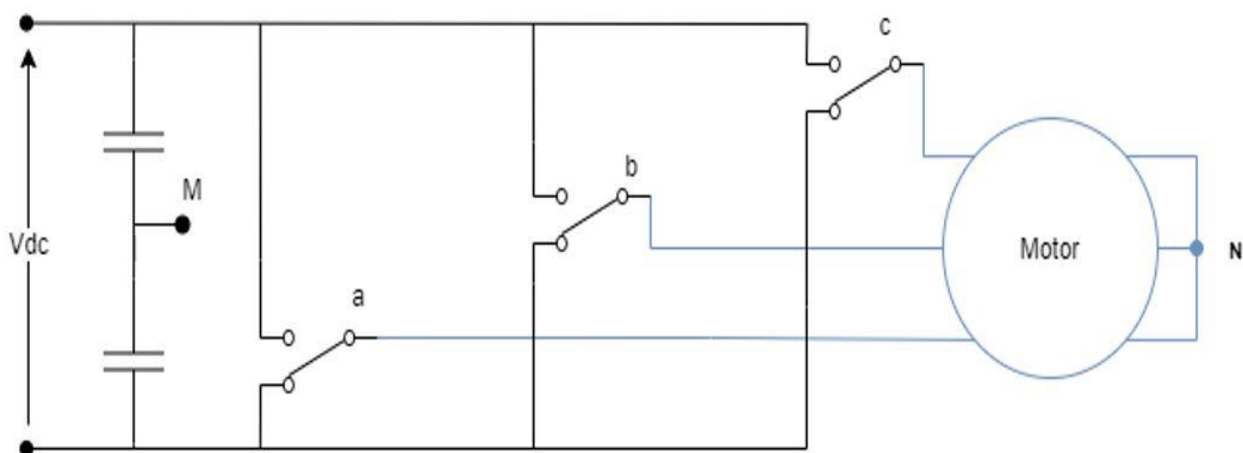


Figura 3.2: Inverter trifase singolo livello.

Il punto medio M è ottenuto grazie a un partitore capacitivo virtuale. In Figura 3.2 viene rappresentato fisicamente ma nella realtà è presente un solo condensatore. Il punto M è quindi come detto un punto virtuale, non fisico. Il motivo per il quale viene rappresentato è per avere un campo di regolazione simmetrico a differenza dei campi di regolazione che si avrebbero se considerassi come riferimento il binario positivo o negativo. Viene anche rappresentato il punto neutro N, punto ottenuto grazie all'ipotesi di avvolgimento collegato a stella.

Le tensioni di fase rispetto al punto neutro n sono quindi:

$$\begin{cases} v_{aN}(t) = v_{aM}(t) - v_{NM}(t) \\ v_{bN}(t) = v_{bM}(t) - v_{NM}(t) \\ v_{cN}(t) = v_{cM}(t) - v_{NM}(t) \end{cases} \quad (3.1)$$

L'equazione (3.1) mostra come la tensione di ciascuna fase rispetto al punto neutro N sia data dalla differenza della tensione della medesima fase rispetto al punto medio M e la tensione $v_{NM}(t)$ chiamata tensione di modo comune. Facendo la sommatoria delle tre fasi si ottiene:

$$v_{aN}(t) + v_{bN}(t) + v_{cN}(t) = v_{aM}(t) + v_{bM}(t) + v_{cM}(t) - 3v_{NM}(t) \quad (3.2)$$

Grazie alle ipotesi di collegamento a stella e di macchina simmetrica, la somma delle tre tensioni di fase rispetto al punto N è uguale a 0, quindi il primo termine dell'equazione (3.2) è uguale a 0. Ne consegue che:

$$v_{aM}(t) + v_{bM}(t) + v_{cM}(t) = 3v_{NM}(t) \Rightarrow v_{NM}(t) = \frac{v_{aM}(t) + v_{bM}(t) + v_{cM}(t)}{3} \quad (3.3)$$

Dall'equazione (3.3) si evince quindi l'espressione della tensione di modo comune $v_{NM}(t)$. La relazione tra la tensione imposta dal convertitore e la tensione di fase riferita al punto N può essere quindi riformulata in forma matriciale nel seguente modo:

$$\begin{bmatrix} v_{aN}(t) \\ v_{bN}(t) \\ v_{cN}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{aM}(t) \\ v_{bM}(t) \\ v_{cM}(t) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Si nota come la componente di modo comune non influenza le tensioni di fase. Ne consegue che è possibile aggiungere a piacere qualsiasi tensione di modo comune visto che non ha effetto sulle tensioni di fase. Si possono avere diverse tecniche di modulazione in base alla definizione di modo comune che si vuole aggiungere.

Procedendo alla definizione di indice di modulazione $m_i(t)$, normalizzando le tensioni di

fase-punto medio per la semi-tensione del DC link dell'inverter:

$$\begin{cases} m_1(t) = \frac{v_{aM}(t)}{V_{DC}/2} \\ m_2(t) = \frac{v_{bM}(t)}{V_{DC}/2} \\ m_3(t) = \frac{v_{cM}(t)}{V_{DC}/2} \end{cases} \quad (3.5)$$

Gli indici di modulazioni $m_i(t)$ con $i = 1, 2, 3$ possono assumere valori compresi tra -1 e 1. Si definisce invece indice di modulazione di modo comune il seguente:

$$m_c(t) = \frac{v_{NM}(t)}{V_{DC}/2} \Rightarrow m_c(t) = \frac{1}{3} \sum_{f=1}^3 m_f(t) \quad (3.6)$$

L'indice di modulazioni di modo comune $m_c(t)$, in valore assoluto, è istantaneamente o uguale a 1 o 1/3. Istantaneamente non è mai nullo.

Infine, viene definito gli indici di modulazione delle tensioni fase-punto neutro normalizzati rispetto alla semi-tensione del DC link dell'inverter i seguenti:

$$\begin{cases} n_1(t) = \frac{v_{aN}(t)}{V_{DC}/2} \\ n_2(t) = \frac{v_{bN}(t)}{V_{DC}/2} \\ n_3(t) = \frac{v_{cN}(t)}{V_{DC}/2} \end{cases} \quad (3.7)$$

Dall'equazione (3.7), utilizzando le equazioni (3.1) e (3.3) si ottiene:

$$\begin{cases} n_1(t) = m_1(t) - \frac{m_1(t)+m_2(t)+m_3(t)}{3} = m_1(t) - m_c(t) \\ n_2(t) = m_2(t) - \frac{m_1(t)+m_2(t)+m_3(t)}{3} = m_2(t) - m_c(t) \\ n_3(t) = m_3(t) - \frac{m_1(t)+m_2(t)+m_3(t)}{3} = m_3(t) - m_c(t) \end{cases} \quad (3.8)$$

Dall'equazione (3.8) si ricava quindi il campo di regolazione dell'inverter trifase

rappresentato in Figura (3.3).

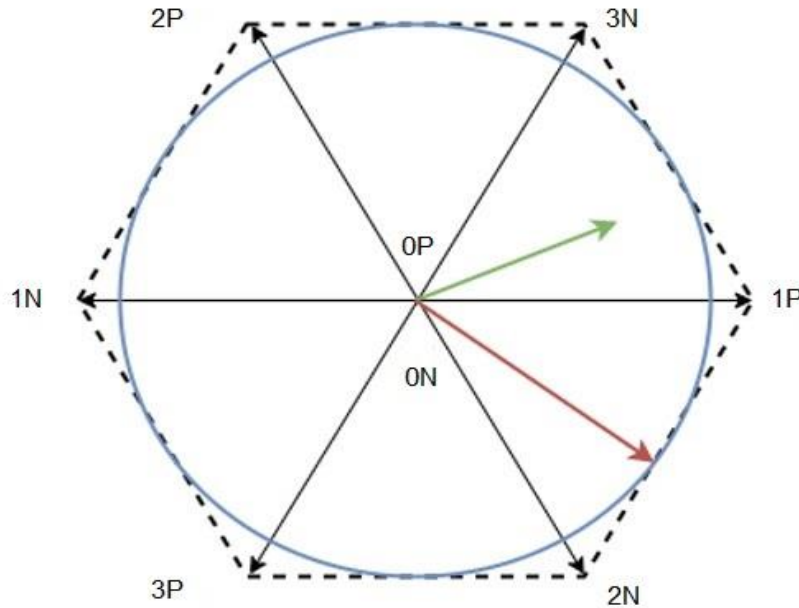


Figura 3.3: Campo di regolazione dell'inverter trifase.

Gli 8 stati stabili dell'inverter trifase si possono ricavare dall'equazione (3.8). L'esagono, trovato congiungendo i vertici degli stati stabili, rappresenta il campo di regolazione dell'inverter trifase. Quello che interessa però non è l'intero campo di regolazione rappresentato dall'esagono limite, ma un campo di regolazione lineare, cioè dove l'ampiezza (della tensione o indici di modulazione) non sia dipendente dalla fase. Se così non fosse si aggiungerebbero armoniche oltre quelle dovute allo switching, provocando distorsione armonica ai valori medi. Questo campo di regolazione lineare è rappresentato dal cerchio inscritto all'esagono, avente raggio $2/\sqrt{3}$, che corrisponde a chiedere in uscita un'ampiezza massima delle tensioni fase-punto neutro di:

$$v_{fN} = n_f * \frac{V_{DC}}{2} \Rightarrow \frac{2}{\sqrt{3}} * \frac{V_{DC}}{2} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (3.9)$$

Quindi si deve cercare di implementare una tecnica di modulazione che permetta di sfruttare al massimo il campo di regolazione lineare per avere in uscita un'ampiezza di tensione pari a $\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$ indipendente dall'argomento.

3.2 Tecnica di modulazione

Come detto precedentemente, di tecniche di modulazione di tale struttura ne esistono a migliaia in base alla definizione che si attribuisce al modo comune. La tecnica di modulazione che verrà spiegata e successivamente implementata è chiamata “*Min-Max Modulation*”. Questa tecnica permette di avere un campo di regolazione lineare fino al cerchio iscritto nell’esagono limite, rappresentato in Figura (3.3). Analizziamo più nel dettaglio tale tecnica.

Dall’equazione (3.8) notiamo che l’inverter elimina automaticamente la componente omopolare delle tensioni di fase. Ci si pone quindi l’obiettivo di trovare un modo comune da aggiungere senza avere distorsione.

Se all’indice di modulazione di fase-punto medio m_i^* si aggiungesse un indice di modulazione di modo comune m_c^* tale che la somma dei due rientri nei limiti ± 1 , cioè che non si abbia saturazione, allora:

$$-1 < (m_i^*(t) + m_c^*(t)) < 1 \quad (3.10)$$

Dire che non si ha saturazione, quindi che non si ha clampaggio, vuol dire avere:

$$m_i^*(t) = m_i(t) \quad (3.11)$$

E quindi:

$$m_i(t) = n_i^*(t) + m_c^*(t) \quad (3.12)$$

Ma il convertitore rigetta automaticamente il modo comune, quindi:

$$n_i(t) = m_i(t) - m_c(t) = (n_i^*(t) + m_c^*(t)) - m_c(t) \quad (3.13)$$

Visto che per definizione l’indice di modulazione fase-punto neutro non contiene modo comune, allora:

$$m_c^*(t) = m_c(t) \Rightarrow n_i^*(t) = n_i(t) \quad (3.14)$$

Ricapitolando, per avere dei $n_i^*(t) > 1$ bisogna aggiungere modo comune in modo tale che l'equazione (3.12) dia luogo a modulanti comprese nel range ± 1 . Si evita così di saturare e commettere errori. Grazie poi alla reiezione di modo comune si ha $n_i^*(t) = n_i(t)$.

Con la tecnica “*Min-Max Modulation*” quindi si aggiunge un modo comune tale da rispettare la (3.10). In particolare, dato che gli indici di modulazione fase-punto medio sono 3, allora l'involuppo positivo E_{pm} e il valore assoluto di quello negativo E_{Nm} non sono mai bilanciati, anzi sono in quadratura tra loro, quindi quando uno è massimo l'altro è minimo.

$$\max(m_1^*(t), m_2^*(t), m_3^*(t)) \neq \min(m_1^*(t), m_2^*(t), m_3^*(t)) \quad (3.15)$$

Dove il primo termine rappresenta l'involuppo positivo E_{pm} , mentre il secondo termine rappresenta l'involuppo negativo E_{pm} .

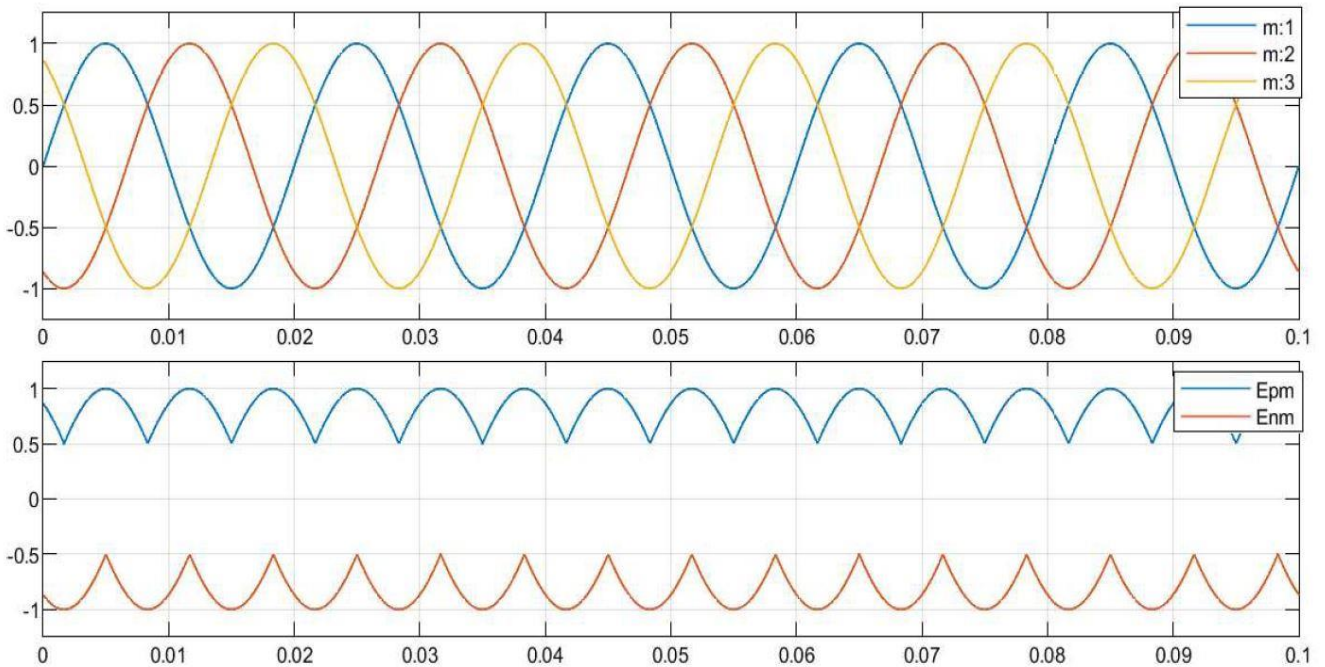


Figura 3.4: Indici di modulazione e involuppo positivo e negativo.

La Figura (3.4) mostra quello detto in precedenza, come l'involuppo positivo e il valore assoluto di quello negativo siano in quadratura tra loro. Per poter massimizzare gli indici $n_i^*(t)$ si deve quindi aggiungere a m_i^* un modo comune m_c^* basato sul bilanciamento degli involuppi in modo da avere:

$$\max(n_1^*(t), n_2^*(t), n_3^*(t)) = \min(n_1^*(t), n_2^*(t), n_3^*(t)) \quad (3.16)$$

Quindi il modo comune che si andrà aggiungere sarà dato da:

$$m_c^* = - \frac{\max(m_1^*(t), m_2^*(t), m_3^*(t)) + \min(m_1^*(t), m_2^*(t), m_3^*(t))}{2} \quad (3.17)$$

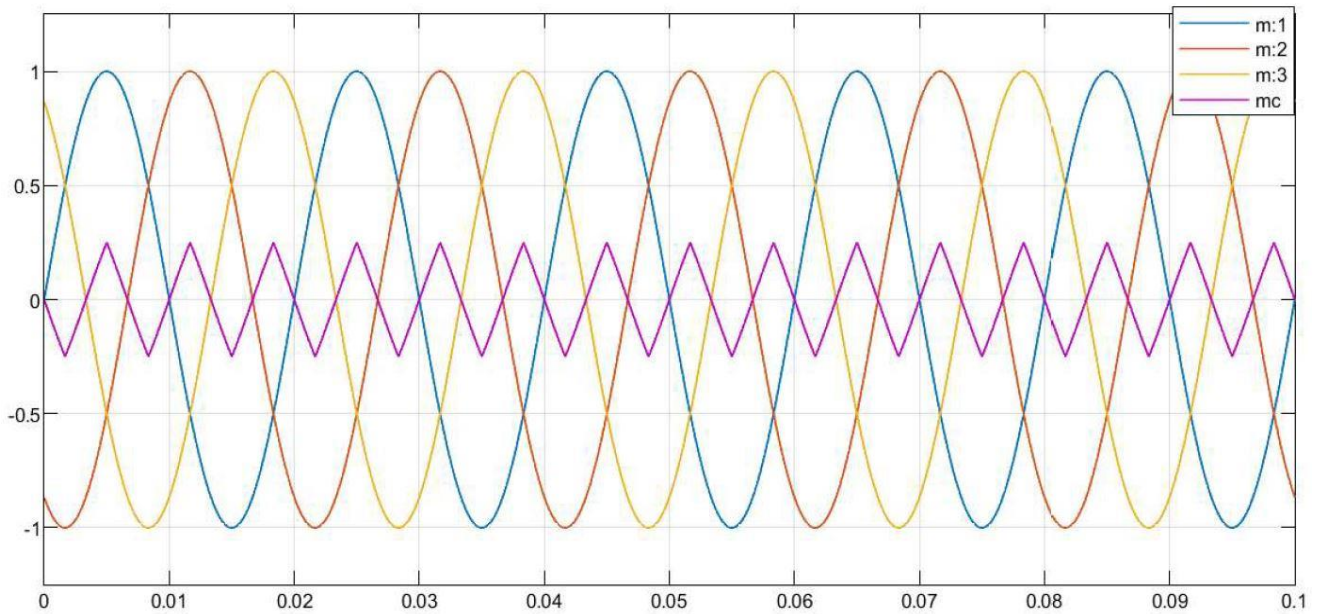


Figura 3.5: Indici di modulazione fase-punto medio e indice di modulazione di modo comune.

Così facendo gli indici fase-punto neutro dati dalla (3.8) avranno il seguente andamento:

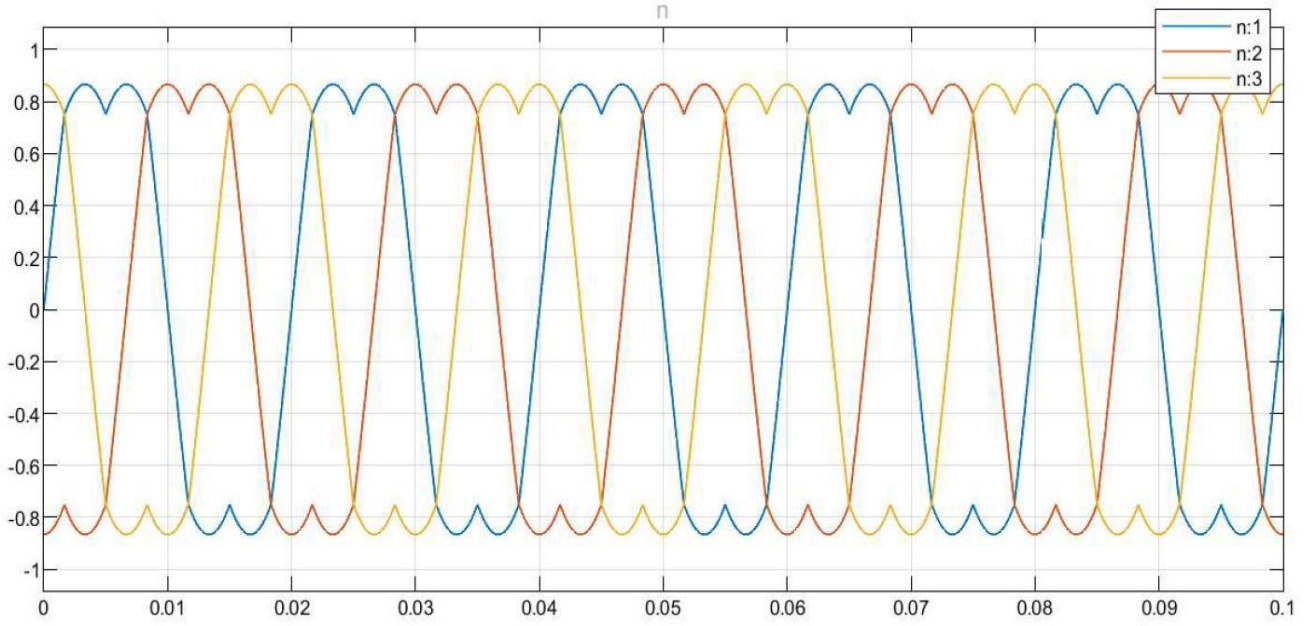


Figura 3.6: Indici di modulazione fase-punto neutro.

Si può dimostrare che il massimo valore ottenibile da $n_i^*(t)$ risulta essere $2/\sqrt{3}$ volte maggiore rispetto al massimo valore ottenibile da $m_i^*(t)$. In particolare:

$$\max|m_i^*(t)| = 1 \Rightarrow \max|n_i^*(t)| = 2/\sqrt{3} \quad (3.18)$$

Applicando la (3.18) alla (3.7) si ottiene:

$$\frac{2}{\sqrt{3}} = \max\left(\frac{v_{iN}}{V_{DC}/2}\right) \Rightarrow \max(v_{iN}) = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_{DC}}{2} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (3.19)$$

Dalla (3.19) si evince che con la tecnica “*Min-Max Modulation*”, bilanciando opportunamente gli involuppi, si può ottenere in uscita una tensione fase-punto neutro maggiore del 15% rispetto ad altre tecniche, per esempio la “*Sinusoidal PWM*” nella quale c’è un confronto diretto tra portante e modulante e non viene aggiunto nessun modo comune. Si ha perciò:

$$m_i^* = n_i^* \Rightarrow \max(n_i^*) = 1 \Rightarrow \max(v_{iN}) = \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.20)$$

Con la tecnica “*Sinusoidal PWM*” si può ottenere quindi in uscita una tensione massima di $\frac{V_{DC}}{2}$ e di conseguenza un campo di regolazione minore rispetto alla “*Min-Max Modulation*”.

3.3 Implementazione modello dell'inverter e tecnica “*Min-Max Modulation*”

In questo paragrafo verrà mostrato come è stato implementato il modello dell'inverter e la tecnica descritta nel precedente paragrafo. Successivamente verranno mostrati i risultati di tale tecnica confrontandoli con la tecnica “*Sinusoidal PWM*”. L'implementazione della tecnica “*Min-Max Modulation*” è stata fatta su *Matlab* e verrà passata su *Simulink* come una funzione. Non è stata direttamente implementata in *Simulink* poiché quando si farà l'implementazione del codice di controllo in C del motore, gli indici di modulazione verranno calcolati all'interno del codice. Per semplicità, l'algoritmo della “*Min-Max Modulation*” verrà fatto coi duty cycles che vengono trovati con formule simili rispetto a quelle riportate precedentemente. Ricordando che la relazione tra duty cycles e indici di modulazione è:

$$m_x(t) = 2 \cdot d_x(t) - 1 \quad (3.21)$$

La formulazione che verrà adottata è la seguente:

$$\begin{cases} d_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{(V_{1ref}(t) + V_{CM})}{V_{DC}} \\ d_2(t) = \frac{1}{2} + \frac{(V_{2ref}(t) + V_{CM})}{V_{DC}} \\ d_3(t) = \frac{1}{2} + \frac{(V_{3ref}(t) + V_{CM})}{V_{DC}} \end{cases} \quad (3.22)$$

Dove V_{CM} è la tensione di modo comune. Le tensioni trifase di riferimento sono una terna destrorsa di tensioni sfasate di 120° elettrici:

$$\begin{cases} V_{1ref} = V_{ref} \cdot \sin(\omega t) \\ V_{2ref} = V_{ref} \cdot \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ V_{3ref} = V_{ref} \cdot \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{cases} \quad (3.23)$$

Dove la V_{ref} sarà un parametro imposto e $\omega = 2\pi * fe$ con $fe = 50Hz$ fissa.

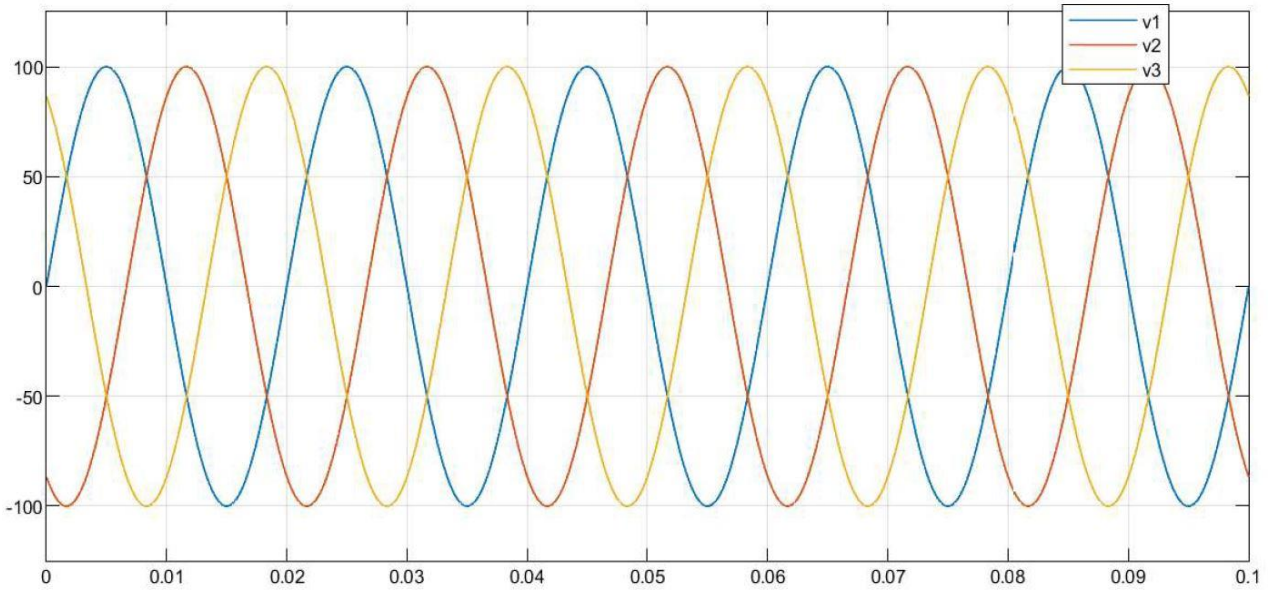


Figura 3.7: Terna di tensioni di riferimento con $V_{ref} = 50V$ e $f_e = 50Hz$

Il codice per il calcolo dei duty cycles viene schematizzato nel seguente modo:

- Al codice vengono fornite la tensione del DC-link V_{DC} e le tensioni trifase di riferimento. Si legge il valore della V_{DC} , se $V_{DC} < 0 \Rightarrow d_1 = d_2 = d_3 = 0$.
- $V_{DC} > 0$, le tre tensioni vengono confrontate di loro per determinare quale è la V_{max} e la V_{min} .
- Dalla terza tensione, che non risulta essere né V_{max} né V_{min} , si calcola la V_{CM} come $V_{CM} = V_{zs}/2$.
- Vengono calcolati d_1, d_2, d_3 come riportato nella (3.22).
- Si ripete il procedimento ad ogni passo di calcolo.

Su *Simulink* quello che si ottiene è il seguente:

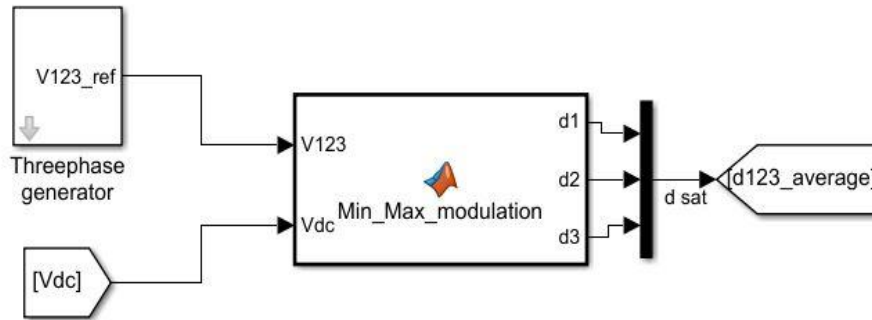


Figura 3.8: Algoritmo Min-Max Modulation.

Dove nel blocco *Min_Max_modulation* è stato implementato quello schematizzato precedentemente. La tensione di DC-link è impostata e fissa. Il generatore trifase genera tre tensioni secondo la (3.23).

L'implementazione dell'inverter è relativamente compatta può essere eseguita nel seguente modo:

- I duty cycles d_{123} calcolati con la *Min_Max_modulation* vengono moltiplicati per la V_{DC} .
- Il loro prodotto viene a su volta moltiplicato per la (3.24) di seguito riportata.

Ciò che si ottiene è:

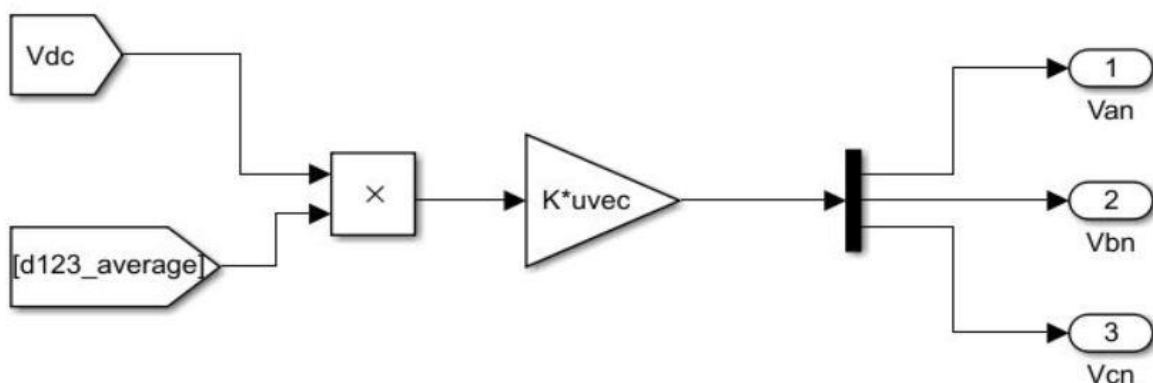


Figura 3.9: Calcolo delle tensioni trifasi fase-punto neutro.

La matrice utilizzata in Figura (3.9) è la seguente:

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Si ottengono così in uscita le tensioni fase-punto neutro.

Quello descritto finora non è altro che la teoria descritta nel precedente paragrafo. Il tutto viene raffigurato nel seguente modo:

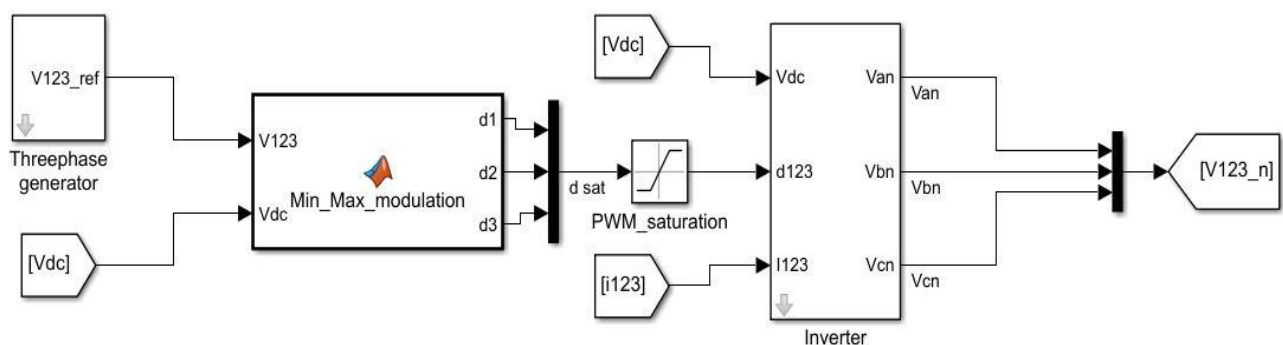


Figura 3.10: Inverter trifase VSI.

Il blocco PWM-Saturation satura l'uscita del modulatore tra gli estremi 0 e 1 che altro non è il campo di esistenza dei duty cycles.

Di seguito verranno riportati vari esempi del funzionamento dell'inverter modulato con la "Min-Max Modulation", prima però verrà rappresentato l'implementazione dell'inverter modulato con tecnica "Sinusoidal PWM".

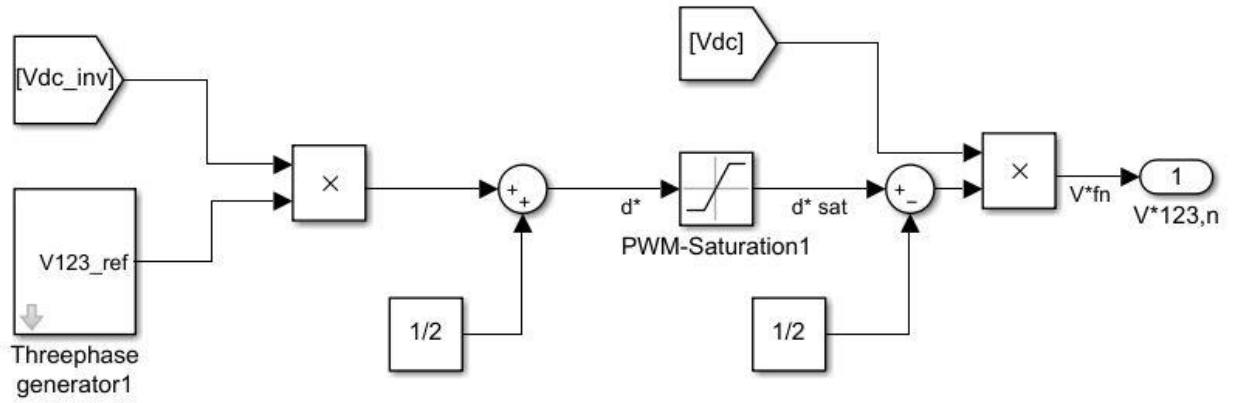


Figura 3.11: Inverter trifase VSI, modulazione "Sinusoidal PWM".

In questo caso, la tecnica non prevede nessuna reiezione di modo comune. Si procede all'implementazione della (3.22) con una modifica, infatti verrà tolta la tensione di modo comune ottenendo:

$$\begin{cases} d_1^*(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_{1ref}(t)}{V_{DC}} \\ d_2^*(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_{2ref}(t)}{V_{DC}} \\ d_3^*(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_{3ref}(t)}{V_{DC}} \end{cases} \quad (3.25)$$

Descritte le strutture utilizzate per la simulazione, verranno ora riportati esempi del confronto tra le due tecniche nelle quali, variando la tensione di riferimento richiesta, si dimostrerà quello descritto nella teoria, cioè di un maggior campo di regolazione e di conseguenza ampiezza delle tensioni fase-punto neutro in uscita maggiori nella tecnica scelta rispetto a quella base.

Impostando una tensione di DC-link pari a $V_{DC} = 200V$ e una l'ampiezza delle tensioni di riferimento $V_{ref} = 100V$, quindi nel caso limiti pari a $V_{DC}/2$ quello che si ottiene in termini di duty cycles e tensioni medie in uscita sarà:

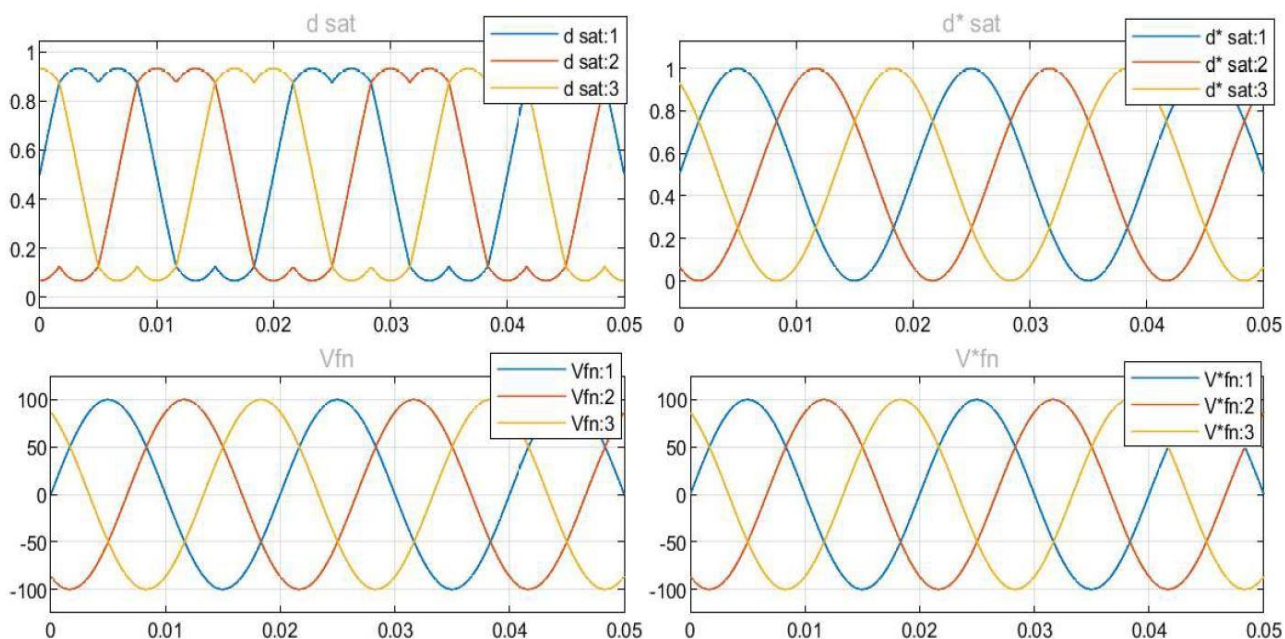


Figura 3.12: Duty cycles e tensioni di fase-punto neutro per $V_{ref}=100V$.

Come si può notare, i duty cycles per la tecnica “*Min-Max Modulation*” non raggiungono i limiti, anzi sono abbastanza lontani da essi, mentre i duty cycles calcolati con la tecnica “*Sinusoidal PWM*” hanno raggiunto sia il limite superiore sia quello inferiore. Si noti come le tensioni medie in uscita per le due tecniche siano uguali alle tensioni di riferimento richieste. Si ripete ora la prova, chiedendo però una tensione pari a $V_{DC}/\sqrt{3} \cong 115.5$.

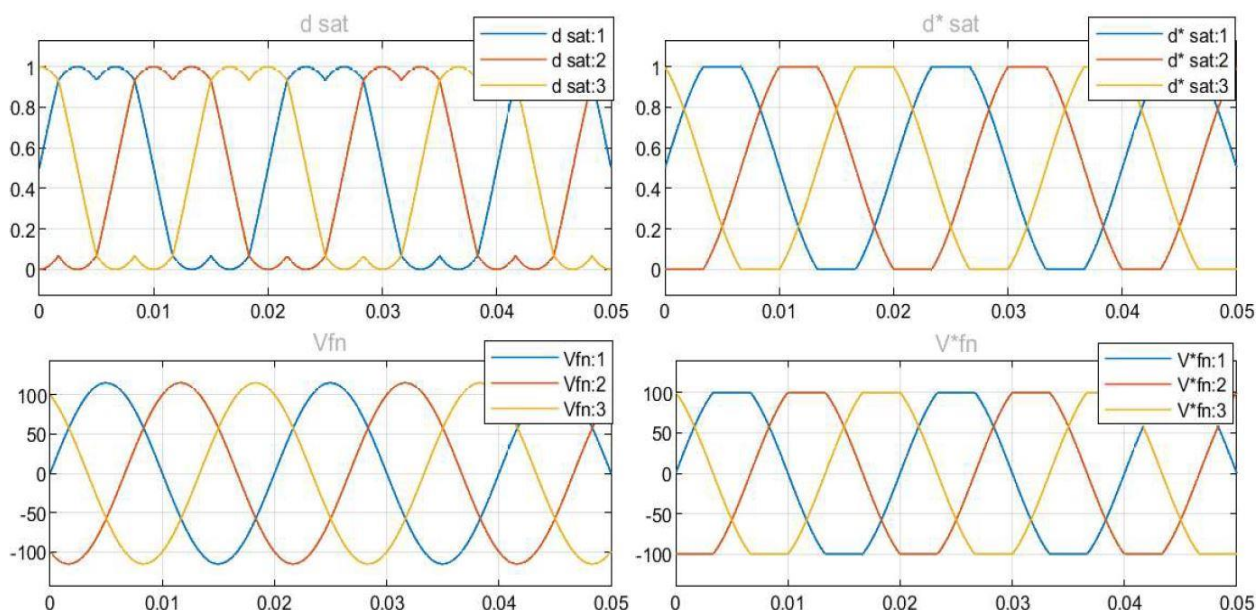


Figura 3.13: Duty cycles e tensioni di fase-punto neutro per $V_{ref}=115.5V$.

In questo caso vediamo che i duty cycles per la tecnica implementata raggiungono i limiti di saturazione 0-1 senza però saturare e le tensioni di fase riescono a raggiungere un'ampiezza pari a quella di riferimento pari a 115.5 V. Mentre per la tecnica “*Sin PWM*” i duty cycles sono ampiamente saturati e le tensioni di fase non superano il valore di 100 V, pari alla semi tensione del DC-link. Con queste figure si ridimostra come con la tecnica “*Min-Max Modulation*” si può ottenere in uscita una tensione media maggiore del 15% rispetto alla tecnica “*Sin PWM*”.

Chiedendo una $V_{ref} > \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$ si ottiene una tensione non perfettamente sinusoidale non essendo più all'interno del campo di regolazione lineare, come spiegato in precedenza.

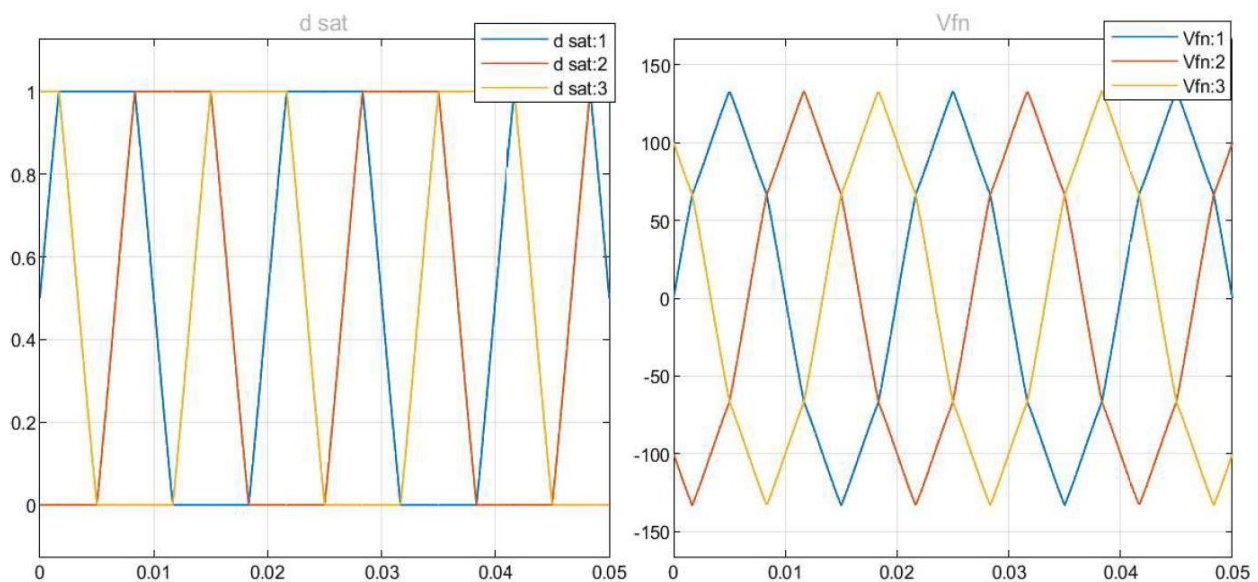


Figura 3.14: Duty cycles e tensioni di fase-punto neutro per $V_{ref}=133V$ con modulazione “*Min-Max Modulation*”.

Come si nota, i duty sono ampiamente saturati e le tensioni sono distorte ma non saturate. Questo perché non si è più all'interno del cerchio ma si è ancora all'interno dell'esagono (Figura (3.3)).

Si conclude così l'implementazione dell'inverter con tecnica “*Min-Max Modulation*”, tecnica che verrà utilizzata successivamente nei codici di controllo implementati.

3.4 Tempi morti

L'inverter VSI introduce diversi errori di tensione, uno di questi è dovuto ai tempi morti.

La presenza di tempi morti è riconducibile al seguente problema. Considerando una singola gamba di inverter composta da due switch, essi non devono in maniera assoluta essere entrambi in conduzione, in altre parole lo switch superiore non deve essere acceso prima che lo switch inferiore non sia completamente spento e viceversa. Se non si garantisce ciò si va genera una condizione di corto circuito del DC-link e la corrente che circola potrebbe mandare in protezione l'inverter. Per garantire l'assenza di corto circuiti sul DC-link, i due switch verranno comandati con due segnali distinti.

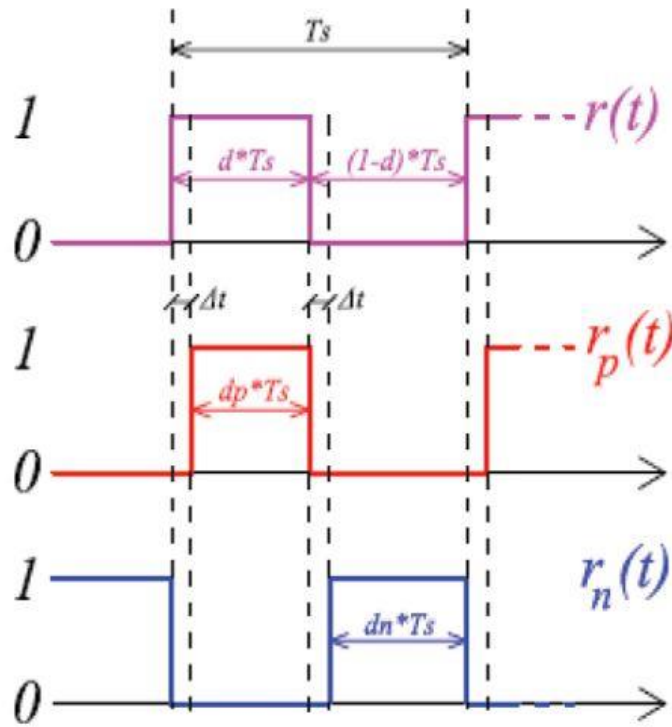


Figura 3.15: Comandi switch superiore e switch inferiore.

$r_p(t)$ è il segnale per lo switch superiore mentre $r_n(t)$ è quello per lo switch inferiore. Δt rappresenta l'intervallo di tempo nel quale i due switch sono entrambi spenti. Secondo [3] la caduta di tensione equivalente dovuta al dead time è data da:

$$\bar{v}_{dt} = \frac{4}{3} \cdot \Delta t \cdot f_s \cdot V_{DC} \cdot \text{sign}(i) \quad (3.26)$$

Dove f_s è la frequenza di switching.

A livello di implementazione, quello che si è fatto è il seguente:

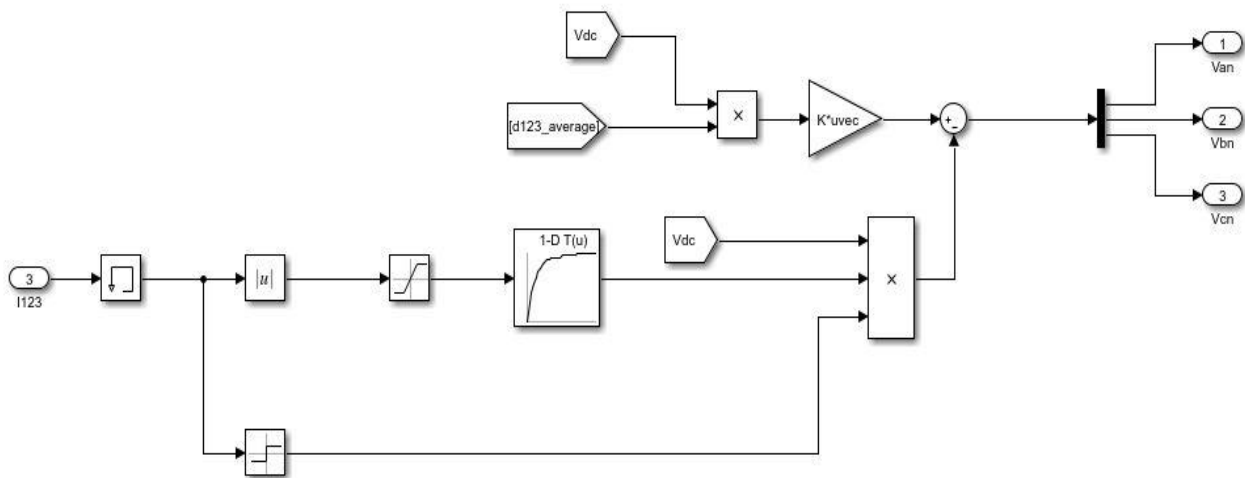


Figura 3.16: Modello dell'inverter con dei tempi morti.

I tempi morti sono stati aggiunti al modello dell'inverter come mostrato in Figura 3.16. La corrente di macchina in valore assoluto entra nel blocco LUT dove, attraverso il valore di corrente, viene calcolato l'errore tabulato che moltiplicato per la tensione del DC-link e per il segno della stessa corrente mi fornisce quello che a livello teorico era stato espresso nella (3.26). Quello che si ottiene imponendo una tensione di DC-link di 200V e una tensione di riferimento pari a 115.5V è:

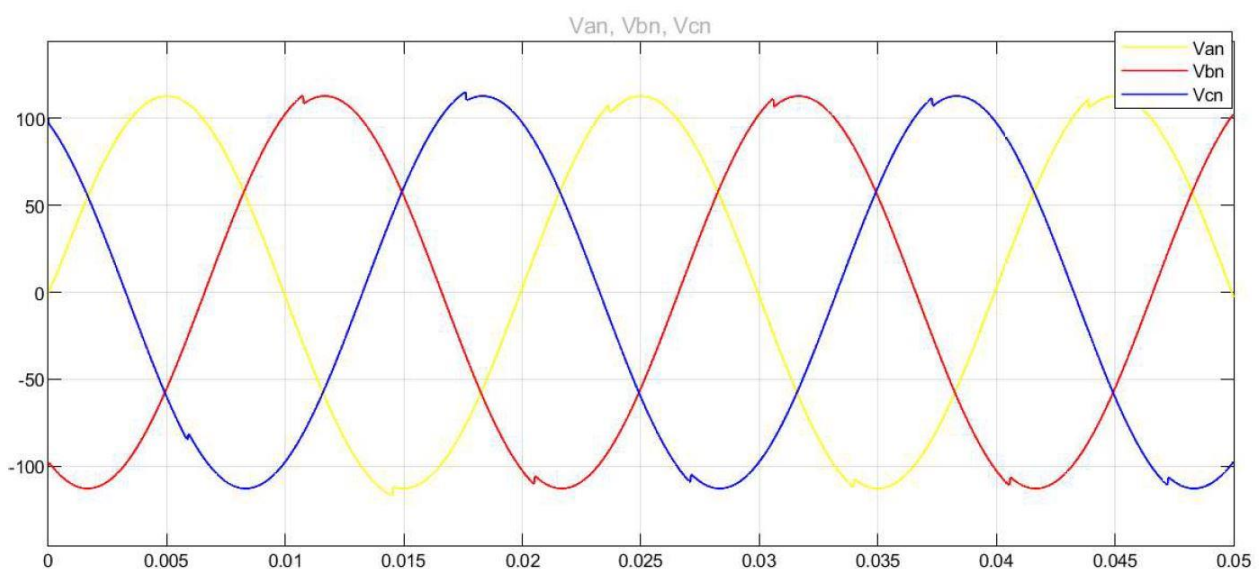


Figura 3.17: Tensioni fasi-punto neutro con tempi morti.

La compensazione dei tempi morti verrà successivamente implementata anche in C, con un procedimento analogo a questo.

3.5 Tensione del DC-Link

Finora è stata assunta la tensione del DC-Link come una costante, ma nella realtà non è così. Quello che si ha è un ponte raddrizzatore sulla tensione di rete. L'implementazione di tale ponte è stata fatta il Plecs.

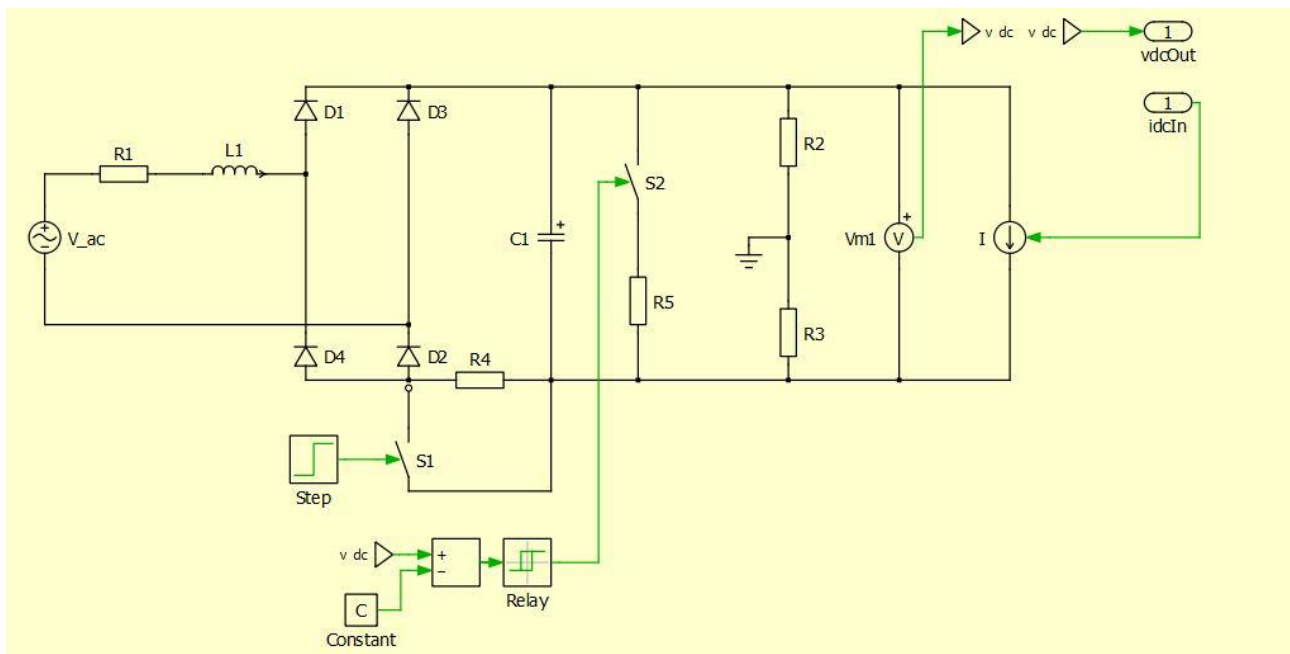


Figura 3.18: Schema del ponte di raddrizzatore.

La rete è rappresentata da una tensione $V_{rete} = \sqrt{2} \cdot 230 \cdot \sin(\omega t)$ dove $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_{rete}$ con $f_{rete} = 50\text{Hz}$, una resistenza $R_1 = 5\text{m}\Omega$ e da un'induttanza $L_1 = 80\mu\text{H}$. Sono presenti 4 diodi per formare il ponte raddrizzatore o ponte di Graetz, un filtro capacitivo schematizzato con un condensatore $C_1 = 560\mu\text{F}$ montato in parallelo al carico. Tale filtro comporta una riduzione della componente alternata della tensione in uscita ed a un aumento della componente media fino al valore $V_{pk} = \sqrt{2} \cdot 230$. Il circuito di precarica, semplicemente implementato con una resistenza $R_4 = 20\Omega$ ed un interruttore S_1 . Dopo

$t = 0.15s$ S_1 si chiude cortocircuitando R_4 . Viene poi inserito un partitore resistivo con $R_2 = R_3 = 500 M\Omega$ il cui compito è definire il potenziale intermedio. Viene infine inserita una gamba freno tarata per una potenza di $P = 2kW$ con una resistenza $R_5 = 150\Omega$. Il carico è rappresentato da un generatore di corrente, che è la corrente del DC-Link. Tale corrente viene calcolata come segue.

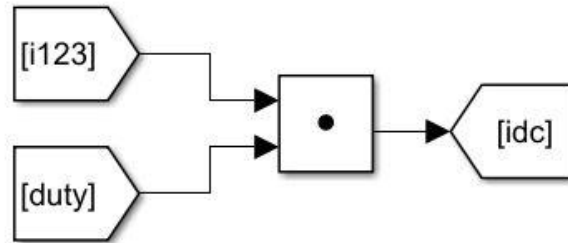


Figura 3.19: Calcolo corrente DC-Link.

Per testare la struttura, si genera una terna di tensioni come (3.23) con $V_{ref} = 50V$ e $f_e = 50Hz$, da queste attraverso l'inverter trovo le tre tensioni fase-punto neutro che verranno mandate alla struttura di Figura (2.17). Dalle correnti trifase mi calcolo la corrente del DC-Link come Figure (3.19) che sarà passata raddrizzatore.

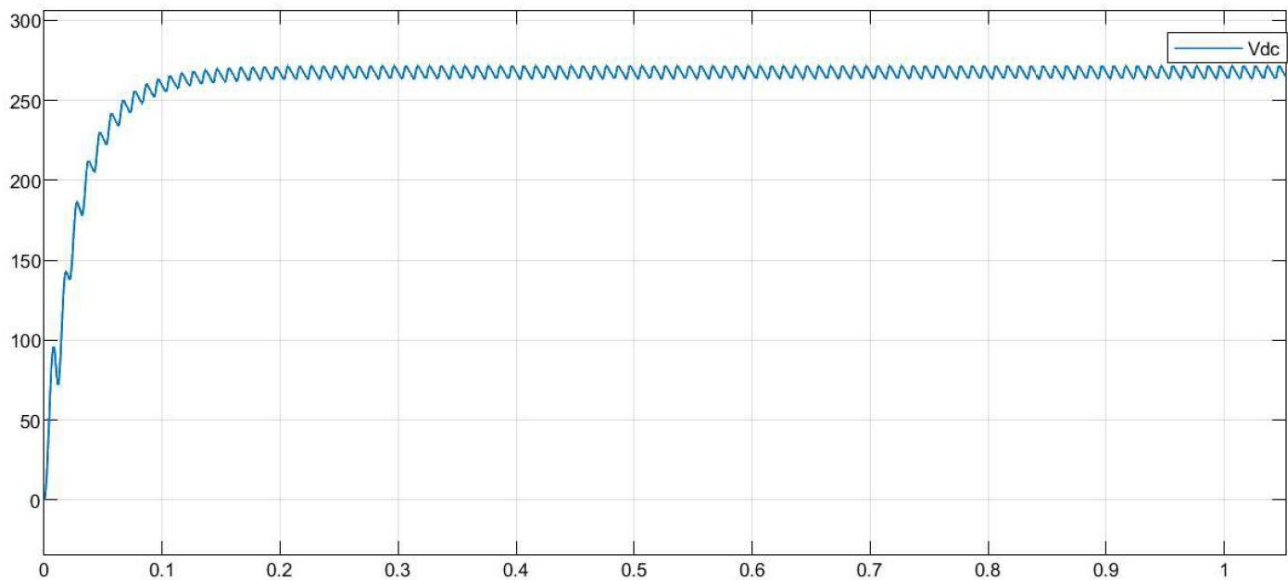


Figura 3.20: Tensione V_{DC} da raddrizzatore.

Su *Simulink* l'inverter VSI sarà implementato nella seguente maniera:

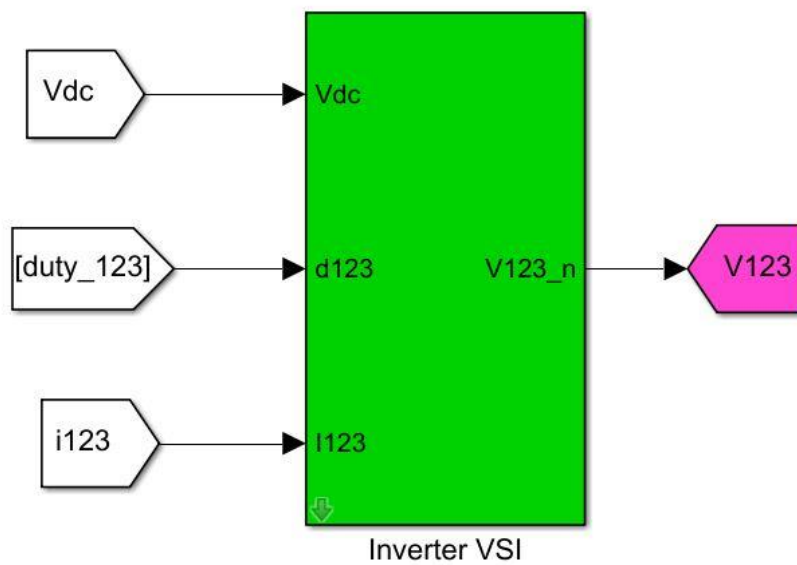


Figura 3.21: Inverter trifase VSI.

In ingresso a questo blocco si ha la tensione di DC-link calcolata dal raddrizzatore come si evince da Figura (3.19), i duty cycles d_{123} calcolati dalla *Min Max Modulation* e infine le correnti che provengono da modello elettromagnetico rappresentato in Figura (2.17).

4. Tecniche di controllo

In questo capitolo verranno presentate le tecniche di controllo motore con cui verrà testato. Dopo una breve introduzione per ogni tecnica, verrà spiegato come sono state implementate in il controllo e infine verranno forniti i risultati in ambiente di simulazione *Simulink* di tali tecniche. Le tecniche programmate sono I-Hz, FOC e DFVC, per le prime due il controllo avviene su assi (d, q) come riportato nel Capitolo 2, mentre per la tecnica DFVC il controllo avviene su assi (d_s, q_s) . Sarà quindi necessario passare a questo secondo sistema di riferimento esplicitandone le equazioni elettromagnetiche. Da sottolineare come in questo capitolo le tecniche proposte saranno di tipo *sensored*, cioè per il calcolo della posizione del rotore sarà presente un encoder. Nel prossimo capitolo verrà introdotta la tecnica *sensorless* e applicata al controllo motore DFVC come da obiettivo.

Per tutte e tre le tecniche di controllo un'approssimata struttura di controllo può essere:

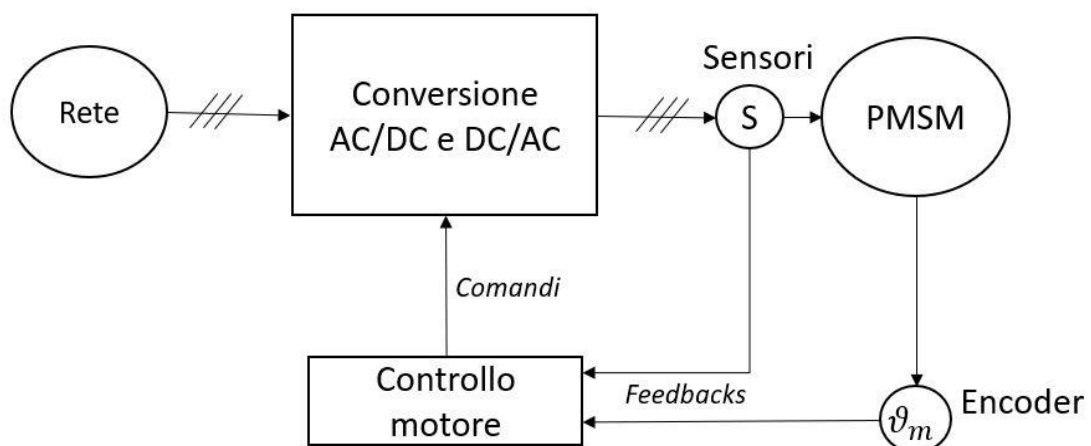


Figura 4.1: Schema di controllo del motore.

Il blocco Conversione AC/DC e DC/AC ha come ingresso la tensione di rete ed effettua quello che è stato spiegato nel Capitolo 3. Al motore vengono fornite le tre tensioni fase-punto neutro e, attraverso un encoder, si può calcolare la posizione meccanica del rotore. Nel blocco *Controllo motore* invece sarà presente il codice di controllo che si andrà ad implementare. Sono presenti dei sensori per la corrente necessari per fornire feedbacks al

controllo.

Da sottolineare che, testando il codice di controllo in *Simulink*, il blocco motore rappresentato sopra è l'insieme dei blocchi mostrati nelle Figure (2.17) e (2.18).

L'encoder utilizzato è un encoder incrementale a 512 divisioni sfasati di un quarto d'onda. La risoluzione dell'encoder è:

$$ris_{enc} = \frac{2\pi}{4 \cdot n_{div}} = \frac{360^\circ}{4 \cdot 512} = 0.176^\circ / div \quad (4.1)$$

Vengo infine esposti i parametri che caratterizzano il motore e l'inverter VSI.

Dati del motore

Paia poli	pp	4	
Corrente massima	I_{max}	5	A
Resistenza di statore	R_s	2.51	Ω
Flusso dei magneti	λ_m	0.676	Vs
Velocità massima	ω_{max}	18000	rpm
Coppia massima	T_{max}	2.2	Nm
Momento di inerzia	J	0.0015	$Kg \cdot m^2$

Dati inverter

Corrente massima	$I_{inv,max}$	7.5	A
Tensione massima DC	$V_{dc_inv,max}$	270	V
Frequenza di commutazione	f_{comm}	16000	Hz

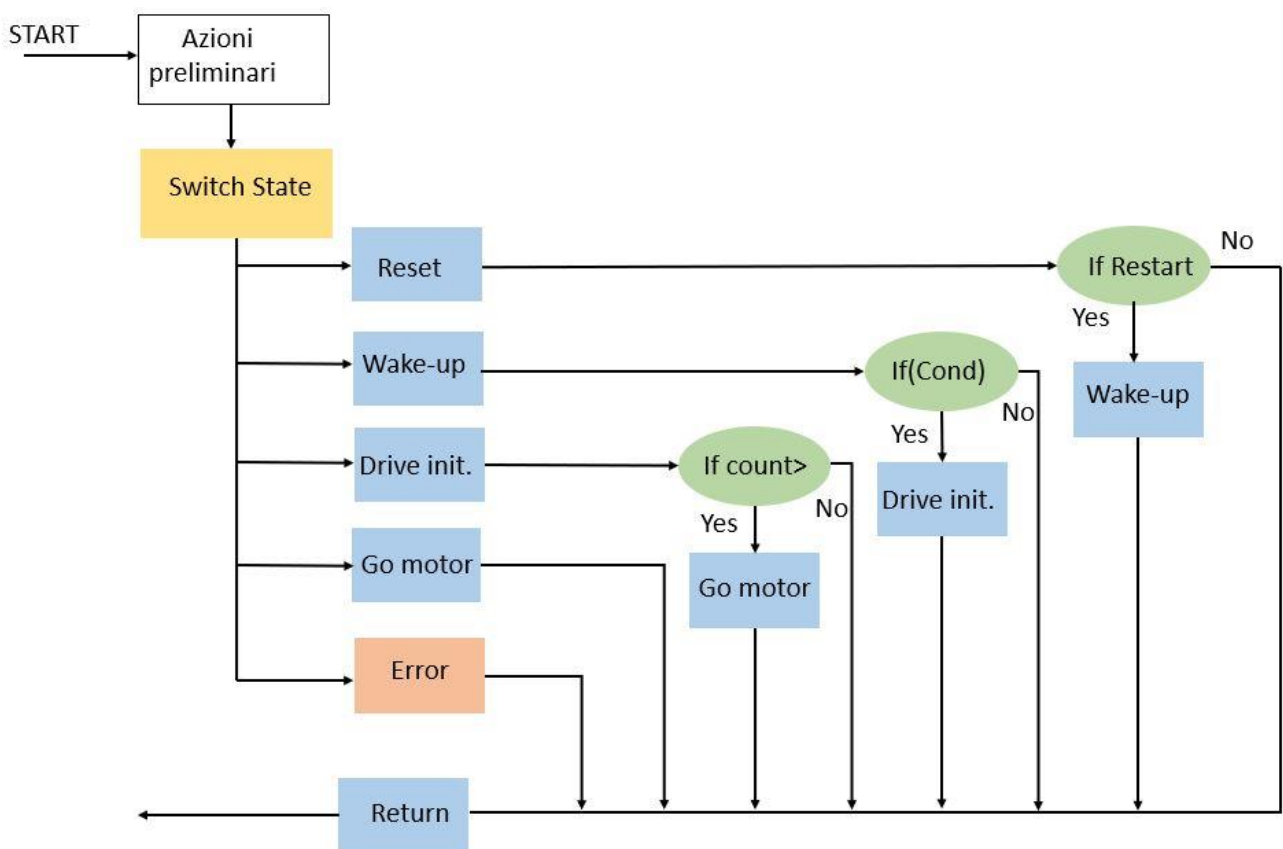
Dati controllo

Frequenza di campionamento	$f_{sampling}$	16000	Hz
----------------------------	----------------	-------	----

Si procede ora con una spiegazione di come verrà organizzato il codice in C e successivamente si passerà alle tecniche di controllo.

4.1 Organizzazione codice di controllo

Il controllo in C è organizzato in stati secondo il seguente schema:



Schema 4.1: Schema a blocchi del funzionamento della macchina a stati.

Dove:

- **Reset:** in questo stato vengono resettati i duty cycles e i counter utilizzati nel controllo.
- **Wake-up:** in questo stato vengono inizializzate le variabili che si utilizzeranno nel controllo.

- **Drive init.:** in questo stato vengono calcolati gli offset per le tre correnti.
- **Go motor:** in questo stato è presente il codice di controllo che si andrà ad implementare.
- **Error:** in questo stato vengono resettati i duty e la modulazione PWM.

Dopo il comando di *Start*, il controllo compie azioni preliminari come lettura delle correnti e della tensione di DC-link dai sensori, dell'angolo meccanico dall'encoder ed altre azioni come la rimozione dell'offset dalle correnti. Dopo di che si entra in uno degli stati sopra descritti secondo la logica riportata nello schema (4.1).

Lo stato di default è lo stato di *Reset*. Se il pulsante *Restart* viene premuto si passa allo stato *Wake-up*, dove si controlla che la tensione V_{DC} sia superiore di una certa soglia. Se V_{DC} è maggiore della soglia si passa allo stato *Drive init.* Questo stato durerà per un certo tempo così da poter calcolare gli offset. Infine, si passa allo stato *Go motor* dove si controlla la macchina. Lo stato di *Error* può essere raggiunto in qualsiasi momento, infatti in tutti gli altri stati sopra descritti, vengono implementate delle protezioni sulle correnti e tensione V_{DC} . Se una delle correnti o la V_{DC} supera il valore massimo imposto il controllo va in *Error*. A questa struttura possono essere eventualmente aggiunti altri stati secondo le esigenze del controllo.

4.2 Controllo I-Hz

Il controllo I-Hz è un controllo vettoriale in assi (d, q) nel quale si impone l'ampiezza e la frequenza del vettore della corrente di statore \vec{I}_s . Il controllo I-Hz è un controllo relativamente semplice e viene implementato per calibrare gli anelli di corrente (d, q) , verificare il corretto funzionamento dello stimatore di flusso e altre funzioni necessarie al controllo. Appurato il corretto funzionamento con questa tecnica si passerà a tecniche più complesse. Si procede analizzando lo schema di controllo:

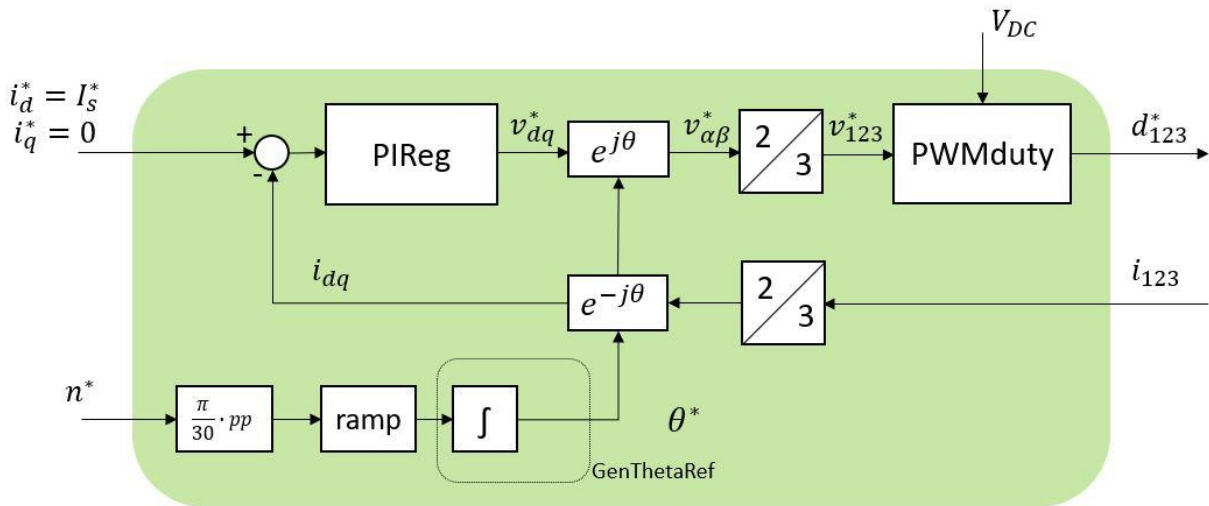


Figura 4.2: Schema a blocchi controllo I-Hz.

Quindi il controllo prevede una retroazione negativa di corrente, l'errore calcolato dalla differenza tra le correnti di riferimento (i_d^* , i_q^*) e la corrente proveniente dal motore entra dentro il blocco *PIReg*. In questo blocco due opportuni regolatori, uno per ciascun asse, permettono di calcolare le tensioni di riferimento v_{dq}^* . Applicando prima la trasformazione di rotazione e quella per passare da bifase a trifase, si ottiene le tensioni trifase v_{123}^* . Nel blocco *PWMduty*, dalle tensioni di riferimento mi calcolo i duty cycles di riferimento d_{123}^* i quali andranno in ingresso all'inverter (Figura (3.21)). Le tre correnti i_1, i_2, i_3 provengono dal blocco motore (Figura (2.17)) e a seguito delle trasformazioni vengono retroazionata. Per le trasformate di rotazione, sia diretta sia inversa, è necessario calcolarsi l'angolo di sfasamento tra il sistema fisso bifase (α, β) e il sistema bifase rotante (d, q).

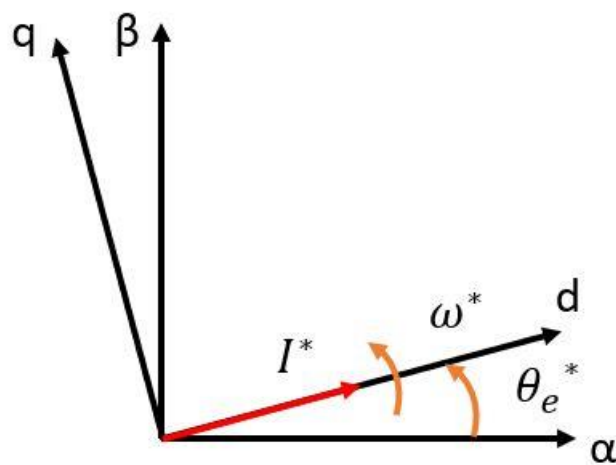


Figura 4.3: Angolo θ^* .

Dove si nota che la corrente di riferimento ha componente solo sull'asse d come mostrato anche in Figura (4.2). L'angolo di riferimento viene quindi calcolato partendo dalla velocità di riferimento imposta n^* . Questa velocità di riferimento, in rpm , viene inizialmente trasformata in rad_e/s esprimendo cioè la velocità angolare elettrica di riferimento. Il blocco *ramp*, preso come ingrasso la velocità di riferimento, porta l'uscita al valore di riferimento limitandone lo slew rate. Infine, è presente un blocco integratore dove la velocità angolare elettrica di riferimento viene trasformata nell'angolo elettrico di riferimento θ_e^* .

Analizziamo ora più nel dettaglio il blocco *PIReg*. Questo blocco contiene due regolatori PI implementati nel controllo. Sono composti da una parte proporzionale, in cui l'ingresso viene moltiplicato per un guadagno k_p e da una parte integrale nel quale il segnale di ingresso viene integrato e poi moltiplicato per un guadagno k_i . In uscita il regolatore restituisce la somma dei due contributi.

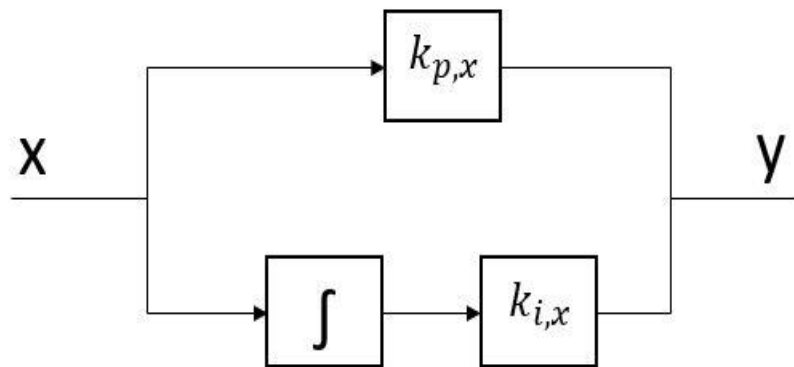


Figura 4.4: Schema a blocchi regolatore PI per un generico asse (d o q).

La funzione di trasferimento del PI è la seguente:

$$\frac{x}{y} = k_{p,x} + \frac{k_{i,x}}{s} = \frac{s \cdot k_{p,x} + k_{i,x}}{s} \quad (4.2)$$

Per la taratura dei PI si utilizzano le seguenti formule:

$$\frac{k_{i,x}}{k_{p,x}} = \frac{R_s}{L_x} \quad k_{p,x} = \omega_b \cdot L_x \quad (4.3)$$

Queste formule sono applicabili sia all'asse d sia all'asse q. ω_b è la larghezza di banda desiderata per l'anello di corrente. Nel controllo si è impostato $\omega_b = 2153.3 \text{ rad/s}$. L'induttanza utilizzata nella Formula (4.3) è per l'asse d $L_d = 0.0173 \text{ H}$ e per l'asse q $L_q = 0.0231 \text{ H}$. Con questi valori si ottiene:

$$d) \begin{cases} k_{p,d} = 43.6 \text{ V/A} \\ k_{i,d} = 6314 \text{ V/(As)} \end{cases} \quad q) \begin{cases} k_{p,q} = 58 \text{ V/A} \\ k_{i,q} = 6314 \text{ V/(As)} \end{cases} \quad (4.4)$$

Infine, l'uscita che per il regolatore sull'asse d è la tensione v_d e analogamente per l'asse q è v_q , viene saturata secondo questa logica. Per l'asse d viene imposto:

$$|v_d^*| \leq V_{max} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (4.5)$$

Per l'asse q invece si imposta una saturazione secondo la limitazione della corrente in asse q. Si ottiene:

$$|v_q^*| \leq \sqrt{V_{max}^2 - v_d^{*2}} \quad (4.6)$$

L'implementazione in C dei regolatori segue quanto esposto sopra.

- Si calcola l'errore come differenza tra il riferimento e il feedback.
- Si calcola il contributo proporzionale come prodotto del k_p per l'errore.
- Si satura il contributo proporzionale secondo la (4.5).
- Si calcola il contributo integrale nel seguente modo $intg += T_s \cdot err \cdot k_i$.

- Si satura il contributo integrale secondo la (4.6).
- Si sommano il contributo proporzionale e integrale e si ottiene l'uscita.

Analizzata la struttura di controllo si procede testando il codice per vedere se quello implementato funziona correttamente. Come corrente di riferimento si chiede una $I_s^* = 2 \text{ A}$ e una velocità di riferimento $n^* = 1500 \text{ rpm}$ limitando lo slew rate con una pendenza massima di 3000 rpm/s .

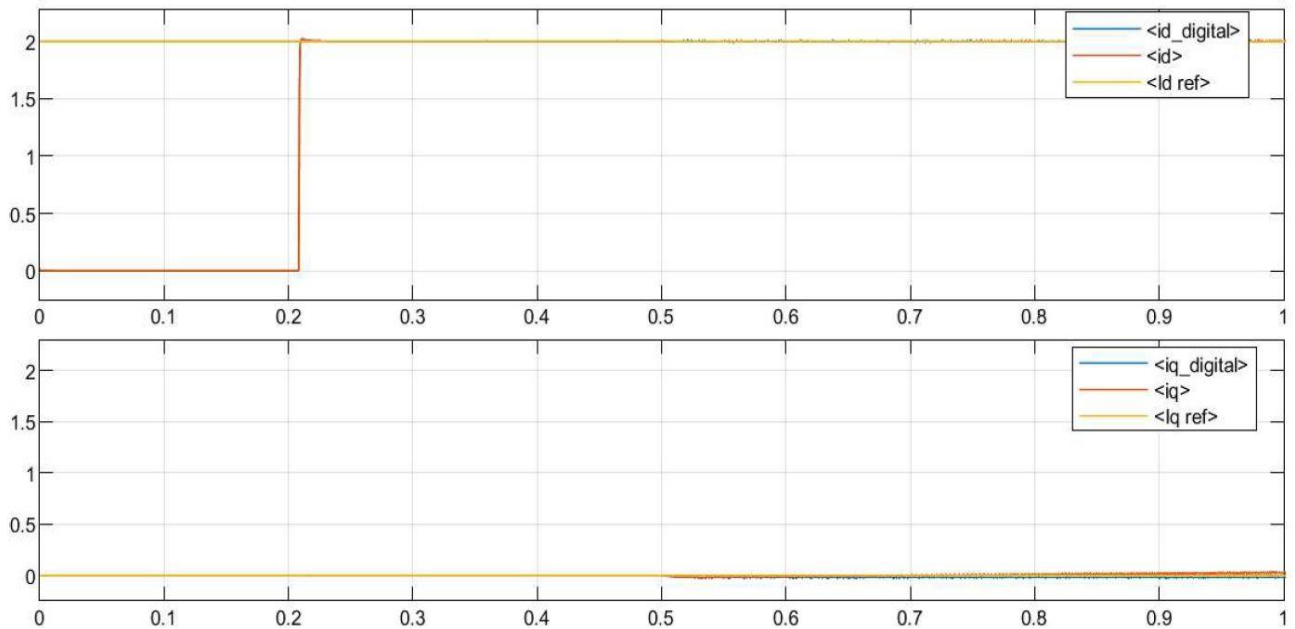


Figura 4.5: Correnti su assi (d,q) .

Dove in blu abbiamo la corrente calcolata nel codice di controllo, in rosso la corrente calcolata dal modello elettromagnetico esposto nel Capitolo 2, e in giallo la corrente di riferimento imposta nel controllo. Si evince la bontà del modello elettromagnetico e dei regolatori implementati. Infatti, per l'asse d , sia la corrente reale (da modello elettromagnetico) sia la corrente digitale (da controllo motore) differiscono dalla corrente di riferimento con errori minori dello 0.2%. Per l'asse q il discorso è analogo.

La coppia elettromagnetica è la seguente:

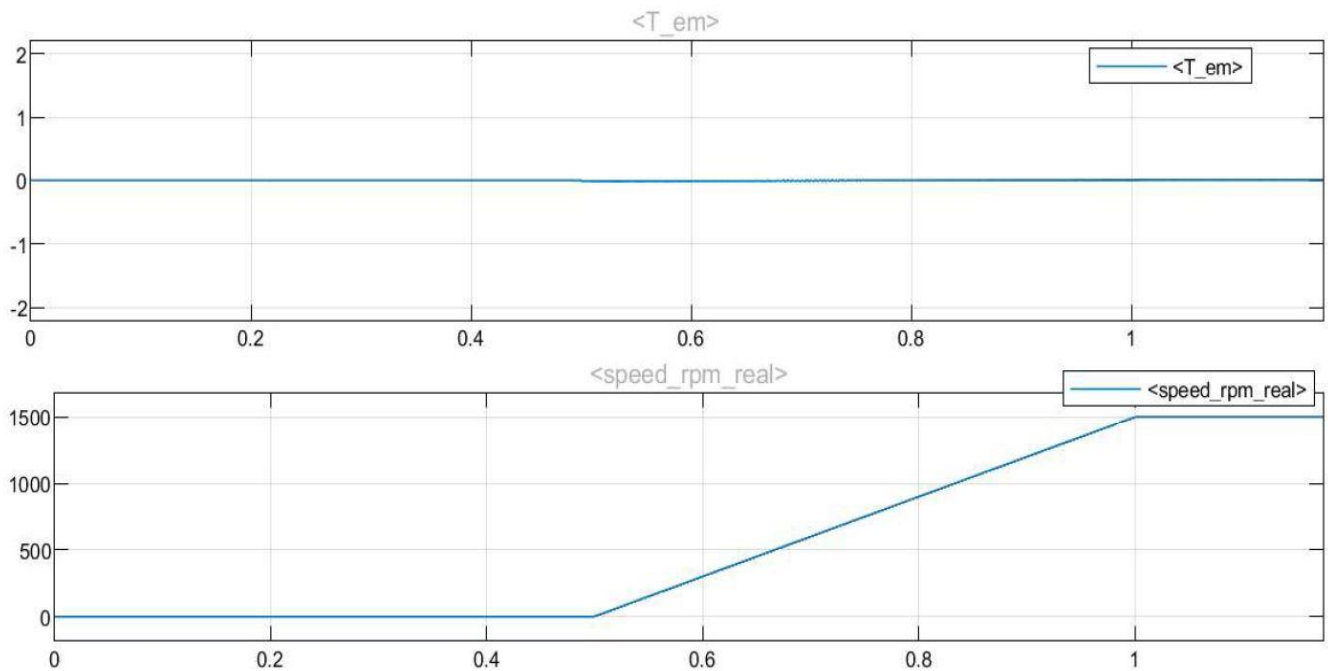


Figura 4.6: Coppia elettromagnetica e velocità [rpm].

La coppia si mantiene a zero con un piccolo errore, minore dello 0,15% quindi trascurabile.

Appurato il corretto funzionamento del controllo I-Hz, si procede all'implementazione e alla verifica off-line del corretto funzionamento di strutture e relativi codici quali l'osservatore di flusso statorico e il PLL, necessari per l'implementazione dei futuri codici di controllo.

4.2.1 Osservatore di flusso statorico

L'osservatore di flusso statorico, utilizzato nel controllo DFVC che si andrà a implementare, permette di stimare l'ampiezza del flusso statorico $\hat{\lambda}_s$ e la posizione angolare del vettore flusso di statore $\tilde{\theta}$ rispetto al sistema di riferimento (α, β) , la quale sarà adoperata per attuare la trasformazione tra il riferimento (α, β) e quello (d_s, q_s) come verrà spiegato. Indirettamente, il flusso statorico permetterà anche di stimare l'angolo di carico $\tilde{\delta}$, angolo che definisce la posizione angolare del vettore $\hat{\lambda}_s$ rispetto al sistema di riferimento (d, q) . Quest'angolo si renderà necessario nell'implementazione del codice DFVC come verrà spiegato.

L'osservatore di flusso implementato sarà composto da due stimatori:

- **Stimatore “VI-polo”**: questo stimatore è basato sull'equazione elettrica di statore in assi (α, β) .
- **Stimatore “I- ω ”**: questo stimatore è basato sul modello magnetico del motore.

L'impiego di due stimatori è dovuto al fatto che il primo funziona bene ad alte velocità mentre a basse velocità no, viceversa il secondo dove a basse velocità risulta essere accurato. Analizziamo più nel dettaglio i due osservatori.

Come detto lo stimatore “VI-polo” è *basato sulle equazioni elettriche in assi (α, β)* .

$$\bar{v}_{s,\alpha\beta} = R_s \cdot \bar{i}_{s,\alpha\beta} + \frac{d\tilde{\lambda}_{s,\alpha\beta}}{dt} \quad (4.7)$$

Che può essere riscritta mettendo in evidenza la derivata del flusso statorico.

$$\frac{d\tilde{\lambda}_{s,\alpha\beta}}{dt} = \bar{v}_{s,\alpha\beta} - R_s \cdot \bar{i}_{s,\alpha\beta} \quad (4.8)$$

Il flusso di statore è quindi facilmente ottenibile integrando il primo termine della (4.8).

L'equazione (4.8) può essere schematizzata nella seguente maniera:

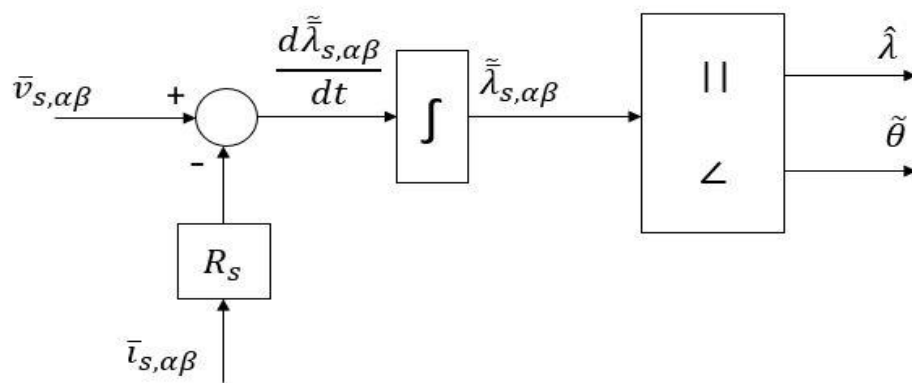


Figura 4.7: Schema a blocchi stimatore “VI-polo”.

Una volta stimate le ampiezze delle componenti (α, β) del flusso statorico si procede al

calcolo di $\hat{\lambda}_s$ e $\tilde{\theta}$. Per quest'ultimo verranno calcolati i seni e cosi necessari per le trasformate tra i vari sistemi di riferimento.

$$\begin{cases} \hat{\lambda}_s = \sqrt{\tilde{\lambda}_{s,\alpha}^2 + \tilde{\lambda}_{s,\beta}^2} \\ \cos(\tilde{\theta}) = \frac{\tilde{\lambda}_{s,\alpha}}{\hat{\lambda}_s} \\ \sin(\tilde{\theta}) = \frac{\tilde{\lambda}_{s,\beta}}{\hat{\lambda}_s} \end{cases} \quad (4.9)$$

Come detto precedentemente, lo stimatore “VI-polo” non è accurato alle basse velocità per via del termine resistivo. Nel nostro modello infatti si considera il valore della resistenza un valore costante e non si implementa un modello dipendente dalla temperatura degli avvolgimenti che fa variare il valore della resistenza statorica. Per questo motivo la stima del flusso può risultare sbagliata e, per via della integrazione, il flusso potrebbe divergere. Risulta quindi necessario retroazionare il flusso attraverso un guadagno chiamato G_{obs} . Partendo da Figura (4.7) si ottiene:

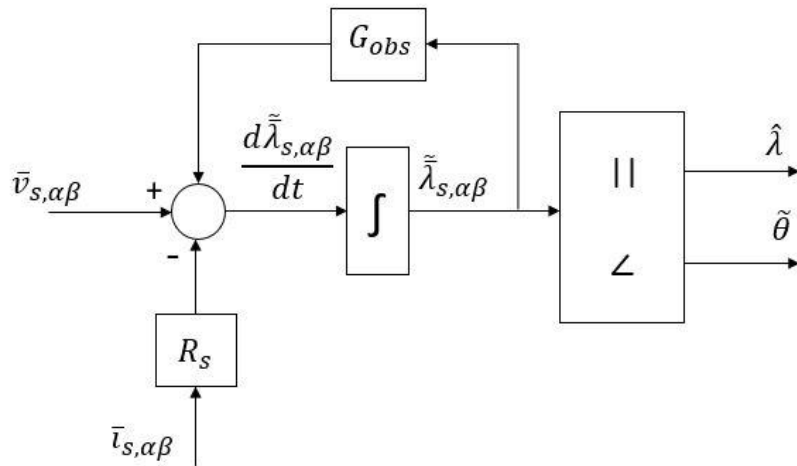


Figura 4.8: Schema a blocchi stimatore “VI-polo” con retroazione di flusso.

Il guadagno G_{obs} è stato imposto pari a 60 rad/s .

Passiamo ora ad analizzare lo stimatore “I- ω ”. Esso si basa sul modello magnetico del motore, in particolare dalle correnti (α, β) , attraverso la trasformazione di rotazione si

ottengono le correnti in assi (d, q) . Da queste, attraverso le mappe di flusso, si trova il valore del flusso in asse d e q. A questo punto il flusso (d, q) viene trasformato in (α, β) e da questo si calcolano come sono l'ampiezza del flusso stimato e il seno e coseno della posizione angolare.

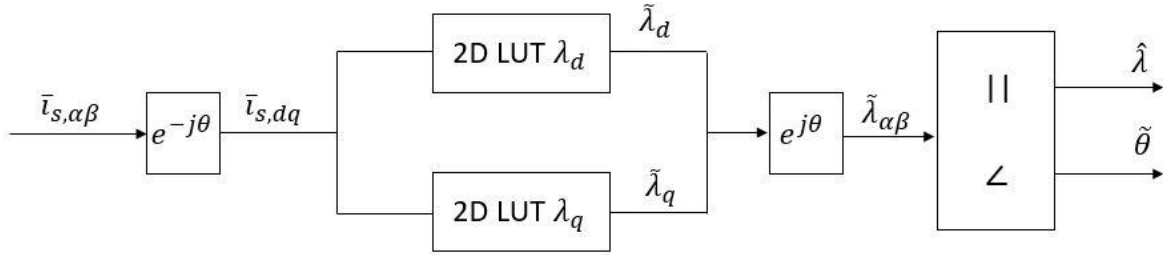


Figura 4.9: Schema a blocchi stimatore "I- ω ".

Dove nei due blocchi 2-D LUT in entrata ho le due componenti della corrente, $i_{s,d}$ e $i_{s,q}$. Attraverso una interpolazione per aree, con un procedimento analogo a quanto spiegato nel paragrafo (2.4.2).

Si può infine unire i due stimatori. Il discriminante tra di essi è il valore preso per G_{obs} .

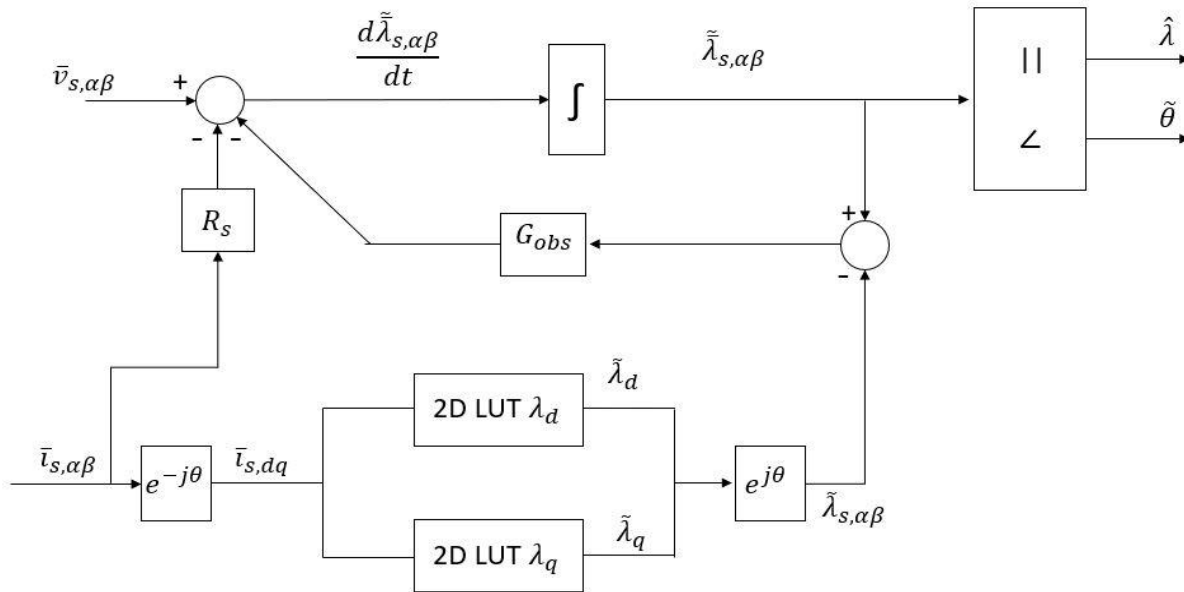


Figura 4.10: Schema a blocchi stimatore di flusso .

Dallo schema riportato sopra si evince che per $\omega < G_{obs}$ lo stimatore “ $I-\omega$ ” incide maggiormente sull’uscita, viceversa per $\omega > G_{obs}$ è lo stimatore “ $VI-polo$ ” a incidere maggiormente.

L’implementazione su C segue quanto spiegato. Da sottolineare come l’angolo utilizzato per la trasformazione di rotazione da (d, q) a (α, β) e viceversa varia a seconda del controllo implementato. In questo paragrafo verrà preso l’angolo elettrico ottenuto dall’angolo meccanico proveniente dall’encoder. Quando si implementerà il controllo sensorless esso avrà varie definizioni come verrà illustrato. Si procede ora a testare quanto implementato.

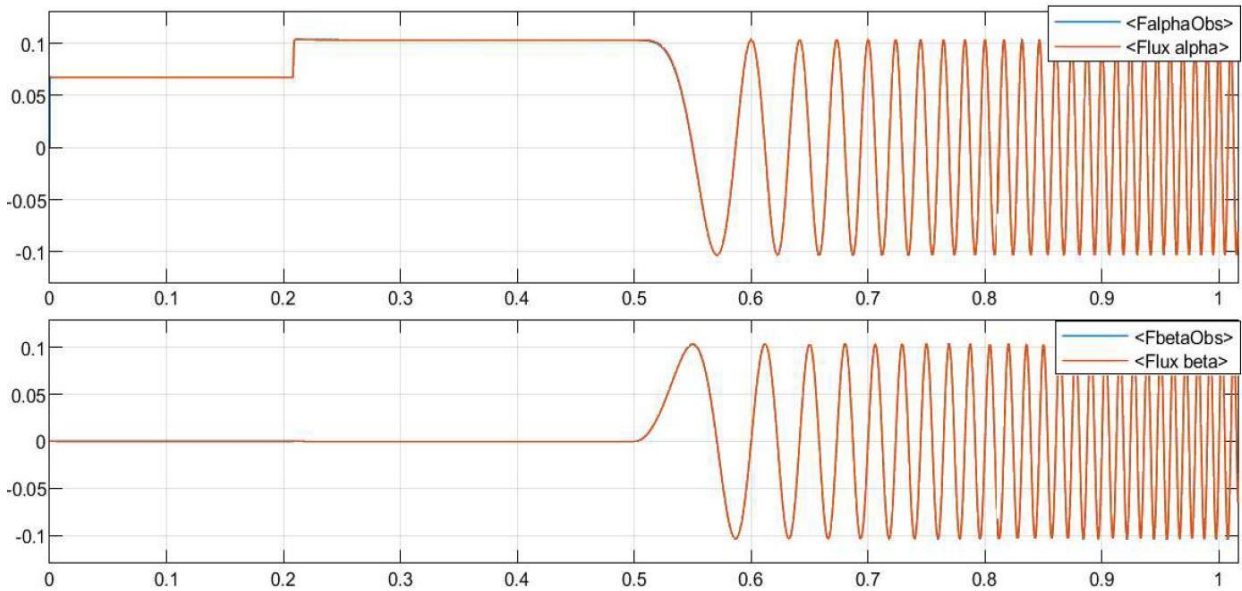


Figura 4.11: Flussi in assi (α, β) ottenuti dall’osservatore e calcolati dal modello elettromagnetico.

Non si nota alcuna differenza tra i flussi stimati dall’osservatore e i flussi calcolati dal modello elettromagnetico di Capitolo 1.

Da precisare che le tensioni $\bar{v}_{s,\alpha\beta}$ utilizzate nello stimatore “ $VI-polo$ ” non sono quelle reali ottenute dal modello elettromagnetico, ma vengono ricostruite nel codice C. Infatti, partendo dai valori dei duty cycles d_{123}^* ottenuti dal blocco PWMduty, si procede calcolando le tensioni trifase ricostruite \bar{v}_{123} come prodotto della tensione V_{DC} e della matrice riportata in (3.24). Da queste tensioni ricostruite bisogna ora togliere le cadute di tensione dovute ai

tempi morti. Dalle correnti di macchina \bar{i}_{123} e dalla V_{DC} si calcolano le cadute di tensione in assi (1,2,3) dovute ai tempi morti come riportato nel paragrafo (3.4). Ottenute le \bar{v}_{123} epurate dai tempi morti si trasformano in $\bar{v}_{s,\alpha\beta}$ attraverso la trasformazione trifase-bifase.

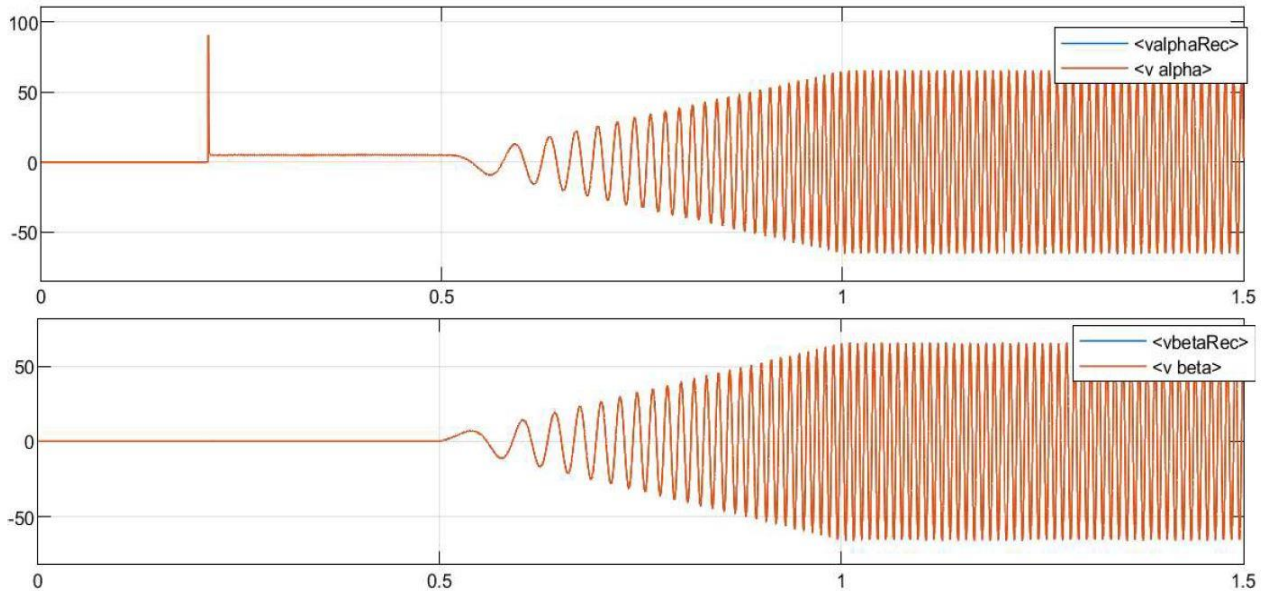


Figura 4.12: Tensioni in assi (α, β) ricostruite e calcolate dal modello elettromagnetico.

Non si nota nessuna differenza tra le tensioni (α, β) ricostruite in C e le tensioni provenienti dal modello elettromagnetico.

4.2.2 Phase Locked Loop (PLL)

Il PLL è una struttura che permette, dalla conoscenza della posizione angolare di calcolare la velocità. In altre parole, il PLL può essere visto come uno stimatore di velocità. Questa struttura che verrà implementata verrà ampiamente usata nei successivi controlli. Uno schema a blocchi semplificato di questa struttura può essere:

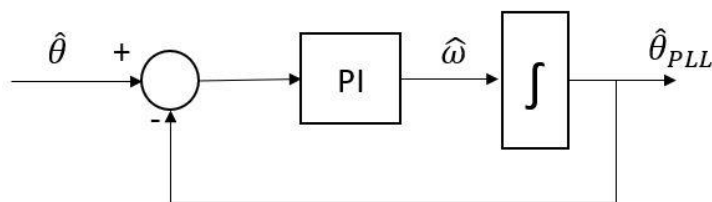


Figura 4.13: Schema a blocchi PLL

Il PLL, a differenza di quanto raffigurato in Figure (4.13), non utilizza direttamente l'angolo in $[rad]$ ma i seni e coseni. L'errore in ingresso $(\hat{\theta} - \hat{\theta}_{PLL})$ viene calcolata come prodotto incrociato dei seni e coseni dei due angoli.

$$\hat{\theta} - \hat{\theta}_{PLL} = (\sin(\hat{\theta}) \cdot \cos(\hat{\theta}_{PLL})) - (\cos(\hat{\theta}) \cdot \sin(\hat{\theta}_{PLL})) \quad (4.10)$$

L'errore entra poi in un regolatore PI. Per calibrare i guadagni del PI si seguono le seguenti regole:

$$k_{p,PLL} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{b,PLL} \cdot \tan(\phi_{m,PLL})}{\sqrt{1 + \tan^2(\phi_{m,PLL})}} \quad k_{i,PLL} = \frac{(2 \cdot \pi \cdot f_{b,PLL})^2}{\sqrt{1 + \tan^2(\phi_{m,PLL})^2}} \quad (4.11)$$

Nel nostro caso sono stati imposti la frequenza di taglio $f_{b,PLL} = 40Hz$ e il margine di fase $\phi_{m,PLL} = 60^\circ$. Con questi valori si ottiene $k_{p,PLL} = 217.65 \text{ 1/s}$ e $k_{i,PLL} = 31582.73 \text{ 1/s}^2$.

All'uscita del PI si ha $\hat{\omega}$ in $[rad/s]$ che viene integrata per ottenere $\hat{\theta}_{PLL}$ la quale verrà successivamente retroazionata. Di seguito verrà riportato il test fatto sul PLL.

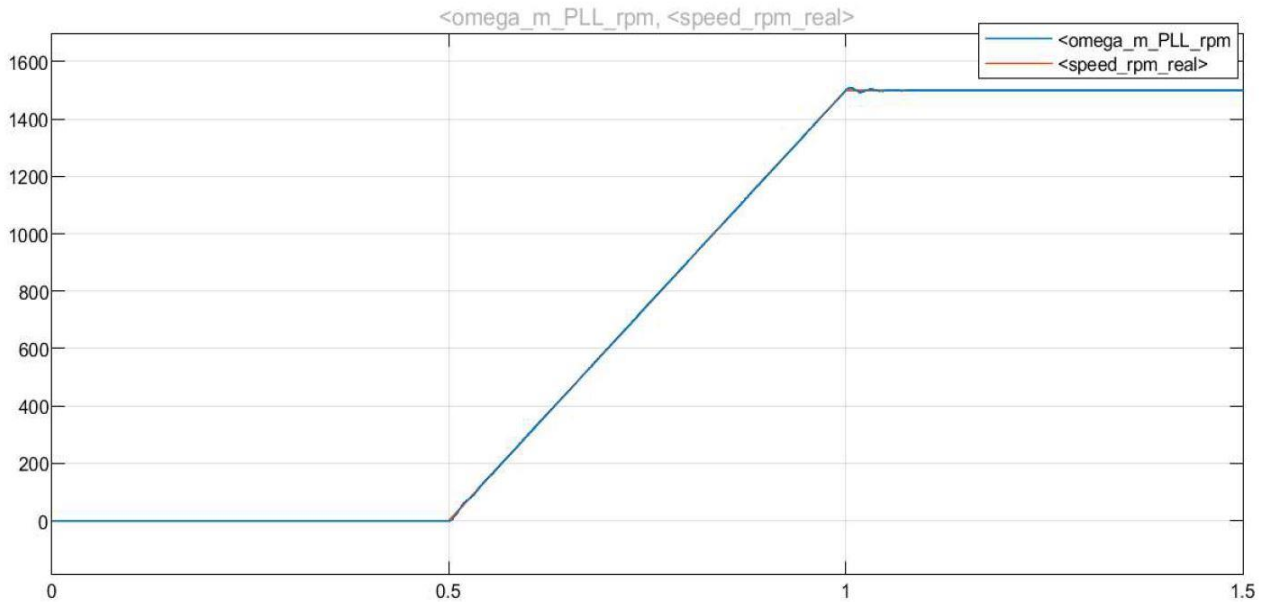


Figura 4.14: Velocità calcolata con PLL .

Per il test eseguito, l'angolo in ingresso è l'angolo proveniente dall'encoder. La velocità che si è imposta sale a rampa con una pendenza di 3000 *rpm/s* fino a una velocità massima di 1500 *rpm*. Si nota che la velocità del PLL viene ben calcolata.

Nel controllo I-Hz si testa anche il corretto funzionamento del raddrizzatore paragrafo (3.5). La tensione di DC-link che si andrà a calcolare sarà anche quella in ingresso nel blocco *PWMduty* in Figura (4.2). Quello che si ottiene è:

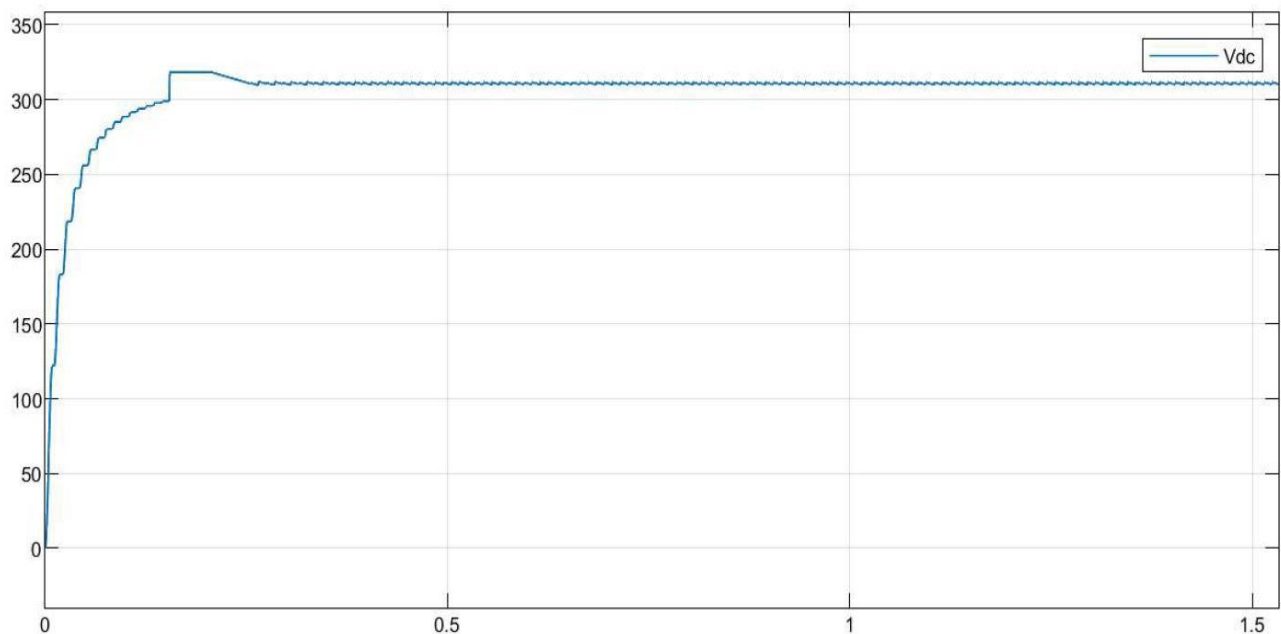


Figura 4.15: Tensione del DC-link calcolata col modello in Figura (3.18).

Con ciò si conclude la trattazione sul controllo I-Hz. Tutte le strutture e le relative implementazioni verranno riutilizzati nei successivi codici di controllo.

4.3 Field-Oriented Control (FOC)

La tecnica di controllo FOC prevede il controllo vettoriale della corrente nel sistema di riferimento (d, q). Si controllano quindi le componenti i_d e i_q cercando di lavorare lungo la curva MTPA. Come per il controllo I-Hz, anche il FOC è stato implementato per testare parti del controllo utili successivamente. Procedendo con lo schema di controllo:

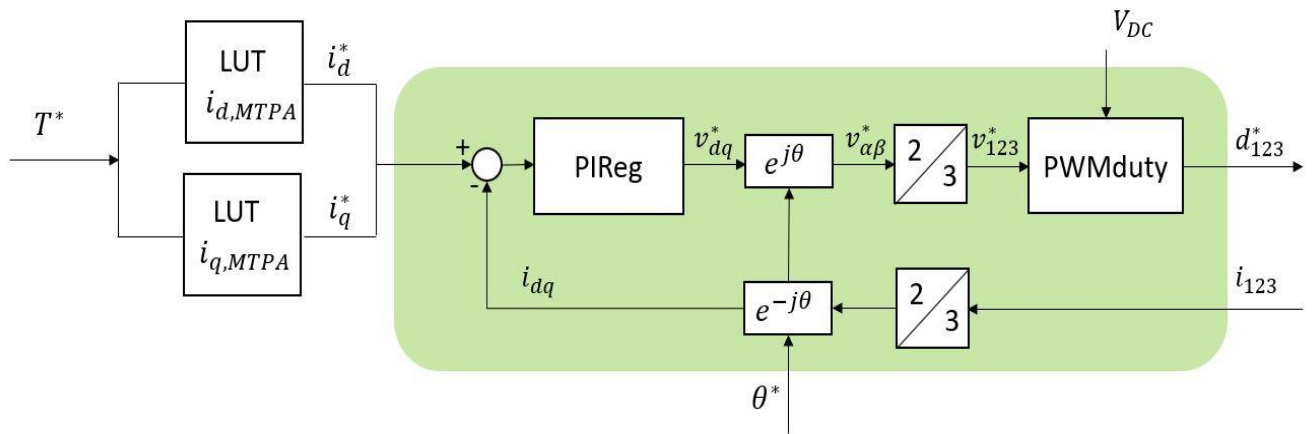


Figura 4.16: Schema a blocchi controllo FOC.

Quindi il controllo prevede come ingresso una coppia di riferimento T^* . Da questa, attraverso la lettura della curva MTPA, si ottengono le correnti di riferimento i_d^* e i_q^* . Cioè in altre parole, data una richiesta di coppia, si cerca quale combinazione di correnti (d, q) appartenente al profilo MTPA me la possa fornire. Si procede analizzando più nel dettaglio la relazione tra coppia e corrente. Dalla curva MTPA, Figura (2.21), si ricavano gli andamenti della corrente (d, q) solo per coppie positive.

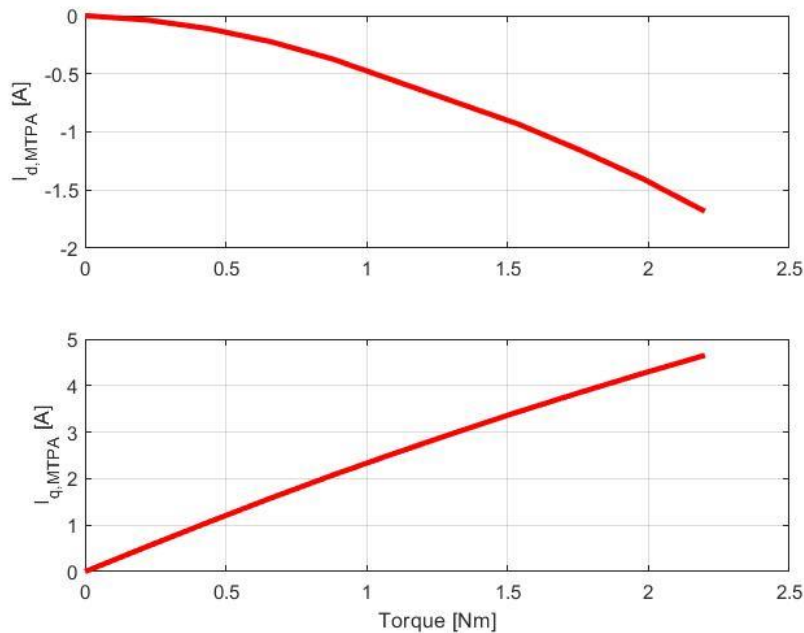


Figura 4.17: Profili MTPA delle correnti (d, q) .

Si inserisce ora il valore di coppia di riferimento nei grafici delle correnti (d, q). Graficamente quello che si fa è:

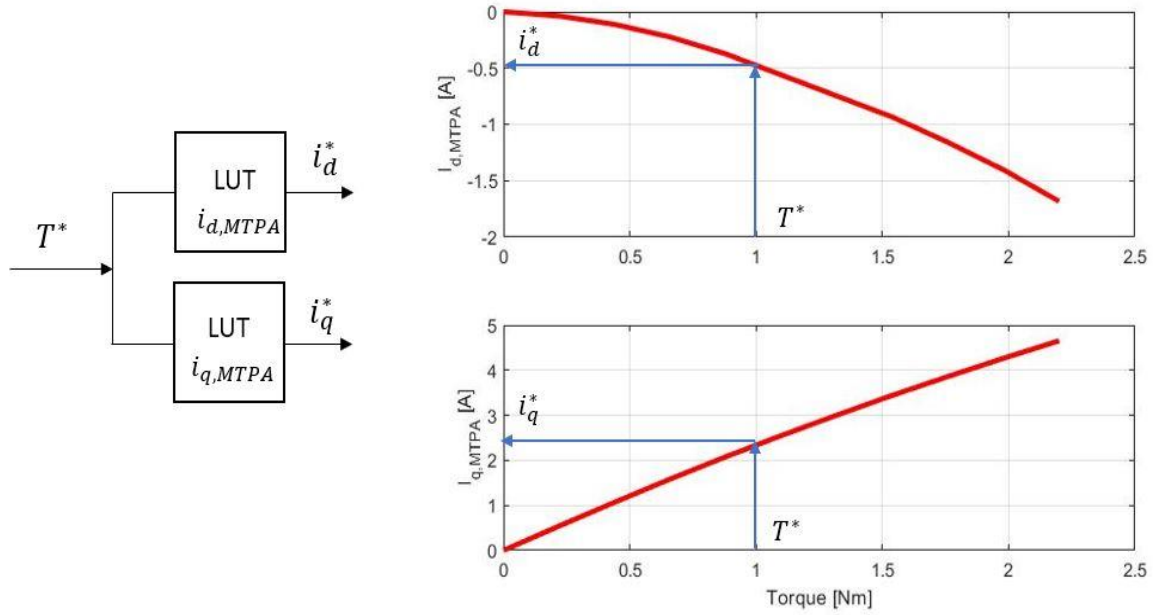


Figura 4.18: Interpolazione 1-D per correnti (d, q).

Si procede ora ad implementare in C un algoritmo per l'identificazione delle correnti di riferimento i_d^* e i_q^* . L'algoritmo, uguale sia per l'asse d sia per l'asse q , verrà analizzato su un generico asse x :

- Si crea un vettore di coppia con range da T_{max} a T_{min} (preso uguale a 0) con n_T elementi. Viene poi calcolato il passo tra un elemento e quello successivo $D_T = \frac{T_{max}-T_{min}}{n-1}$ e il suo inverso $inv_D_T = \frac{1}{D_T}$.
- Viene passato in ingresso il profilo MTPA di una delle due correnti (composto da n_T elementi), T^* , T_{max} , T_{min} , D_T e inv_D_T .
- Viene controllato che T^* sia nel range $[T_{max}, T_{min}]$. Se $T^* > T_{max} \Rightarrow T^* = T_{max}$, analogamente se $T^* < T_{min} \Rightarrow T^* = T_{min}$.
- Dall'asse della coppia discretizzato si cerca il primo valore minore $T(n)$ e maggiore

$T(n + 1)$ di T^* .

- Da questi due valori trovati, si ricercano sul profilo MTPA i valori di corrente ad essi associati $i_{x,MTPA}(n)$ e $i_{x,MTPA}(n + 1)$.
- Si procede con un'interpolazione lineare per trovare il valore di corrente associato a T^* .

La formula utilizzata per l'interpolazione lineare è:

$$i_x^* = i_{x,MTPA}(n) + \frac{(i_{x,MTPA}(n+1) - i_{x,MTPA}(n))}{D_T} \cdot ((T^* - T_{min}) - T(n) \cdot D_T) \quad (4.12)$$

Graficamente, quello che si è implementato è:

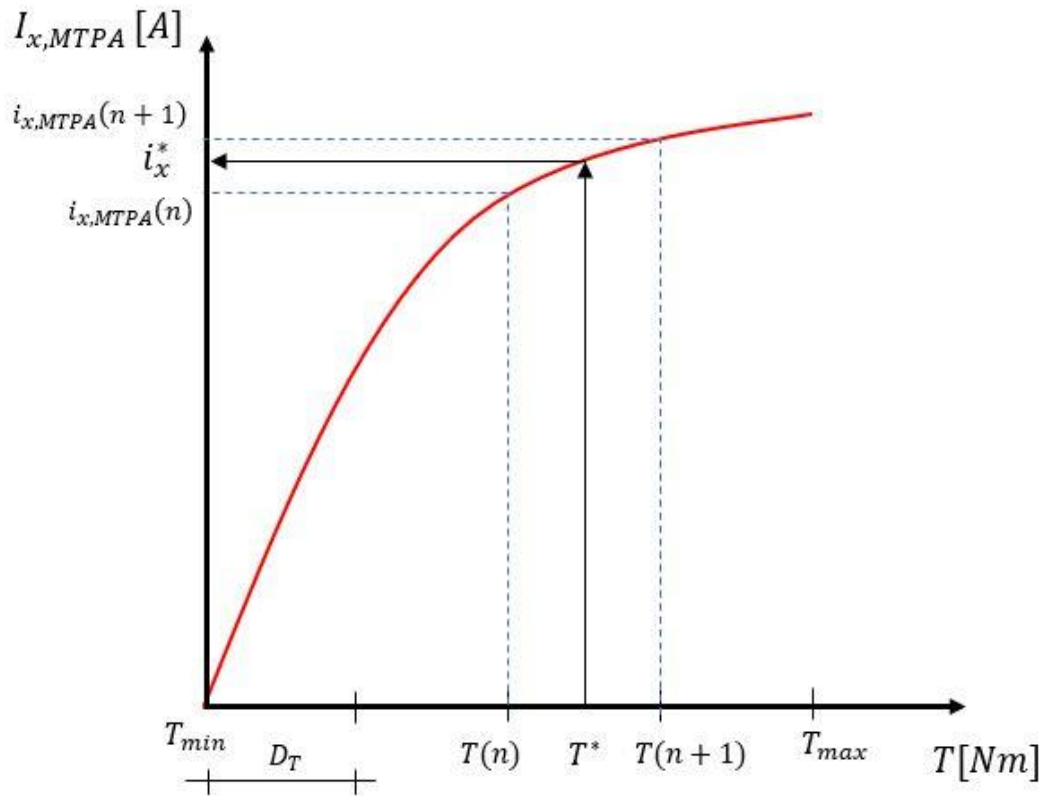


Figura 4.19: Rappresentazione grafica dell'algoritmo per identificare i_x^* .

La funzione appena descritta verrà chiamata *read_Lut*.

Trovate le correnti di riferimento i_d^* e i_q^* , il controllo prosegue come illustrato in Figura (4.16). I regolatori avranno gli stessi guadagni riportati in (4.4). Da precisare come anche per questo controllo l'angolo utilizzato per le trasformazioni di rotazione sia quello proveniente dall'encoder dopo la trasformazione da angolo meccanico ad angolo elettrico.

Si procede ora a testare il controllo. Prima di tutto si controlla il corretto funzionamento dei due algoritmi implementati precedentemente per l'identificazione di i_d^* e i_q^* . Il motore è trainato in velocità con una pendenza di 3000 rpm/s.

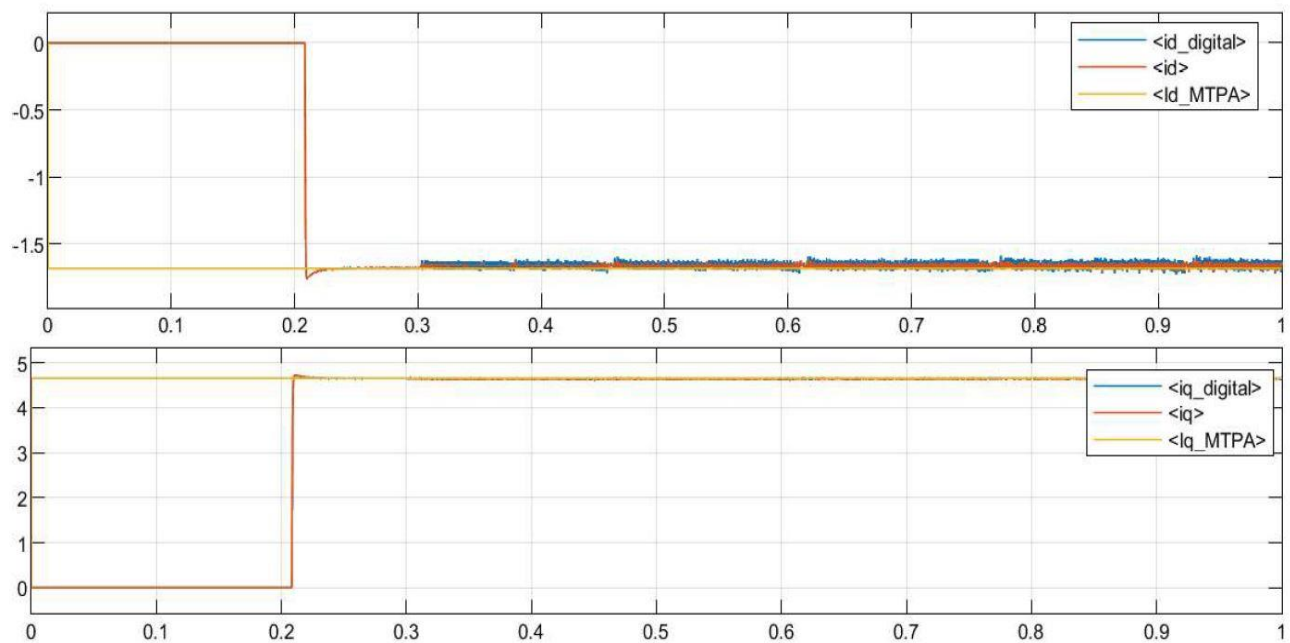


Figura 4.20: Correnti in assi (d,q) calcolate da MTPA, controllo, modello elettromagnetico.

Si nota come le correnti trovate attraverso l'algoritmo implementato sopra sono uguali a quelle del modello elettromagnetico. L'errore tra le due è inferiore al 2% per quanto riguarda l'asse d, per l'asse q invece è inferiore allo 0.5%.

Anche la coppia di riferimento T^* e la coppia calcolata della modello elettromagnetico risultano essere pressoché identiche come mostrato in Figura (4.21).

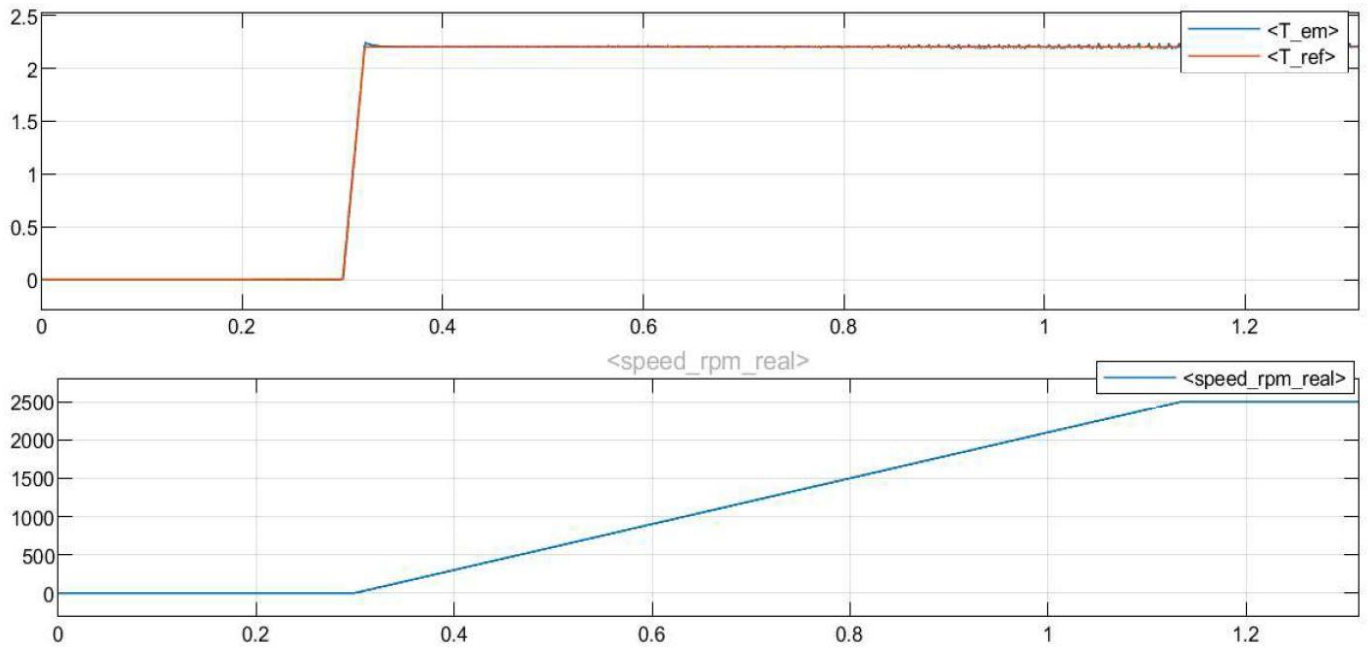


Figura 4.21: Coppia di riferimento e coppia calcolata dal modello.

La coppia non varia a gradino, è stata imposta una pendenza massima di 100 Nm/s .

Con ciò si conclude l'implementazione del controllo FOC. Come per il controllo I-Hz, anche il FOC è stato implementato per testare strutture utili al controllo DFVC che verrà trattato in seguito.

4.4 Direct Flux Vector Control (DFVC)

Il controllo DFVC, come accennato all'inizio del capitolo, prevede un controllo non più su assi (d, q) sincroni col rotore ma su assi (d_s, q_s) sincroni con il flusso di statore. Controllare direttamente il flusso statorico che in condizioni stazionarie e ipotizzando trascurabili i termini resistivi può essere espresso come:

$$\lambda \approx \frac{V}{\omega} \quad (4.13)$$

permette un controllo abbastanza semplice in deflussaggio poiché, impostata la tensione massima a cui si lavora, basterà diminuire l'ampiezza del flusso all'aumentare della velocità.

Sarà necessario quindi rielaborare le equazioni elettriche e magnetiche al fine di poter implementare tale controllo.

L'analisi verrà eseguita trasformando le equazioni su due assi (x, y) generici per poi essere applicata al sistema di riferimento di interesse.

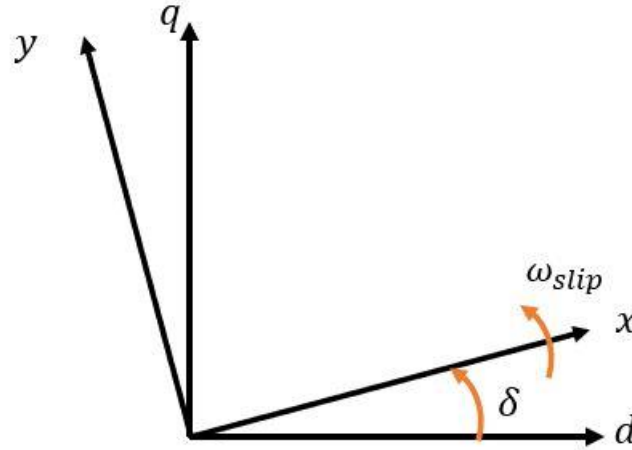


Figura 4.22: Assi generici (x, y) in relazione agli assi di riferimento (d, q) .

Dove δ è l'angolo di carico, mentre ω_{slip} viene definita come velocità relativa tra i due sistemi:

$$\omega_{slip} = \frac{d\delta}{dt} \quad (4.14)$$

Partendo dalle equazioni di macchina, si trasformano per avere una rappresentazione del modello in assi (x, y) . Per passare dal modello (d, q) al modello (x, y) e viceversa si applicano le seguenti matrici di rotazione:

$$1) R(\delta) = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \quad 2) R(-\delta) = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & -\sin(\delta) \\ \sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

La 1) permette una rotazione antioraria $(d, q) \rightarrow (x, y)$ mentre la 2) permette una rotazione oraria $(x, y) \rightarrow (d, q)$.

4.4.1 Modello elettromagnetico in assi (d_s, q_s)

- **Trasformazione equazione magnetica**

Partendo dall'equazione magnetica semplificata per il motore in assi (d, q):

$$\bar{\lambda}_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \bar{i}_{dq} + \begin{bmatrix} \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Essa viene moltiplicata per la $R(\delta)$ ottenendo:

$$R(\delta) \cdot \bar{\lambda}_{dq} = R(\delta) \cdot \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \bar{i}_{dq} + R(\delta) \cdot \begin{bmatrix} \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix}$$

Esplicitando le matrici:

$$\begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \cdot \bar{\lambda}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\delta) & -\sin(\delta) \\ \sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \cdot \bar{i}_{xy} + \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix}$$

Per definizione il primo termine rappresenta il flusso a statore $\bar{\lambda}_{ds,qs}$. Si ottiene quindi:

$$\bar{\lambda}_{xy} = \begin{bmatrix} L_d \cos^2(\delta) + L_q \sin^2(\delta) & (L_q - L_d) \cos(\delta) \sin(\delta) \\ (L_q - L_d) \cos(\delta) \sin(\delta) & L_q \cos^2(\delta) + L_d \sin^2(\delta) \end{bmatrix} \cdot \bar{i}_{xy} + \begin{bmatrix} \cos(\delta) \\ -\sin(\delta) \end{bmatrix} \lambda_m$$

Si assume $(L_q - L_d) = k$. Ricordandosi le formule trigonometriche si può scrivere:

$$\begin{cases} \cos^2(\delta) = 1 - \sin^2(\delta) \\ \cos(\delta) \sin(\delta) = \frac{\sin(2\delta)}{2} \end{cases}$$

Esplicitando l'equazione magnetica sui singoli assi:

$$\begin{cases} \lambda_x = (L_d + k \sin^2(\delta)) \cdot i_x + \frac{k}{2} \sin(2\delta) \cdot i_y + \lambda_m \cos(\delta) \\ \lambda_y = \frac{k}{2} \sin(2\delta) \cdot i_x + (L_q - k \sin^2(\delta)) \cdot i_y - \lambda_m \sin(\delta) \end{cases} \quad (4.17)$$

La (4.17) esprime quindi le componenti del flusso di statore nel nuovo sistema di riferimento. Proseguendo nell'analisi, si calcolano le derivate dei flussi:

$$\frac{d\bar{\lambda}_{xy}}{dt} = \frac{\partial \bar{\lambda}_{xy}}{\partial t} \cdot \frac{\partial \delta}{\partial \delta} = \frac{\partial \bar{\lambda}_{xy}}{\partial \delta} \cdot \frac{\partial \delta}{\partial t} = \frac{\partial \bar{\lambda}_{xy}}{\partial t} \cdot \omega_{slip}$$

Derivando entrambe le componenti rispetto all'angolo di δ si ottiene:

$$\begin{cases} \frac{\partial \lambda_x}{\partial \delta} = (L_d + k \sin^2(\delta)) \cdot \frac{\partial i_x}{\partial \delta} + 2k \sin(\delta) \cos(\delta) \cdot i_x + \frac{k}{2} \sin(2\delta) \cdot \frac{\partial i_y}{\partial \delta} + k \cos(2\delta) \cdot i_y - \lambda_m \sin(\delta) \\ \frac{\partial \lambda_y}{\partial \delta} = \frac{k}{2} \sin(2\delta) \cdot \frac{\partial i_x}{\partial \delta} + k \cos(2\delta) \cdot i_x + (L_q - k \sin^2(\delta)) \cdot \frac{\partial i_y}{\partial \delta} - 2k \sin(\delta) \cos(\delta) \cdot i_y - \lambda_m \cos(\delta) \end{cases}$$

Moltiplicando ora per $\omega_{slip} = \frac{d\delta}{dt}$ e ricordandosi inoltre le formule trigonometriche sopra riportate e che $\cos(2\delta) = 1 - \sin^2(\delta)$:

$$\begin{cases} \frac{\partial \lambda_x}{\partial t} = (L_d + k \sin^2(\delta)) \cdot \frac{\partial i_x}{\partial t} + k \sin(2\delta) \cdot i_x \cdot \omega_{slip} + \frac{k}{2} \sin(2\delta) \cdot \frac{\partial i_y}{\partial t} \\ \quad + k(1 - 2\sin^2(\delta)) \cdot i_y \cdot \omega_{slip} - \lambda_m \sin(\delta) \cdot \omega_{slip} \\ \frac{\partial \lambda_y}{\partial t} = \frac{k}{2} \sin(2\delta) \cdot \frac{\partial i_x}{\partial t} + k(1 - 2\sin^2(\delta)) \cdot i_x \cdot \omega_{slip} + (L_q - k \sin^2(\delta)) \cdot \frac{\partial i_y}{\partial t} \\ \quad - k \sin(2\delta) \cdot i_y \cdot \omega_{slip} - \lambda_m \cos(\delta) \cdot \omega_{slip} \end{cases} \quad (4.18)$$

- **Trasformazioni equazione elettrica**

Partendo dall'equazione (2.2), la si moltiplica per $R(\delta)$.

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

Ottenendo:

$$\bar{v}_{xy} = R_s \cdot \bar{i}_{xy} + R(\delta) \cdot \frac{d(R(-\delta) \cdot \bar{\lambda}_{xy})}{dt} + j\omega \bar{\lambda}_{xy}$$

Analizzando la derivata del flusso di statore:

$$\frac{d(R(-\delta) \cdot \bar{\lambda}_{xy})}{dt} = \frac{\partial(R(-\delta) \cdot \bar{\lambda}_{xy})}{\partial \delta} \cdot \omega_{slip} = \left(\frac{\partial R(-\delta)}{\partial \delta} \cdot \bar{\lambda}_{xy} + R(-\delta) \cdot \frac{\partial \bar{\lambda}_{xy}}{\partial \delta} \right) \cdot \omega_{slip}$$

Essendo $\frac{\partial R(-\delta)}{\partial \delta} = j \cdot R(-\delta)$ si ottiene:

$$\bar{v}_{xy} = R_s \cdot \bar{i}_{xy} + R(\delta) \cdot \left(j \cdot R(-\delta) \cdot \bar{\lambda}_{xy} + R(-\delta) \cdot \frac{\partial \bar{\lambda}_{xy}}{\partial \delta} \right) \cdot \omega_{slip} + j\omega \bar{\lambda}_{xy}$$

La quale può essere riscritta nel seguente modo:

$$\bar{v}_{xy} = R_s \cdot \bar{i}_{xy} + \frac{d\bar{\lambda}_{xy}}{dt} + j(\omega + \omega_{slip}) \cdot \bar{\lambda}_{xy}$$

Esplicitando le componenti sui due assi:

$$\begin{cases} v_x = R_s \cdot i_x + \frac{d\lambda_x}{dt} - (\omega + \omega_{slip}) \cdot \lambda_y \\ v_y = R_s \cdot i_y + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + (\omega + \omega_{slip}) \cdot \lambda_x \end{cases} \quad (4.19)$$

L'analisi su assi generici (x, y) è così conclusa. Verranno ora prese le (4.17), (4.18) e (4.19) e applicate al nuovo sistema di riferimento (d_s, q_s) utilizzato nel controllo DFVC. Il nuovo sistema sarà:

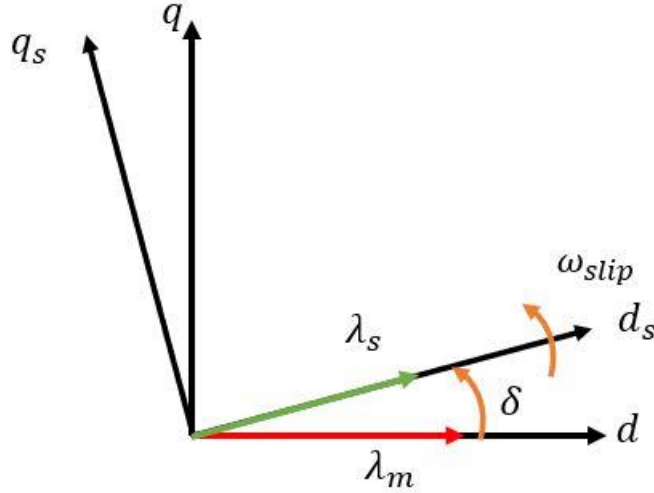


Figura 4.23: Assi di riferimento (d_s, q_s) per il controllo DFVC in relazione agli assi di riferimento (d, q) .

Assumendo $x \rightarrow d_s$ e $y \rightarrow q_s$ le equazioni elettriche e magnetiche diventano:

$$\begin{cases} \lambda_{ds} = (L_d + k \sin^2(\delta)) \cdot i_{ds} + \frac{k}{2} \sin(2\delta) \cdot i_{qs} + \lambda_m \cos(\delta) \\ \lambda_{qs} = 0 \end{cases} \quad (4.20)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial \lambda_{ds}}{\partial t} = (L_d + k \sin^2(\delta)) \cdot \frac{\partial i_{ds}}{\partial t} + k \sin(2\delta) \cdot i_{ds} \cdot \omega_{slip} + \frac{k}{2} \sin(2\delta) \cdot \frac{\partial i_{qs}}{\partial t} \\ \quad + k(1 - 2 \sin^2(\delta)) \cdot i_{qs} \cdot \omega_{slip} - \lambda_m \sin(\delta) \cdot \omega_{slip} \\ \frac{\partial \lambda_y}{\partial t} = 0 \end{cases} \quad (4.21)$$

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + (\omega + \omega_{slip}) \cdot \lambda_{ds} \end{cases} \quad (4.22)$$

4.4.2 Schema di Controllo e implementazione

Lo schema generale di controllo del motore PMSM è:

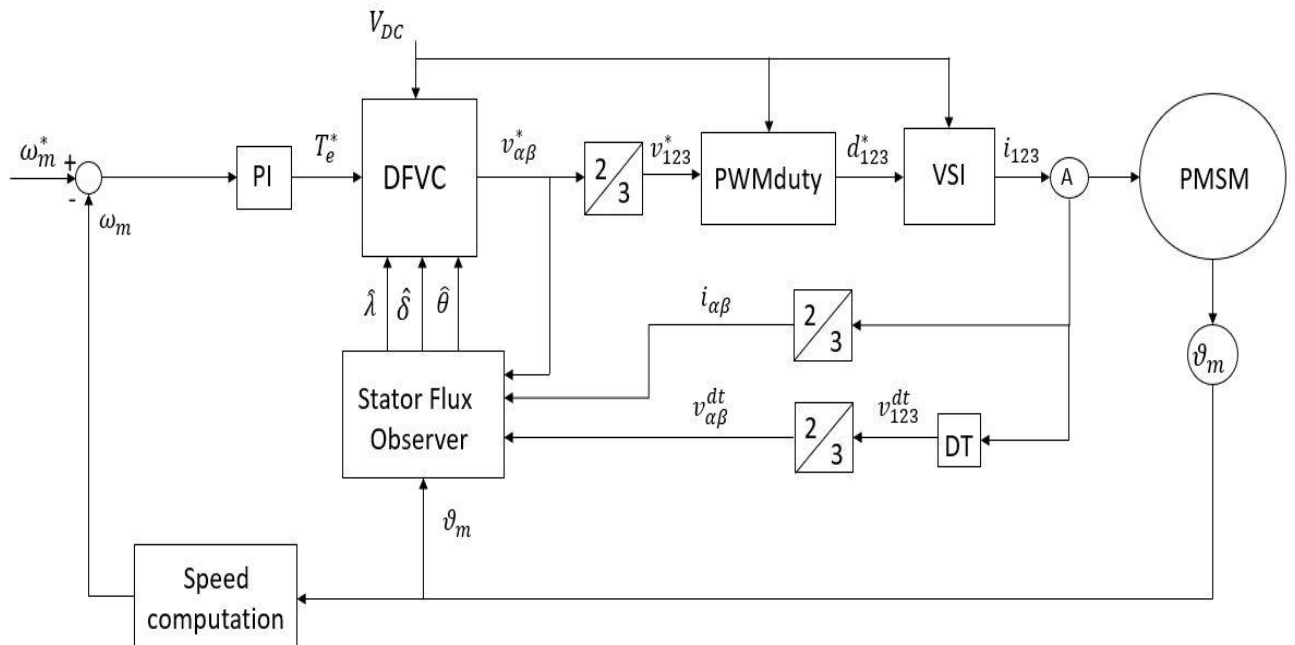


Figura 4.24: Schema di controllo per il motore PMSM.

Lo schema sopra riportato rappresenta il controllo che si andrà a implementare per il motore PMSM. Lo schema è simile a quelli visti per le scorse tecniche con alcune modifiche. Viene imposta una velocità meccanica di riferimento ω_m^* e, tramite una retroazione negativa, si calcola l'errore tra ω_m^* e la velocità del motore. Questa velocità viene calcolata nel blocco *Speed computation* come verrà spiegato successivamente. Dall'errore di velocità si calcola la coppia di riferimento T_e^* attraverso un regolatore PI. Questa coppia entrerà nel blocco *DFVC* dove si è implementato il controllo. In questo blocco entrano anche l'ampiezza del flusso di statore $\hat{\lambda}$, l'angolo di carico $\hat{\delta}$ e l'angolo elettrico $\hat{\theta}_e$. Queste grandezze vengono stimate nel blocco *Stator Flux Observer* che altro non è l'osservatore di flusso spiegato nel paragrafo (4.2.1).

Le tensioni di riferimento $v_{\alpha\beta}^*$ calcolate nel blocco *DFVC* saranno poi trasformate per poter calcolare i duty cycles per comandare il motore. Dalle correnti i_{123} verranno ricostruite le tensioni $v_{\alpha\beta}^{dt}$ ripulite dai tempi morti necessarie all'osservatore di flusso.

Passiamo ora ad analizzare più nel dettaglio il blocco *DFVC*. L'errore di velocità calcolato andrà in ingresso a un regolatore PI. Questo PI viene tarato con guadagni pari a:

$$k_{p,\omega} = J \cdot \omega_b \quad k_{i,\omega} = 0.2 \cdot k_{p,\omega} \cdot \omega_b \quad (4.23)$$

Dove $\omega_b = 62.83 \text{ rad/s}$. Si ottengono dei guadagni pari a $k_{p,\omega} = 0.048 \text{ ras/(Nm} \cdot \text{s)}$ e

$k_{i,\omega} = 0.3 \text{ rad/(Nm} \cdot \text{s}^2)$. I limiti simmetrici sono imposti pari a:

$$T_{lim} = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot \hat{\lambda} \cdot i_{qs,max} \quad (4.24)$$

Tenendo in considerazione le equazioni di macchina sopra riportate e la (2.6), l'equazione di coppia nel sistema di riferimento (d_s, q_s) sarà:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot \lambda_{ds} \cdot i_{qs} \quad (4.25)$$

Si deve quindi implementare un controllo che, fissata una coppia di riferimento T_e^* , si vada a controllare le due variabili λ_{ds} e i_{qs} .

Lo schema di controllo risulta essere:

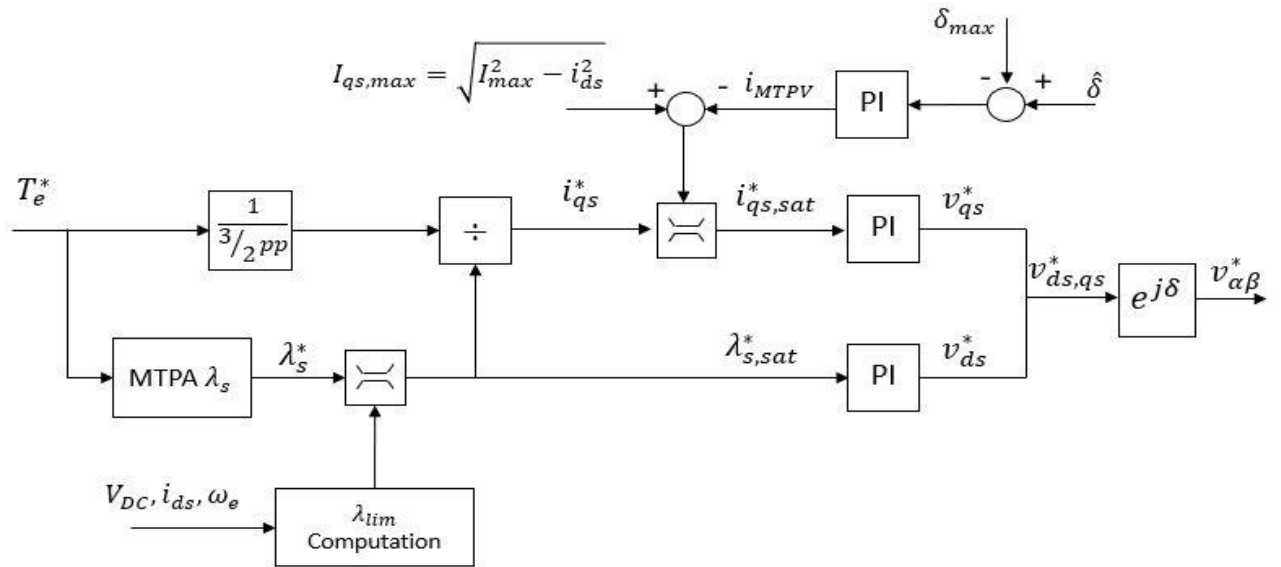


Figura 4.25: Schema DFVC.

Dalla coppia di riferimento T_e^* , da questa si ricava il flusso di statore MTPA di riferimento associato a T_e^* . A livello di implementazione su C, l'algoritmo usato è lo stesso utilizzato nel controllo FOC per l'identificazione delle correnti di riferimento.

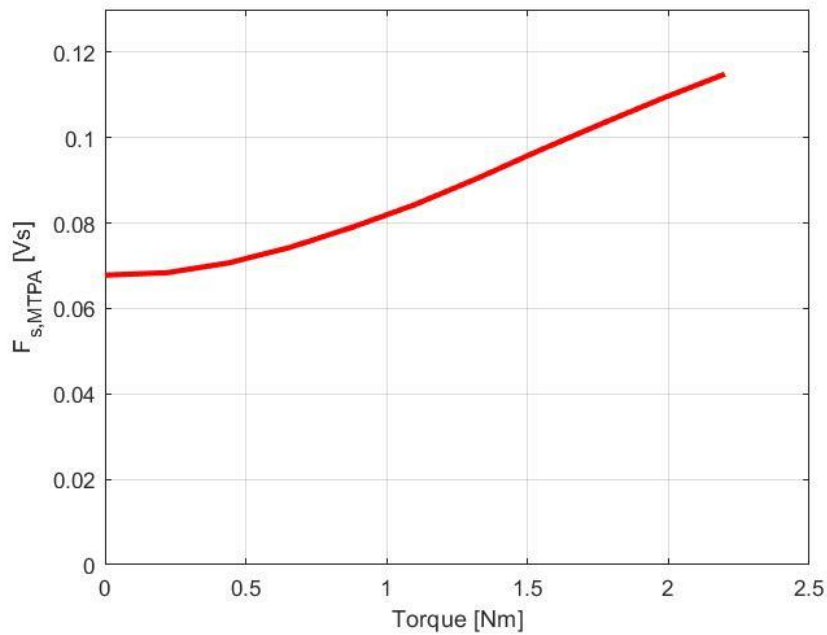


Figura 4.26: Flusso statorico in relazione alla coppia.

All'aumentare della velocità l'ampiezza del flusso statorico dovrà essere diminuita in accordo con la limitazione di massima tensione come spiegato in [4]. La limitazione di tensione è data da:

$$(R_s \cdot i_{ds})^2 + (R_s \cdot i_{qs} + \omega_e \cdot \lambda_s)^2 = V_{max}^2 \quad (4.26)$$

Dalla quale si può calcolare i limiti per il flusso di statore.

$$\lambda_{lim,high} = \frac{\sqrt{V_{max}^2 - (R_s \cdot i_{ds})^2} - R_s \cdot |i_{qs}| \cdot \text{sgn}(\omega_e)}{|\omega_e|} \quad (4.27)$$

Dove $V_{max} = V_{DC}/\sqrt{3}$. Mentre per il limite inferiore si utilizza sempre la formula (4.26) imponendo però costanti $V_{DC} = 300V$, $I_{ds,max} = 5A$ e la velocità elettrica massima che può raggiungere il motore in *rad/s* ottenendo così $\lambda_{lim,low} = 0.021 Vs$. Trovati i due limiti si impone $\lambda_{lim,low} \leq \lambda_s^* \leq \lambda_{lim,high}$.

Una volta trovato il valore di flusso di riferimento saturato $\lambda_{s,sat}^*$, esso viene diviso per $\frac{T_e^*}{3/2pp}$ ottenendo la corrente in asse q_s di riferimento i_{qs}^* .

La corrente i_{qs}^* verrà anch'essa limitata secondo la logica di limitare la massima corrente disponibile dell'inverter come spiegato in [4]. Quindi:

$$|i_{qs}| \leq \sqrt{I_{max}^2 - i_{ds}^2} \quad (4.28)$$

Oltre alla limitazione di corrente dovuta alla corrente massima disponibile dall'inverter si implementa anche una limitazione di corrente legata alla curva MTPV, curva dei punti di lavoro di massimo angolo di carico. Limitando la corrente i_{qs} si limita anche l'angolo di

carico. Per poter calcolare la corrente i_{MTPV} è necessario implementare un regolatore PI che ha in ingresso la differenza di angolo di carico massimo δ_{max} e l'angolo di carico del punto di lavoro, calcolabile grazie all'osservatore di flusso. Dalle componenti $\lambda_{s,\alpha\beta}$ si passa alle componenti $\lambda_{s,dq}$ grazie all'operatore $e^{-j\theta_e}$. Si ottiene così una limitazione di corrente simmetrica con limite dato da:

$$i_{qs,max} = \sqrt{I_{max}^2 - i_{ds}^2} - i_{MTPV} \quad (4.29)$$

Per calcolarsi l'angolo di carico δ , dalle componenti $\lambda_{s,dq}$:

$$\delta = \text{atan} \left(\frac{\lambda_{s,q}}{\lambda_{s,d}} \right) \cdot \frac{180}{\pi} \quad (4.30)$$

L'angolo δ_{max} per il nostro motore è pari a $\delta_{max} = 95^\circ$. Il regolatore PI implementato per il calcolo di i_{MTPV} è del tipo spiegato nel paragrafo (4.2) con un $k_{p,\delta} = 0.0405 \text{ A/rad}$ $k_{i,\delta} = 0.5085 \text{ A/(rad} \cdot \text{s)}$, limite superiore pari alla corrente I_{max} e limite inferiore pari a 0.

Una volta calcolati $i_{qs,sat}^*$ e $\lambda_{s,sat}^*$, verranno entrambi mandati in due regolatori per calcolare rispettivamente v_q^* e v_d^* .

Per entrambi gli anelli si è presa una banda $\omega_b = 3141.59 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$.

Per tarare il regolato della corrente $i_{qs,sat}^*$ si sono utilizzate le seguenti formule:

$$k_{p,qs} = \omega_b \cdot L_d \quad k_{i,qs} = \omega_b \cdot R_s \quad (4.31)$$

Ottenendo $k_{p,qs} = 54.35 \text{ V/A}$ e $k_{i,qs} = 7898.58 \text{ V/As}$.

Come limite in uscita è stato imposto in maniera simmetrica:

$$v_{qs,lim} = \sqrt{\left(\frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}\right)^2 - (v_{ds})^2}$$

Per il regolato del flusso $\lambda_{s,sat}^*$ si sono utilizzate le seguenti formule:

$$k_{p,ds} = \omega_b \quad k_{i,ds} = \frac{\omega_b^2}{\tan(\Phi + \tan^{-1}(\omega_b \cdot \tau_{inv}))} \quad (4.32)$$

Dove il margine di fase $\Phi = 60^\circ$ e il ritardo del convertitore $\tau_{inv} = 1.5/f_s$ con $f_s = 16000 \text{ Hz}$.

Ottenendo $k_{p,qs} = 3141.59 \text{ V}/(Vs)$ e $k_{i,qs} = 500000 \text{ V}/(Vs^2)$.

Dalle formule (4.28) il $k_{i,qs}$ dovrebbe risultare un ordine di grandezza superiore a quanto imposto. Essendo troppo elevato si è optato per impostare il valore $500000 \text{ V}/(Vs^2)$.

Le tensioni di riferimento v_{ds}^* e v_{qs}^* in uscita dai due regolatori verranno poi trasformate nel sistema di riferimento (α, β) come riportato in Figura(4.25). Queste verranno a loro volta trasformate nelle tensioni trifase di riferimento v_{123}^* con cui verranno calcolati i duty cycles di riferimento d_{123}^* . Queste verranno inviate all'inverter che comanderà il motore. Da sensori amperometrici si acquisiscono le correnti i_{123} che verranno inviate all'osservatore di flusso. All'osservatore di flusso verranno anche inviate le tensioni ripulite dalle cadute di tensione dovute ai tempi morti $v_{\alpha\beta}^*$, quest'ultime calcolate partendo dalle correnti i_{123} come già spiegato. Verrà inviato anche l'angolo meccanico acquisto dall'encoder. Quest'angolo meccanico verrà inoltre inviato al blocco *Speed computation* necessario per calcolarsi la velocità meccanica e chiudere così l'anello di velocità tramite una retroazione negativa. Questo blocco altro non è che il PLL spiegato nel paragrafo (4.2). Con questo si conclude l'implementazione del codice di controllo DFVC. Nel prossimo capitolo verrà ripreso questo codice e verrà implementato in controllo sensorless.

4.4.3 Simulazione DFVC

Di seguito verranno riportati i risultati ottenuti per il controllo DFVC. I test effettuati saranno a controllo di coppia. Al motore verrà quindi imposta una velocità di riferimento e una coppia di riferimento. La coppia di riferimento sarà impostata pari alla coppia massima, mentre la velocità di riferimento arriverà fino alla velocità massima con una pendenza di 2000 rpm/s .

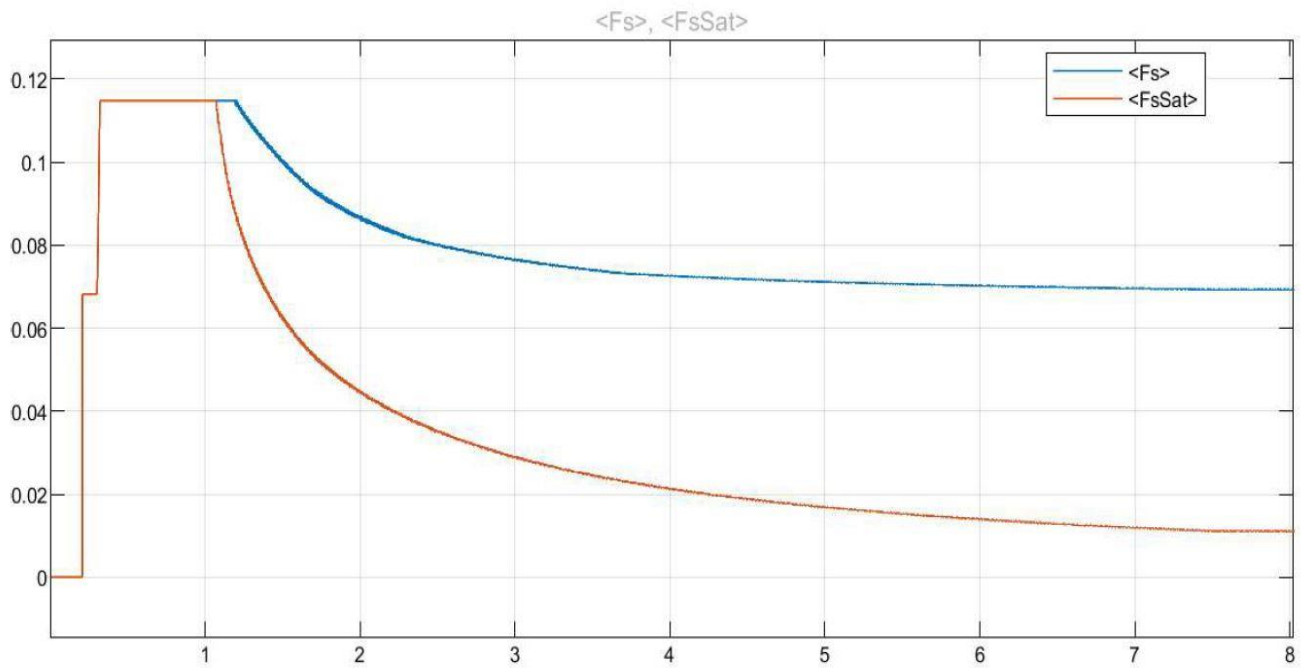


Figura 4.27: Flusso statico e Flusso statorico saturizzato.

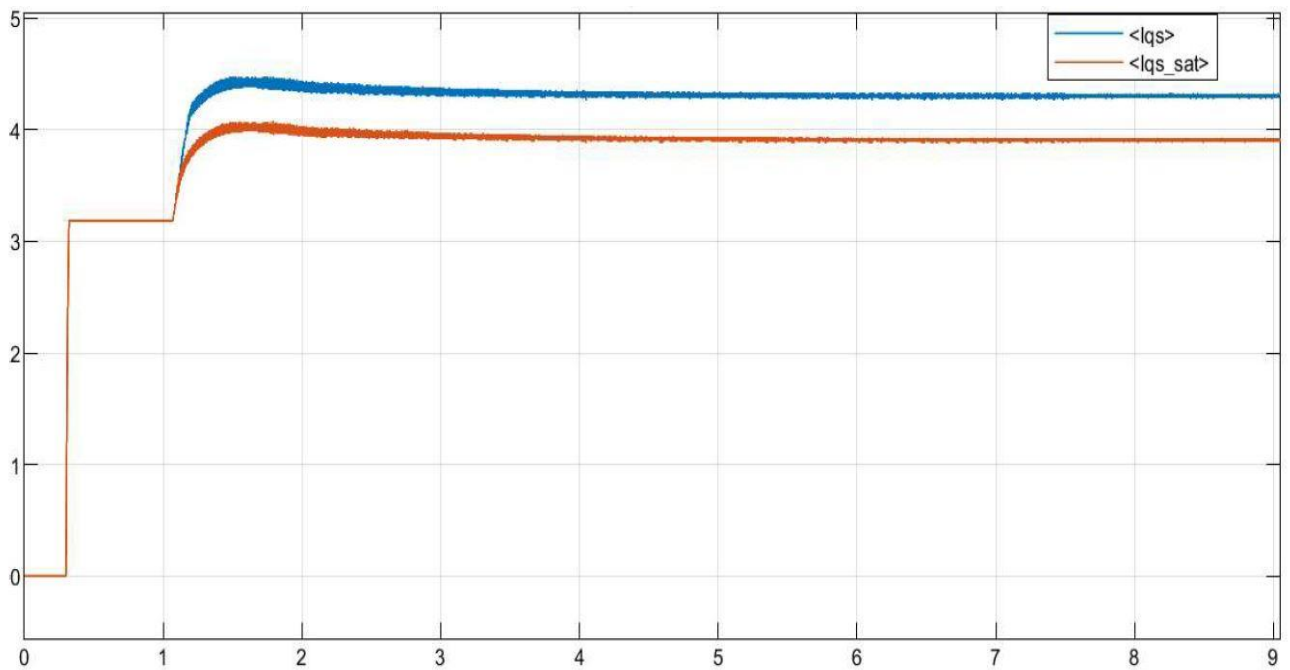


Figura 4.28: Corrente i_{qs}^* e corrente i_{qs}^* saturizzata.

Nelle Figure (4.27) e (4.28) viene presentato il funzionamento dei saturatori. Si nota come $\lambda_{s,sat}$ sia ampiamente inferiore al valore non saturato.

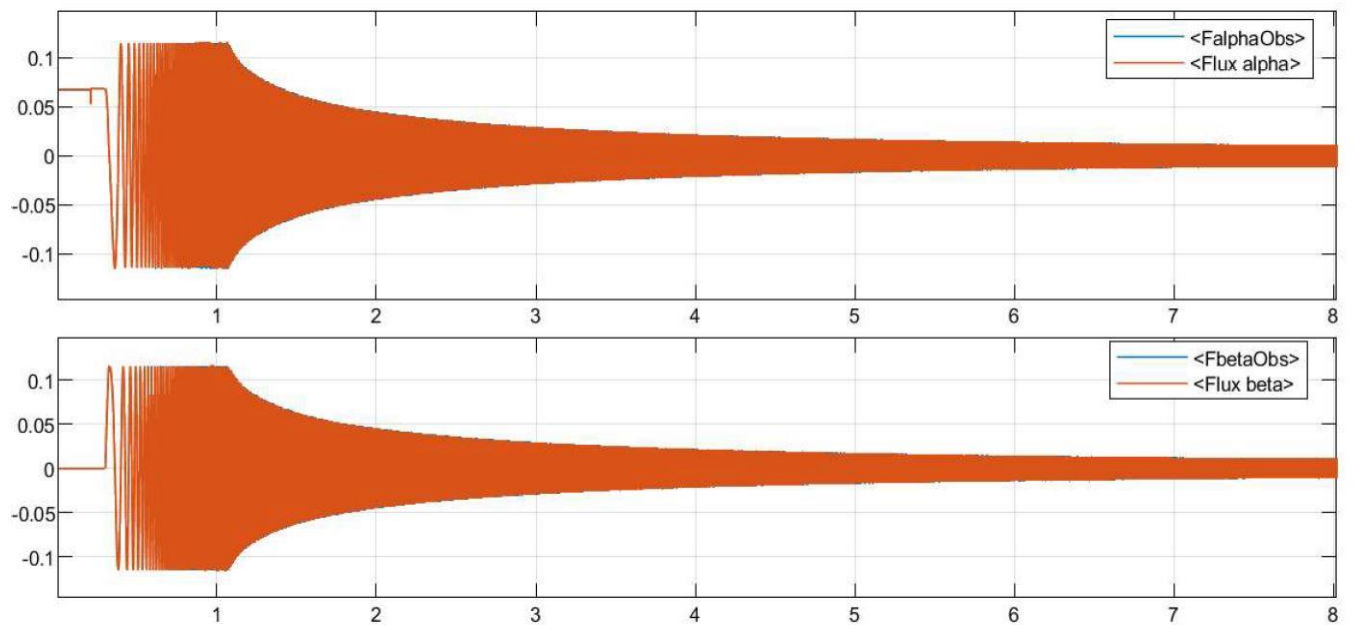


Figura 4.29: Flusso osservato e flusso reale di macchina.

Il funzionamento dell'osservatore di flusso è corretto. Dall'osservatore verrà calcolato l'angolo di carico δ attraverso la (4.30).

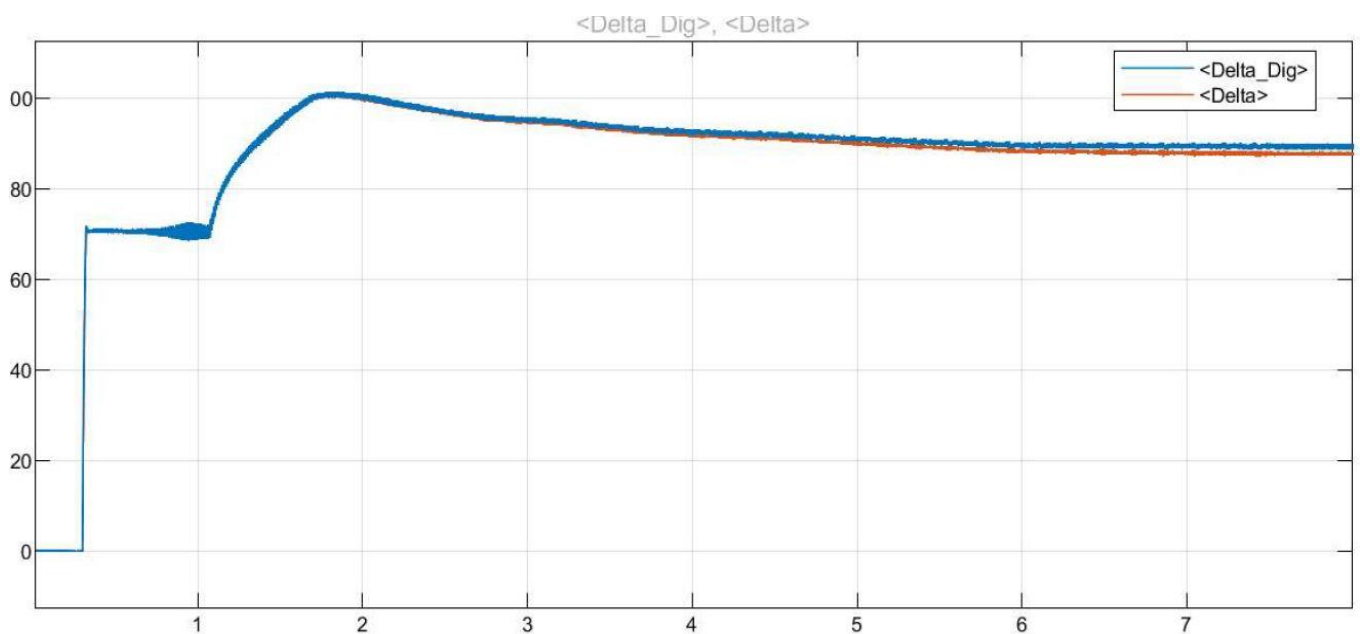


Figura 4.30: δ reale di macchina e δ calcolato dall'osservatore di flusso.

SI ha un buon funzionamento n MTPV arrivando fino al δ_{max} .

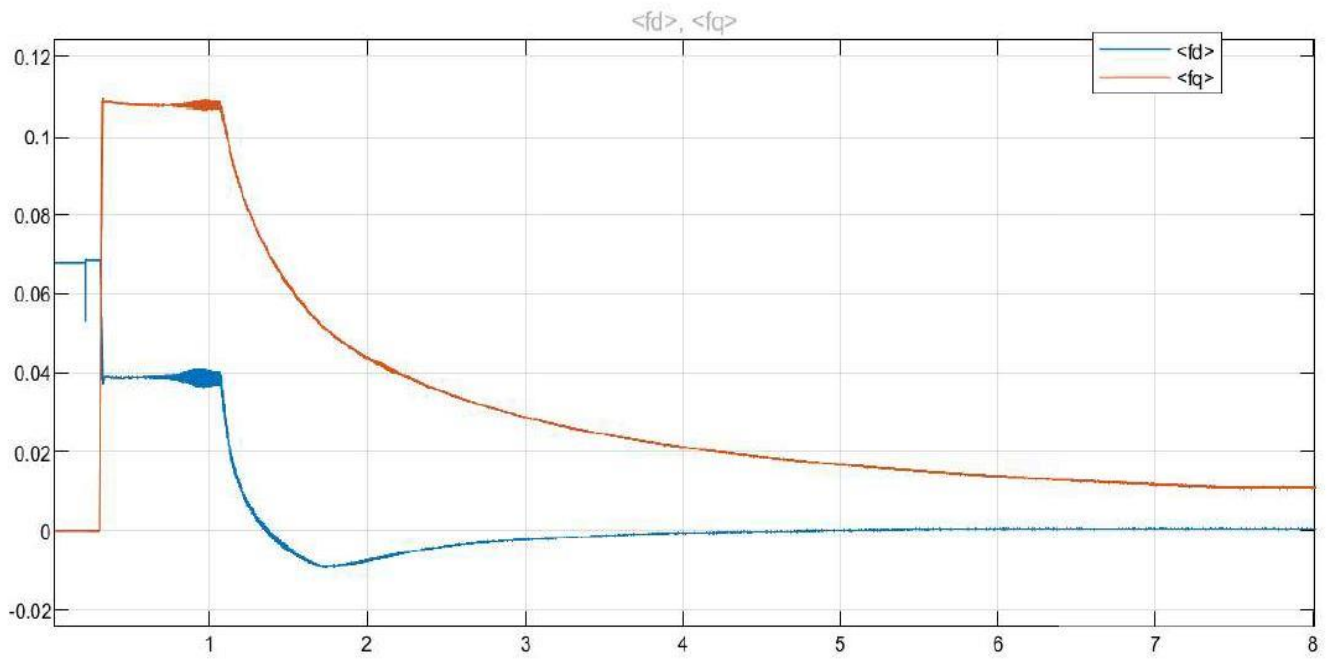


Figura 4.31: Flussi nel sistema di riferimento (d, q) .

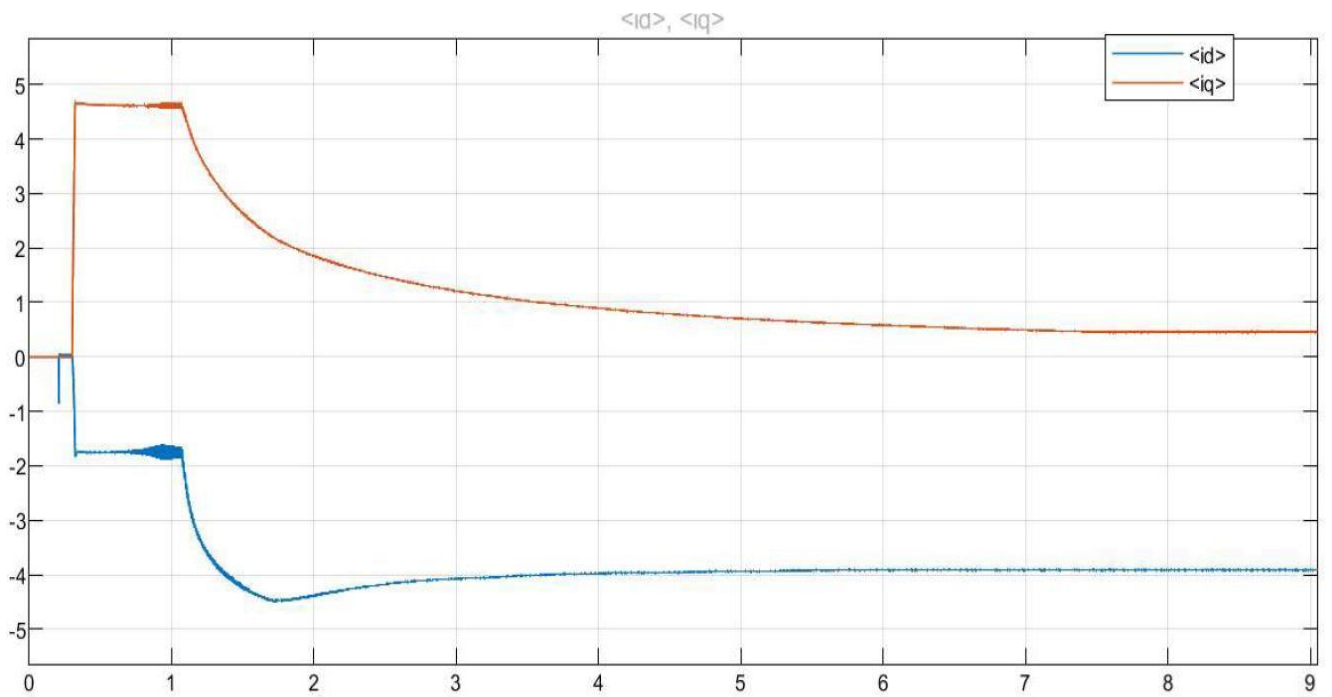


Figura 4.32: Correnti di nel sistema di riferimento (d, q) .

Flussi e correnti in assi (d, q) rispecchiano gli andamenti dei profili MTPA e MTPV.

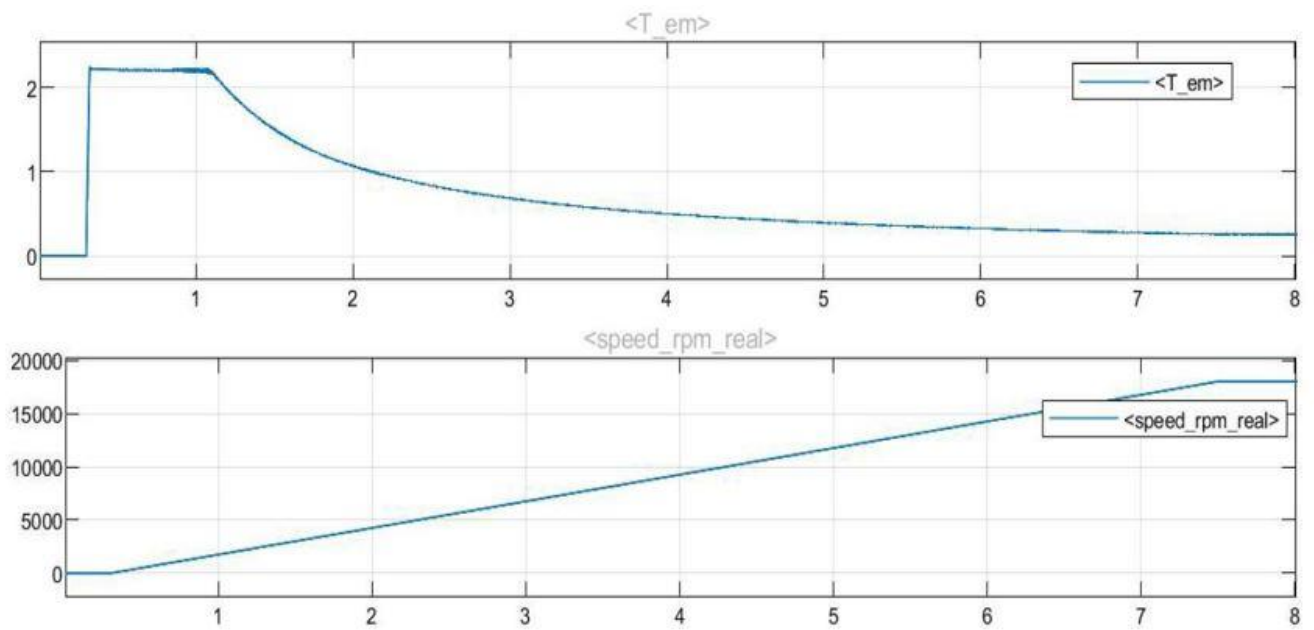


Figura 4.33: Coppia reale di macchina, velocità [rpm].

5. Controllo Sensorless

Il controllo sensorless prevede l'assenza di sensori di posizione, quindi si dovrà stimare l'angolo meccanica del rotore necessario all'osservatore di flusso e al calcolo della velocità del motore da retroazionare. La tecnica sensorless verrà implementata nel controllo DFVC quindi, partendo dallo schema a blocchi in Figura (4.24), lo schema a blocchi per il controllo DFVC sensorless è il seguente:

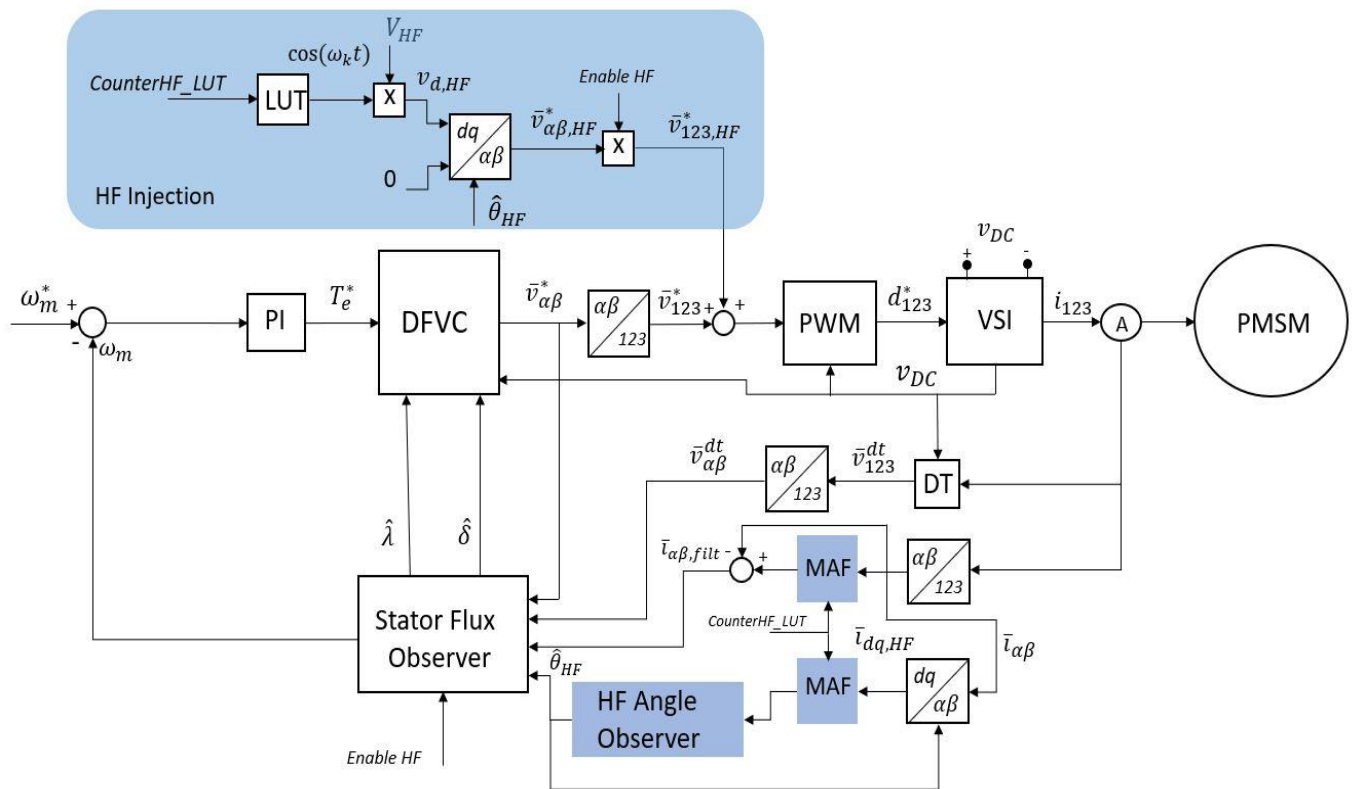


Figura 5.1: Schema a blocchi controllo DFVC sensorless.

In Figura (5.1) sono stati evidenziati i blocchi aggiunti rispetto alla Figura (4.24). La tecnica implementata prevede un'iniezione ad alta frequenza di tensione che si somma alla tensione di riferimento trovata col controllo DFVC. Questa tecnica, che prevede l'iniezione di alta frequenza, è possibile solo per motori che mostrano una variazione di induttanza tra i due assi (d, q) come mostrato nel Capitolo 2. Da queste tensioni si calcolano di duty cycles di riferimento che verranno passati all'inverter. La corrente di macchina, acquisita da sensori, verrà successivamente ripulita dalla componente ad alta frequenza attraverso dei filtri di

media mobile. La componente in assi (d, q) ripulita dall'alta frequenza verrà inviata al blocco *HF Angle Observer* dove, attraverso un algoritmo, verrà stimata la pozione del rotore.

5.1 Iniezione ad alta frequenza

Lo schema riportato in Figura (5.1) mostra come viene eseguita l'iniezione ad alta frequenza. Viene imposto un vettore rotante con componente solo sull'asse d:

$$\begin{cases} v_{d,HF} = V_{HF} \cdot \cos(\omega_k t) \\ v_{q,HF} = 0 \end{cases} \quad (5.1)$$

Dove l'ampiezza V_{HF} è scelta per avere una certa ampiezza della corrente di alta frequenza. Imponendo il picco della corrente in asse d $i_{d,HF} = 0.5 A$, il valore di V_{HF} viene trovato secondo la seguente relazione:

$$V_{HF} = i_{d,HF} \cdot 2\pi \cdot f_{HF} \cdot L_d \quad (5.2)$$

Dove come frequenza di iniezione si è scelto $f_{HF} = 800 Hz$ e quindi $\omega_k = 2\pi \cdot f_{HF}$, L_d è l'induttanza in asse di trovata per $i_q = 0$, $L_d = 0.0173 H$. Con questi valori si ottiene un'ampiezza $V_{HF} = 43.48 V$.

La scelta di $f_{HF} = 800 Hz$ è stata fatta cercando una frequenza che sia un sottomultiplo della frequenza di campionamento pari a $f_{sampling} = 16 kHz$.

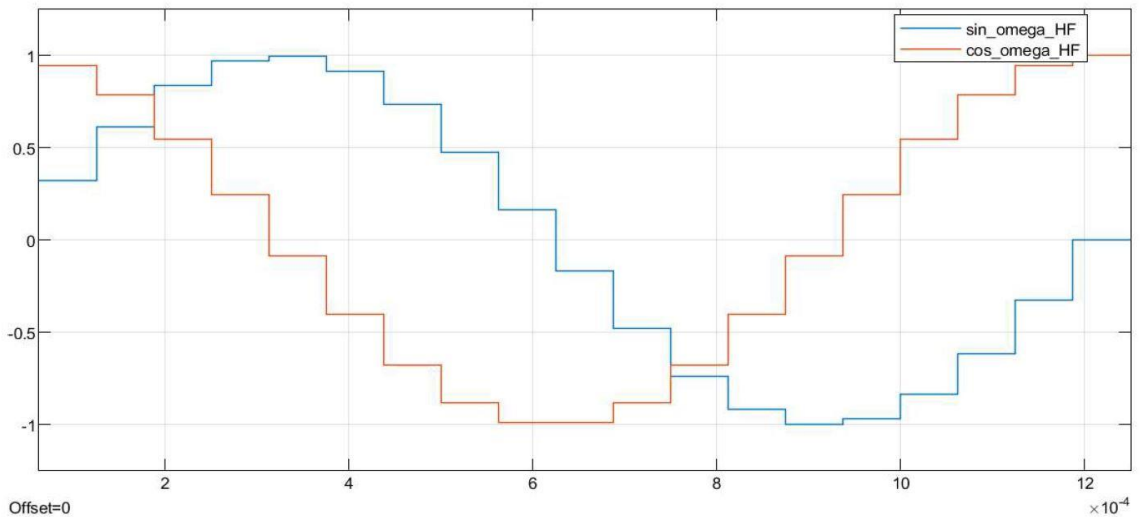


Figura 5.2: $\cos(\omega_k t)$ e $\sin(\omega_k t)$.

Avendo scelto una frequenza di $800 Hz$, si hanno un numero campioni $N_c = f_{sampling} / f_{HF} = 20$ per un periodo di alta frequenza. A livello di implementazione in C si è creato un

contatore, counterHF_LUT, da 0 a $(N_c - 1)$ che ad ogni passo di campionamento aumenta il suo valore di 1. Arrivato al limite superiore si azzerava e riparte da 0. Si è poi implementata la già descritta funzione *read_Lut*, dove si va a leggere il valore del contatore e, in base a tale valore, si prende in valore di $\cos(\omega_k t)$ associato al valore del conteggio. Quello che si ottiene:

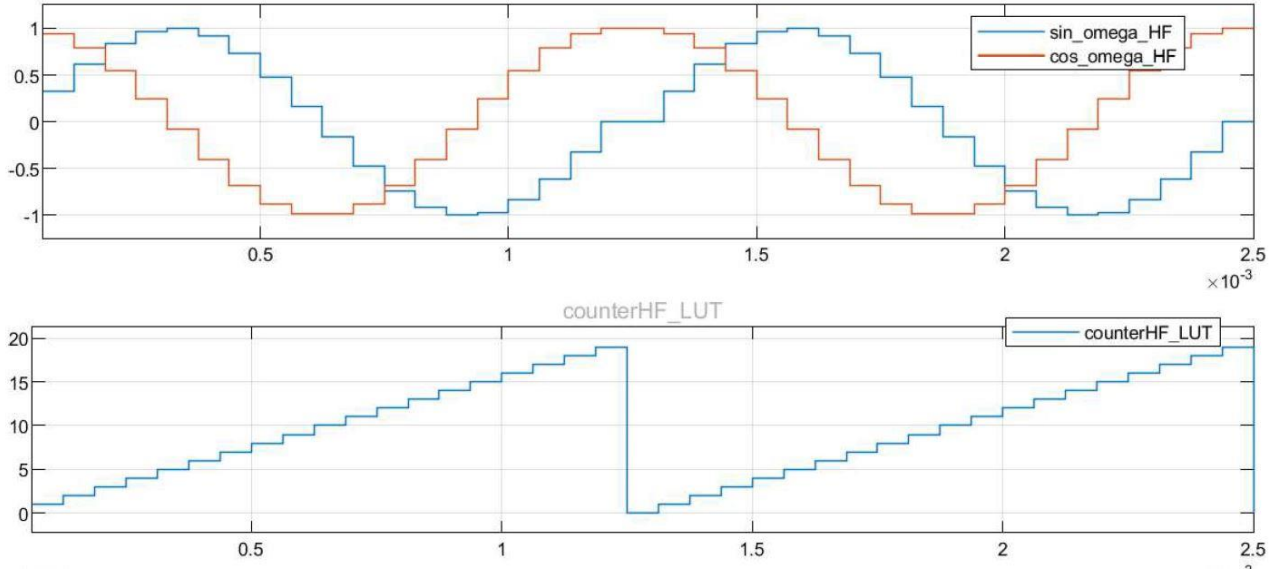


Figura 5.3: $\cos(\omega_k t)$ e $\sin(\omega_k t)$ in relazione al valore del counter.

Le tensioni quindi che si generano risulteranno essere:

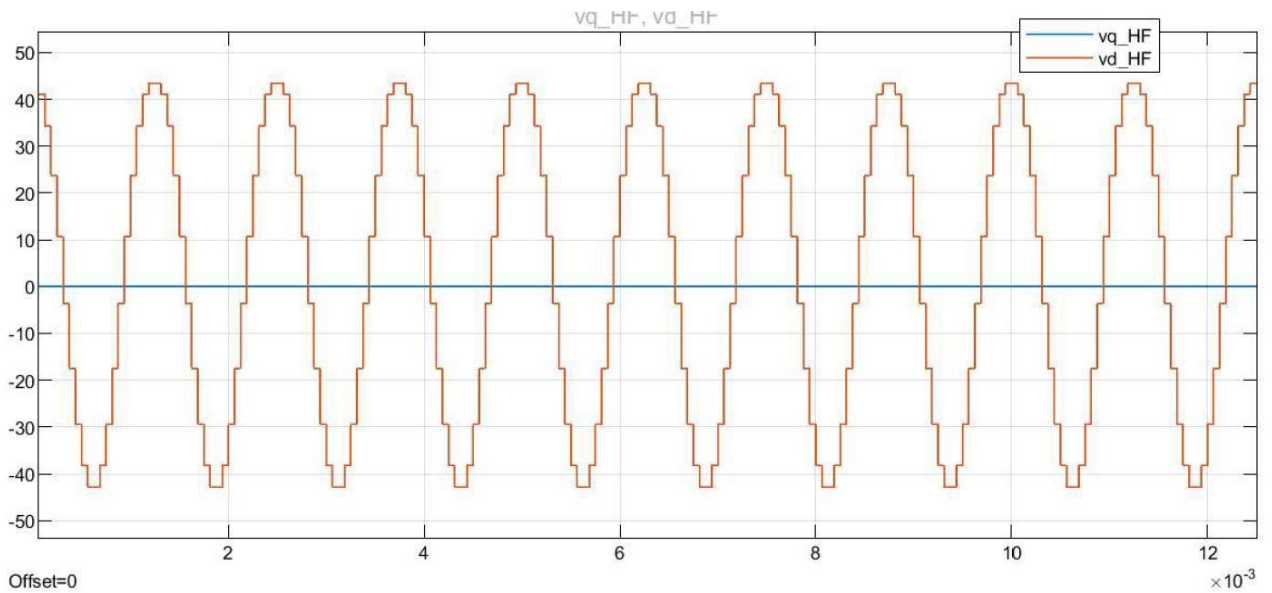


Figura 5.4: Tensioni di alta frequenza di riferimento in assi (d, q) .

La componente in asse d della tensione ad alta frequenza trovata da (5.1) viene poi trasformata dal sistema (d, q) al sistema (α, β) e infine nel sistema $(1, 2, 3)$. L'angolo utilizzato per passare tra i due sistemi (d, q) e (α, β) sarà stimato grazie al blocco *HF Angle Observer* come verrà successivamente spiegato. Infine, la tensione trifase di alta frequenza di riferimento $\bar{v}_{123, HF}^*$ verrà sommata alla tensione di riferimento \bar{v}_{123}^* calcolate dal controllo DFVC se l'alta frequenza è abilitata. Come verrà spiegato successivamente l'alta frequenza sarà abilitata quando il motore parte e lo resterà finché non raggiunge una certa velocità. Dopo questa velocità, l'alta frequenza verrà disabilitata.

5.2 Filtri di media mobile

Le correnti acquisite dai sensori saranno composte da due componenti, una dovuta al controllo e l'altra dovuta all'iniezione ad alta frequenza. I filtri di media mobile hanno quindi il compito filtrare la componente dovuta al controllo per avere la componente solo dovuta all'alta frequenza. Verranno quindi calcolate le correnti in assi (α, β) filtrate $\bar{i}_{\alpha\beta, filt}$ come differenza tra le correnti di macchina in (α, β) e le componenti in alta frequenza. Per le correnti in assi (d, q) , una volta calcolate le componenti in alta frequenza, queste verranno inviate al blocco *HF Angle Observer* che verrà analizzato successivamente.

Il funzionamento dei filtri di media mobile è il seguente:

- Viene creato un altro contatore uguale al precedente ma sfasato in ritardo di mezzo periodo. Il nuovo contatore sarà chiamato `counter_HF`.
- Vengono creati due array, uno per α e uno per β , con un numero di componenti uguale al numero di componenti dei contatori N_c .
- Ad ogni passo di calcolo, viene salvato il valore di corrente, sia per α sia per β .
- Viene letto il valore di corrente corrispondente al valore dei due contatori e si calcola la media mobile.

$$i_{x,avg} = \frac{i_x(\text{counterHF}_{LUT}) - i_x(\text{counter_HF})}{2} \quad (5.3)$$

Il procedimento sopra descritto verrà eseguito anche per le correnti (d, q).

Graficamente:

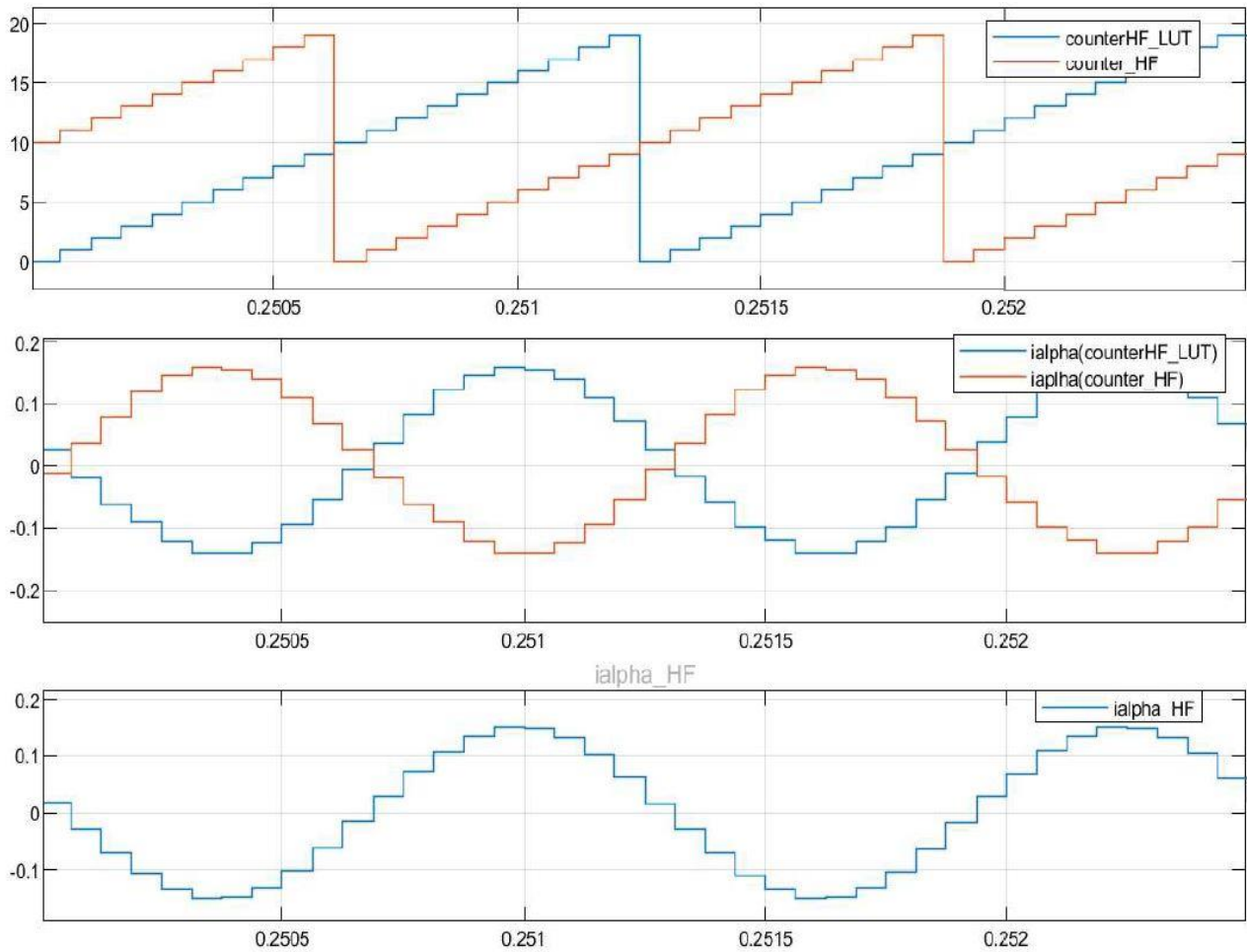


Figura 5.5: Contatori e correnti α utilizzate nella Formula (5.3).

Si testano off-line i filtri implementanti. Si crea un nuovo stato dove viene iniettata solo componente ad alta frequenza, le correnti che vanno all'osservatore devono quindi essere 0 non essendoci alcun controllo.

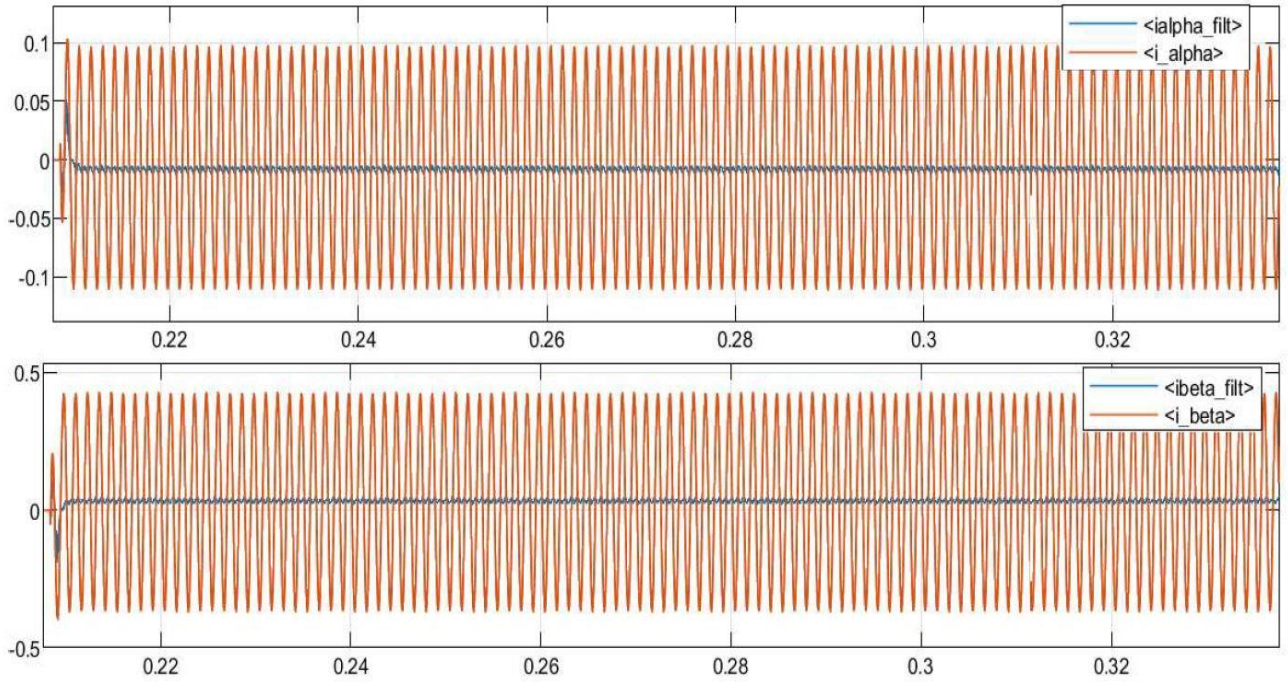


Figura 5.6: Correnti (α, β) di macchina e filtrate.

Le correnti (α, β) filtrate sono prossime allo 0 come ci si aspettava. Appurato il corretto funzionamento dei filtri si passa all'implementazione dell'osservatore d'angolo.

5.3 Osservatore angolo ad alta frequenza

In questo blocco verrà implementato l'algoritmo che, date le correnti in alta frequenza (d, q) , stimerà l'angolo elettrico di rotore $\hat{\theta}_{HF}$, angolo che andrà all'osservatore di flusso per stimarlo e che servirà per le trasformate $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$ stimato. Date componenti $\hat{i}_{dq, HF}$, ottenute come mostrato in Figura (1), si può dimostrare che la componente in asse q stimata contiene l'errore d'angolo $\theta_{err} = \theta - \hat{\theta}_{HF}$ tra il sistema (d, q) reale e il sistema (d, q) stimato. La $\hat{i}_{q, HF}$ verrà moltiplicata per la funzione di modulazione F_{demod} . Il segnale che si ottiene verrà mandato a un PI che in uscita ci restituisce la velocità elettrica $\hat{\omega}_{HF}$ dalla quale viene trovato l'angolo elettrico stimato $\hat{\theta}_{HF}$.

Lo schema di funzionamento è il seguente:

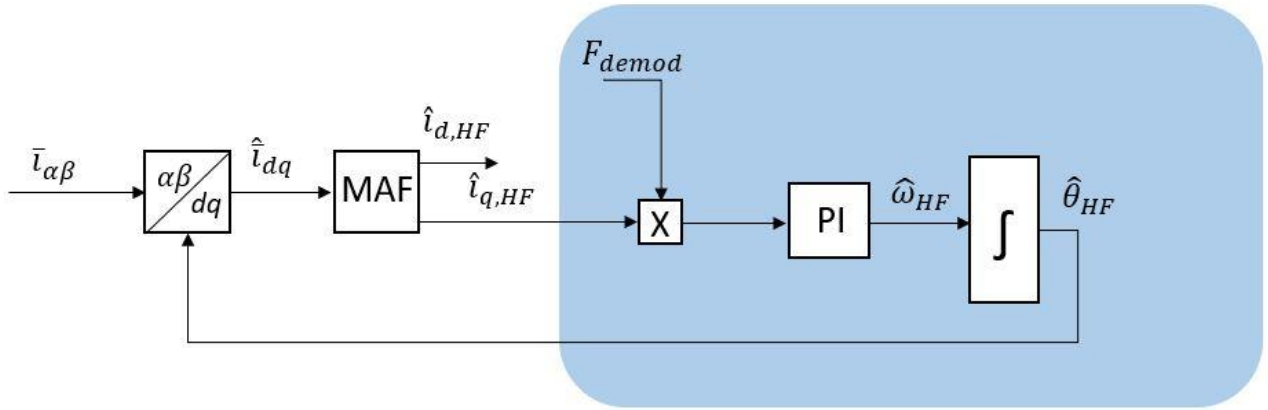


Figura 5.7: Schema a blocchi osservatore dell'angolo.

La funzione di demodulazione è definita come:

$$F_{demod} = k_{F,demod} \cdot \frac{\omega_k}{V_{HF}} \cdot \sin(\omega_k t) \quad (5.4)$$

dove $k_{F,demod} = \frac{2 \cdot L_d \cdot L_q}{L_d - L_q}$.

I guadagni del PI sono stati tarati seguendo le seguenti formule:

$$k_{p,HF} = 2\pi \cdot f_{b,HF} \quad k_{i,HF} = \frac{k_{p,HF}^2}{\tan(\Phi_m)} \quad (5.5)$$

La frequenza di banda $f_{b,HF}$ è legata alla frequenza di iniezione e deve rientrare nel range $(\frac{1}{20} \div \frac{1}{10})$ di essa. Si è scelto $f_{b,HF} = f_{HF}/20$. Il margine di fase deve essere nel range $(70 \div 80)$ gradi. Si è scelto $\Phi_m = 70^\circ$. Da precisare che nella formula (5.5) vada espresso in radianti.

Si ottengono così $k_{p,HF} = 251.33 \text{ rad/s}$ e $k_{i,HF} = 23144.69 \text{ rad/s}$.

Il problema che ora incorre è che l'algoritmo implementato che mi stima l'angolo $\hat{\theta}_{HF}$ ha un'incertezza intrinseca di 180° elettrici. Bisogna quindi implementare un algoritmo per inizializzare correttamente la posizione iniziale.

5.4 Rilevamento posizione iniziale

L'algoritmo implementato per l'identificazione della corretta posizione iniziale, cioè l'angolo $\hat{\theta}_{HF}$, si basa sull'iniezione di impulsi di tensione. Si iniettano due impulsi, uno positivo e uno negativo, sui tre assi (1,2,3) separatamente, quindi si avranno sei impulsi. Da sottolineare che, affinché il metodo funzioni, gli impulsi devono avere tutti la stessa durata in particolare la più breve possibile e soprattutto l'iniezione deve venire a rotore bloccato.

Prendendo l'asse 1, quello che si fa è:

$$v_1 = R_S \cdot i_1 + [L_I + L_A \cos (2\hat{\theta}_{HF})] \cdot \frac{di_1}{dt} \quad (5.6)$$

Dove v_1 è l'impulso positivo sull'asse 1, $L_I = L_\sigma + \frac{3}{2}M_I$, L_σ è l'auto induttanza e M_I è la mutua induttanza di isotropia, $L_A = \frac{3}{2} \cdot M_a$ dove M_a è la mutua induttanza di anisotropia. Se gli impulsi sono brevi, il termine resistivo nell'equazione (5.6) si può trascurare ottenendo per l'impulso negativo e positivo:

$$\begin{cases} v_1 = [L_I + L_A \cos (2\hat{\theta}_{HF})] \cdot \left(\frac{di_1}{dt}\right)_p \\ -v_1 = [L_I + L_A \cos (2\hat{\theta}_{HF})] \cdot \left(\frac{di_1}{dt}\right)_n \end{cases}$$

e quindi:

$$2v_1 = [L_I + L_A \cos (2\hat{\theta}_{HF})] \cdot \Delta \left(\frac{di_1}{dt}\right) \quad (5.7)$$

$$\text{con } \Delta \left(\frac{di_1}{dt}\right) = \left(\frac{di_1}{dt}\right)_p - \left(\frac{di_1}{dt}\right)_n.$$

Applicando il procedimento appena descritto sugli altri due assi si ottiene:

$$\begin{cases} 2v_2 = [L_I + L_A \cos(2\hat{\theta}_{HF} - \frac{4}{3}\pi)] \cdot \Delta\left(\frac{di_2}{dt}\right) \\ 2v_3 = [L_I + L_A \cos(2\hat{\theta}_{HF} - \frac{2}{3}\pi)] \cdot \Delta\left(\frac{di_3}{dt}\right) \end{cases} \quad (5.8)$$

Le (5.6) e (5.7) vengono riscritte in funzione dell'inverso delle differenze di derivata:

$$\begin{cases} \left(\Delta\left(\frac{di_1}{dt}\right)\right)^{-1} = \frac{2v_1}{[L_I + L_A \cos(2\hat{\theta}_{HF})]} \\ \left(\Delta\left(\frac{di_2}{dt}\right)\right)^{-1} = \frac{2v_2}{[L_I + L_A \cos(2\hat{\theta}_{HF} - \frac{4}{3}\pi)]} \\ \left(\Delta\left(\frac{di_3}{dt}\right)\right)^{-1} = \frac{2v_3}{[L_I + L_A \cos(2\hat{\theta}_{HF} - \frac{2}{3}\pi)]} \end{cases} \quad (5.9)$$

Per semplicità verranno introdotte le seguenti variabili $x = \frac{2v}{L_I}$ e $y = \frac{L_A}{L_I}$. Applicando la trasformazione trifase-bifase si ottiene:

$$\begin{cases} \left(\Delta\left(\frac{di_\alpha}{dt}\right)\right)^{-1} = \frac{y}{x} \cdot \cos(2\hat{\theta}_{HF}) \\ \left(\Delta\left(\frac{di_\beta}{dt}\right)\right)^{-1} = -\frac{y}{x} \cdot \sin(2\hat{\theta}_{HF}) \end{cases} \quad (5.10)$$

Da cui si può definire $\left(\Delta\left(\frac{di}{dt}\right)\right)^{-1}_{amp} = \sqrt{\left(\Delta\left(\frac{di_\alpha}{dt}\right)\right)^{-1^2} + \left(\Delta\left(\frac{di_\beta}{dt}\right)\right)^{-1^2}} = \frac{y}{x}$, e quindi:

$$\cos(2\hat{\theta}_{HF}) = \frac{\left(\Delta\left(\frac{di_\alpha}{dt}\right)\right)^{-1}}{\left(\Delta\left(\frac{di}{dt}\right)\right)^{-1}_{amp}} \quad \sin(2\hat{\theta}_{HF}) = -\frac{\left(\Delta\left(\frac{di_\beta}{dt}\right)\right)^{-1}}{\left(\Delta\left(\frac{di}{dt}\right)\right)^{-1}_{amp}} \quad (5.11)$$

Per avere le informazioni su θ_d , si applicano le formule di bisezione e si ottiene:

$$\begin{cases} \cos(\hat{\theta}_{HF}) = \pm \sqrt{\frac{1+\cos(2\theta_d)}{2}} \\ \sin(\hat{\theta}_{HF}) = \pm \sqrt{\frac{1-\cos(2\theta_d)}{2}} \end{cases} \quad (5.12)$$

Così si ha però un'incertezza legata al segno del seno e coseno. Dalla conoscenza di esse si dovrà implementare un algoritmo che identifichi la corretta polarità magnetica. L'algoritmo implementato prevede l'inizializzazione di default di $\sin(\hat{\theta}_{HF})$ e $\cos(\hat{\theta}_{HF})$ entrambi col segno positivo e l'identificazione del segno del $\sin(2\hat{\theta}_{HF})$ sopra trovato. Infatti, $\sin(2\hat{\theta}_{HF}) = 2\sin(\hat{\theta}_{HF})\cos(\hat{\theta}_{HF})$. Quindi:

$$\text{sgn}(\sin(2\hat{\theta}_{HF})) = \begin{cases} -1, & \hat{\theta}_{HF} \text{ è nel } 2^\circ \text{ o } 4^\circ \text{ quadrante} \\ 1, & \hat{\theta}_{HF} \text{ è nel } 1^\circ \text{ o } 3^\circ \text{ quadrante} \end{cases} \quad (5.13)$$

Successivamente, se $\text{sgn}(\sin(2\hat{\theta}_{HF})) = 1$ viene preso il 1° quadrante di default e i conseguenti segni per il seno e coseno, se $\text{sgn}(\sin(2\hat{\theta}_{HF})) = -1$, viene preso il 2° quadrante di default e i conseguenti segni per seno e coseno. Quindi identificato $\text{sgn}(\sin(2\hat{\theta}_{HF}))$, vengono imposti i segni alla (5.11) in base al quadrante di default scelto.

Successivamente si applicano due impulsi di tensione, con stessa ampiezza e durata, uno sull'asse d imposto di default e uno su $-d$. L'ampiezza e la durata degli impulsi è scelta in base alla logica di voler saturare il flusso lungo la direzione dei magneti, cioè il vero asse d . Se non satura il metodo non funziona. Quindi applicati i due impulsi, si va a leggere il picco di corrente in asse d e $-d$, si calcola la differenza tra i due picchi e:

$$\Delta(I_{pulse1} - I_{pulse2}) = \begin{cases} > 0, & \text{quadrante di default è quello giusto} \\ < 0, & \text{quadrante di default è quello sbagliato} \end{cases} \quad (5.14)$$

Testiamo l'algoritmo implementato, imponendo una ampiezza per gli impulsi dell'equazione (5.7) e (5.8) pari a $\frac{2}{3}V_{DC}$.

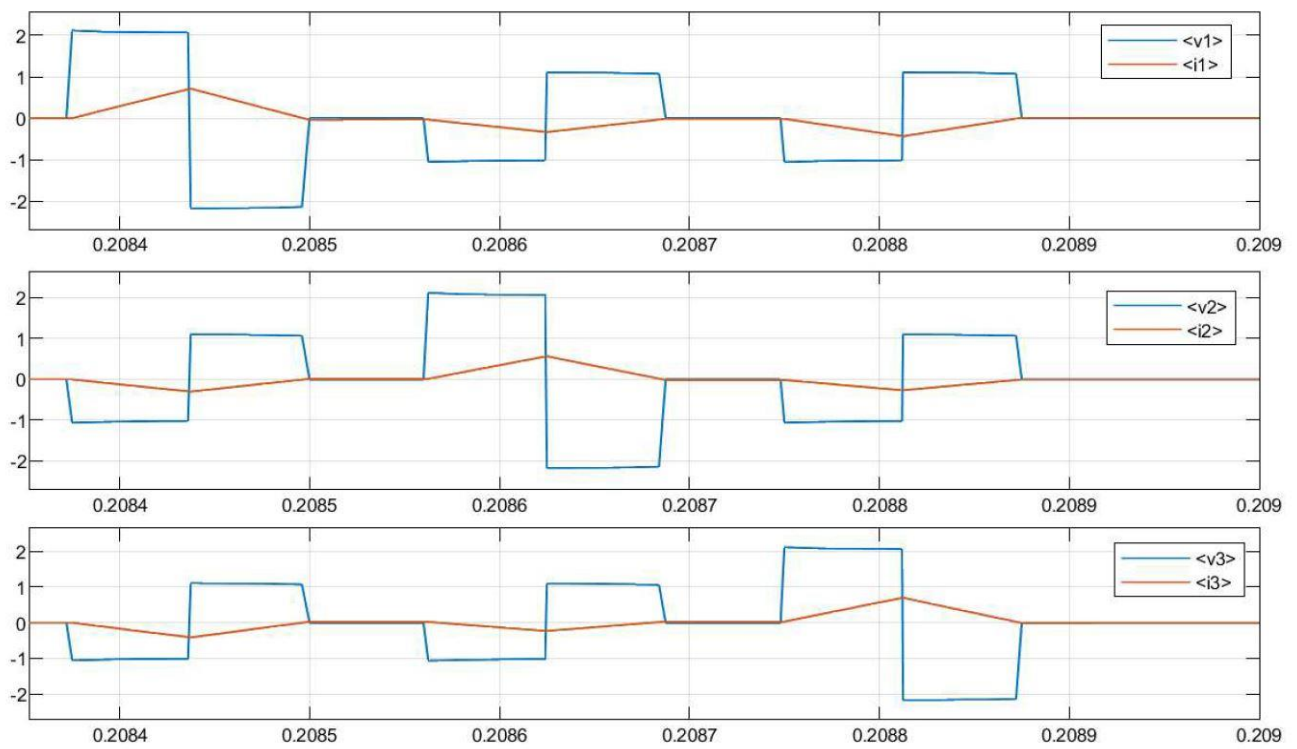


Figura 5.8: Impulsi di tensione e andamenti delle correnti nel sistema (1,2,3).

Da precisare come in Figura (5.8), per esigenze grafiche, si sono riscalate le tensioni di un fattore 0.01.

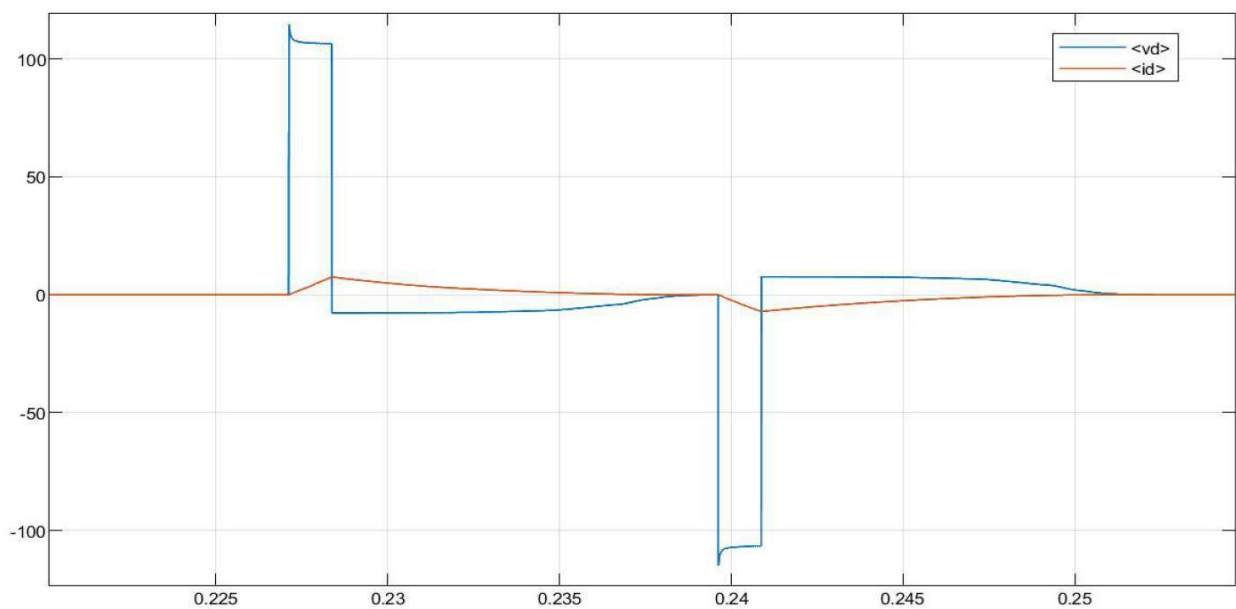


Figura 5.9: Impulsi di tensione e andamenti delle correnti sull'asse d .

L'ampiezza degli impulsi in asse d è stata imposta pari a $V_{d,pulse} = 115 \text{ V}$.

Infine, si è testato l'algoritmo per l'identificazione della corretta posizione angolare iniziale.

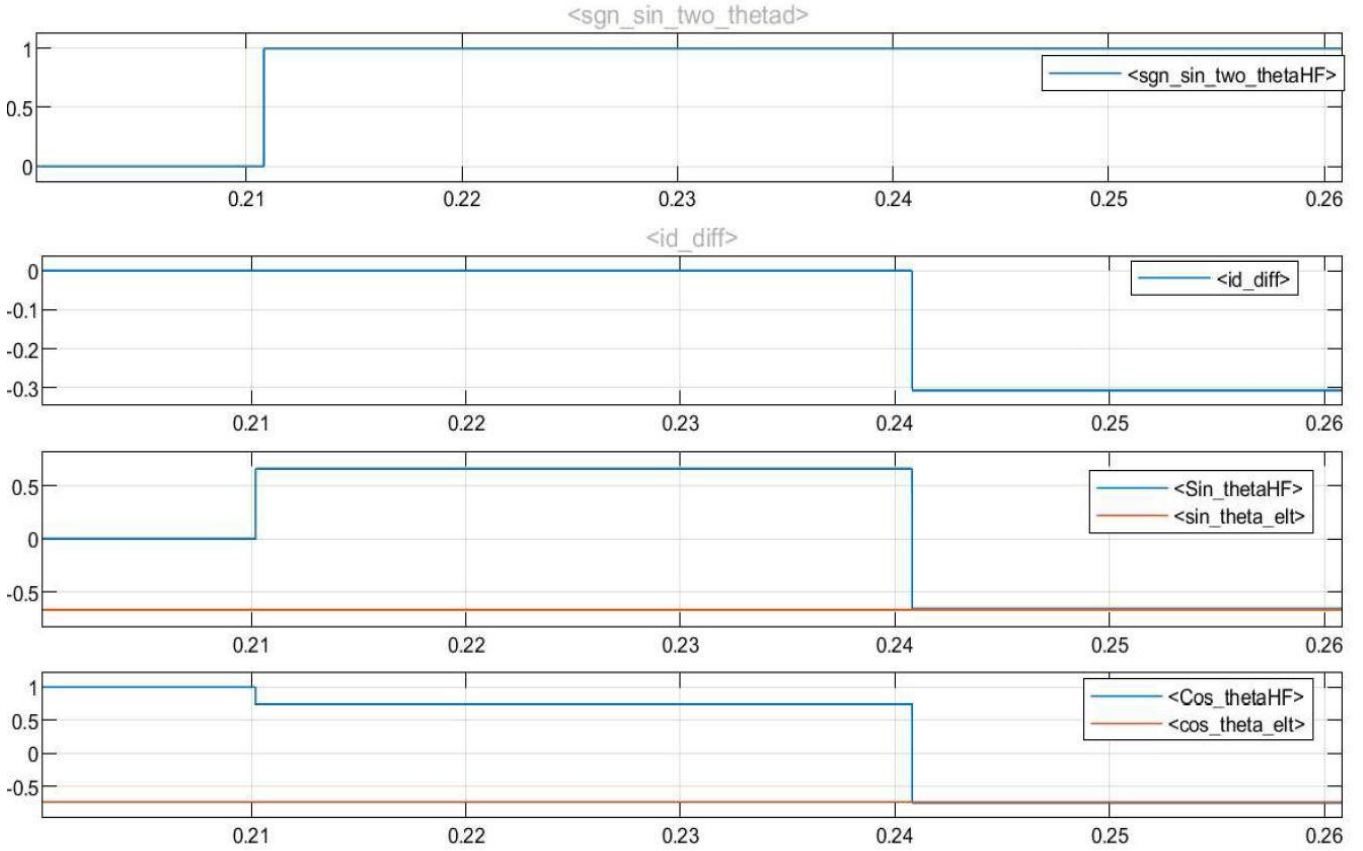


Figura 5.10: Identificazione corretta posizione iniziale.

La posizione iniziale viene identificata correttamente. Il $\hat{\theta}_{HF}$, inizialmente posto uguale a 0° deg, in questo test appartiene al 3° quadrante. In base al $\text{sgn}(\sin(2\hat{\theta}_{HF}))$ si era preso di default il 1° come spiegato nell'algoritmo (equazione (5.13)), poi dal calcolo della differenza dei picchi di corrente sull'asse d e $-d$, si intuisce che la scelta dei segni del seno e coseno sono sbagliati (equazione (5.14)) e quindi verranno cambiati come si evince in figura. Da precisare come in Figura (5.10), l'angolo $\hat{\theta}_{HF}$ si confrontato con l'angolo che si otterrebbe dall'encoder che si è implementato per poter testare l'algoritmo e l'osservatore d'angolo.

A titolo d'esempio viene riportato un altro test eseguito.

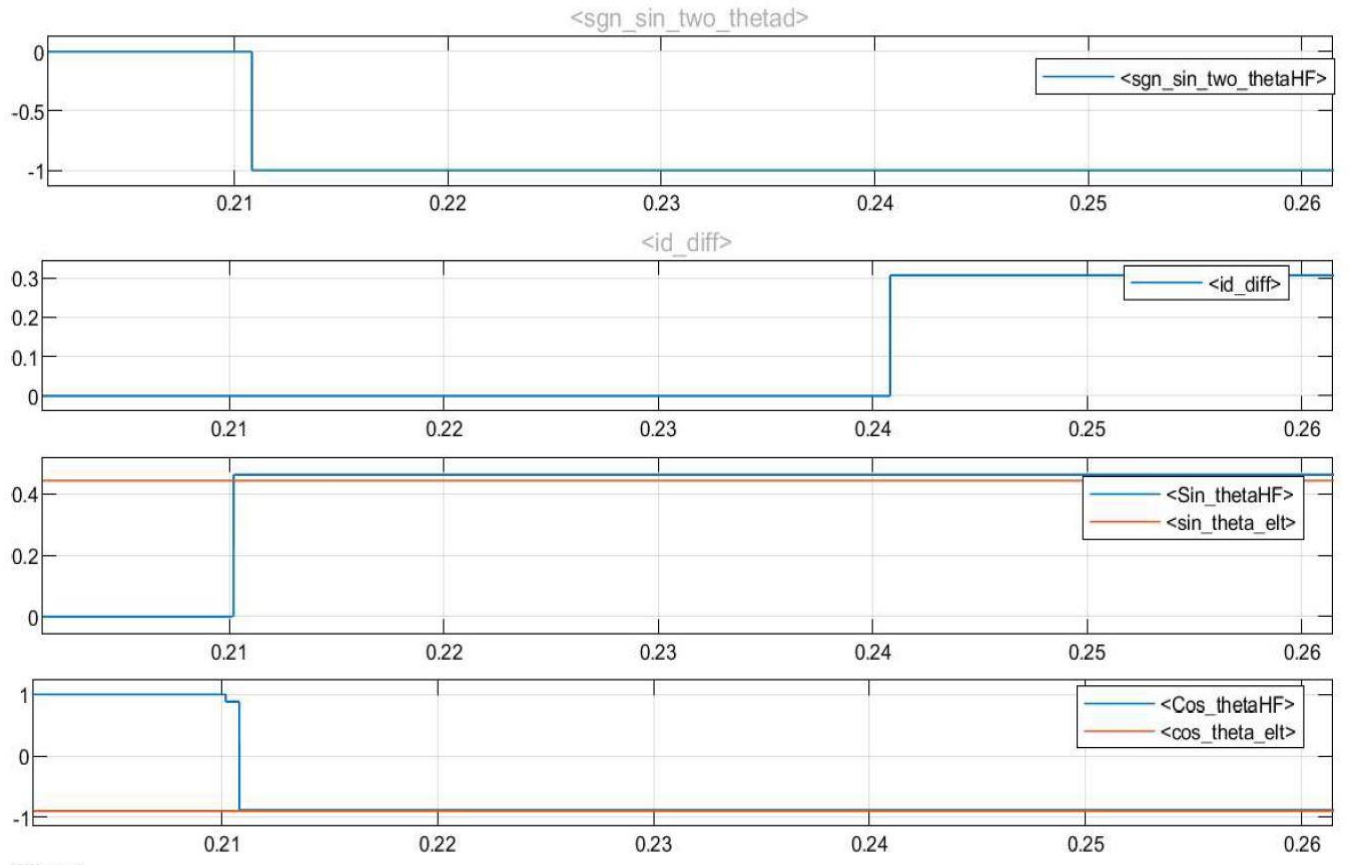


Figura 5.11: Identificazione corretta posizione iniziale.

In questo caso l'angolo $\hat{\theta}_{HF}$ appartiene al 2° quadrante. L'equazione (5.13) impone di default il 2° quadrante cambiando i segni. Il segno positivo di $\Delta(I_{pulse1} - I_{pulse2})$ conferma i segni presi.

Testato il corretto funzionamento dell'algoritmo per l'identificazione della corretta posizione iniziale, si passa a testare l'osservatore d'angolo. Come detto, l'angolo verrà confrontato con quello ottenuto dall'encoder.

Quello che si ottiene è:

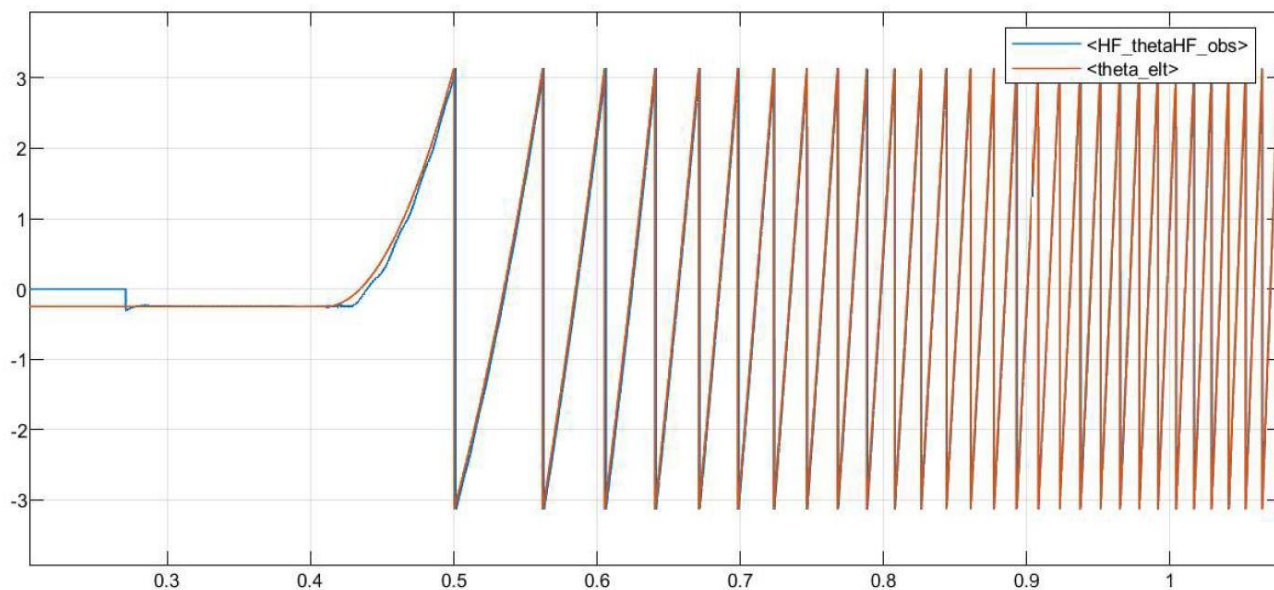


Figura 5.12: Angolo $\hat{\theta}_{HF}$ osservato e angolo elettrico dall'encoder.

Si nota una perfetta corrispondenza tra l'angolo osservato $\hat{\theta}_{HF}$ e l'angolo elettrico dell'encoder.

La velocità elettrica $\hat{\omega}_{HF}$ calcolata nel blocco *HF Angle Observer* sarà la velocità utilizzata nella legge di deflussaggio nel controllo DFVC e, dopo essere trasformata in velocità meccanica, verrà retroazionata per il calcolo della coppia di riferimento. Di seguito verrà testata confrontandola con la velocità meccanica calcolata tramite PLL dall'angolo meccanico dell'encoder.

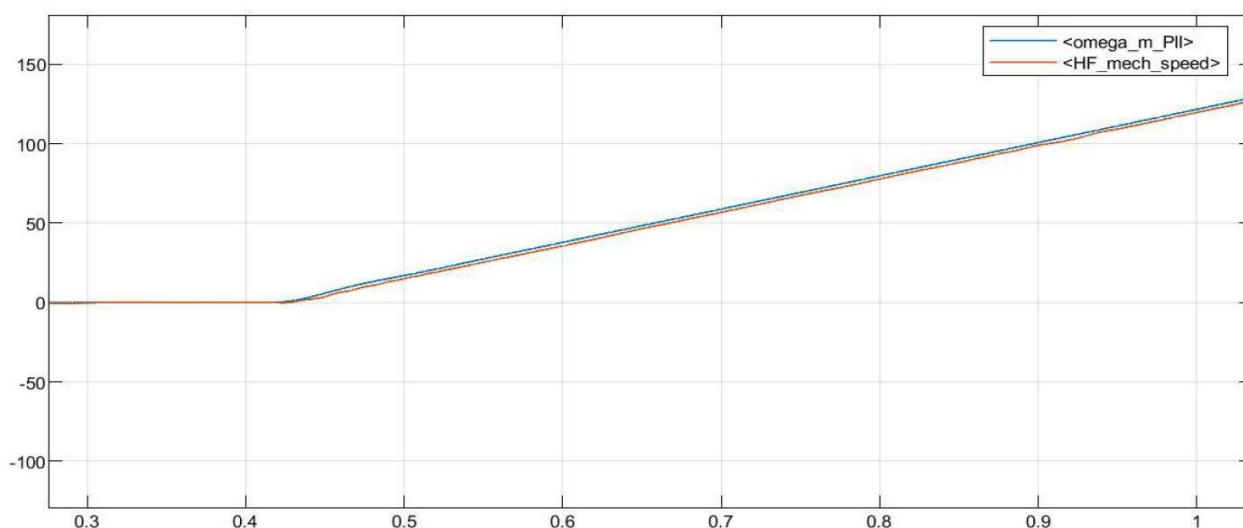


Figura 5.13: Velocità meccanica [rad/s] calcolata dall'osservatore dell'angolo.

Quindi, con l'iniezione ad alta frequenza si riesce a stimare correttamente la velocità elettrica $\hat{\omega}_{HF}$ e di conseguenza l'angolo elettrico $\hat{\theta}_{HF}$ che definisce il riferimento (d, q) di rotore. Questa tecnica però presenta problemi all'aumentare della velocità poiché non si riesce più a distinguere correttamente le componenti di alta frequenza dalle componenti derivate dal controllo.

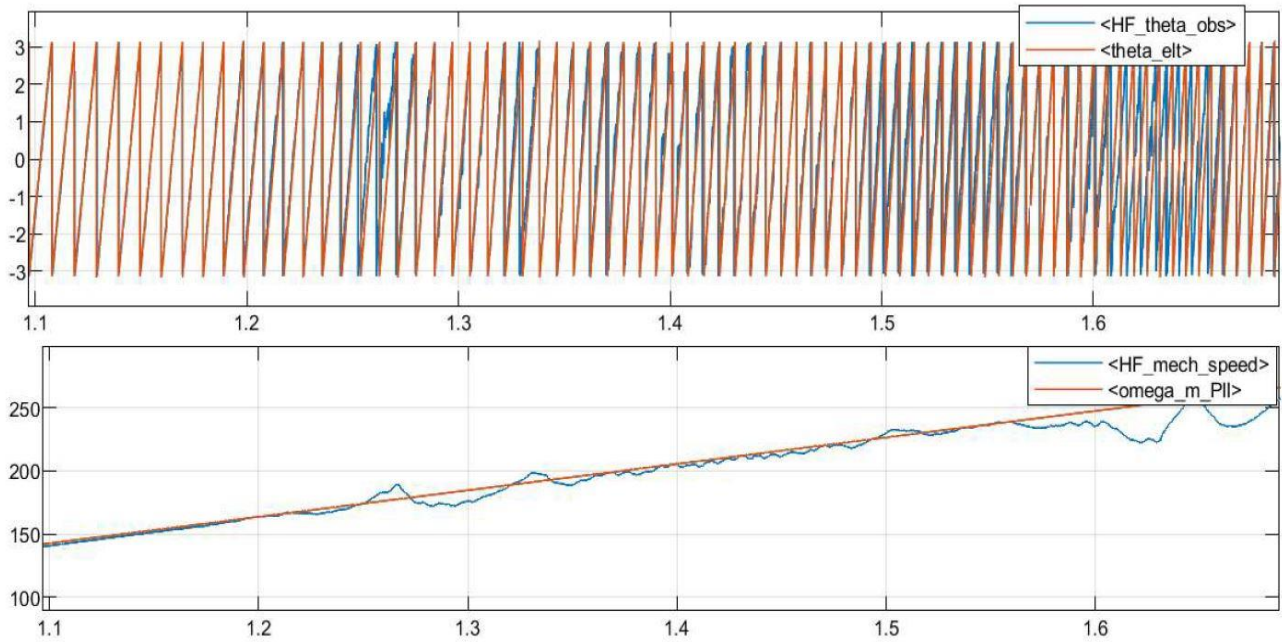


Figura 5.14: Angolo $\hat{\theta}_{HF}$ e velocità meccanica $\hat{\omega}_{HF}$ osservate .

Come si può notare, superati i 150/160 rad/s meccanici la velocità e di conseguenza l'angolo incominciano a essere stimati in modo errato. Se si utilizzassero questi valori nel controllo DFVC non si riuscirebbe a controllare la macchina. Bisogna quindi, superata una certa velocità, cercare di stimare in maniera diversa sia l'angolo sia la velocità necessari per il controllo.

5.5 Stima dell'angolo e della velocità dall'osservatore di flusso

La velocità elettrica [rad/s] verrà stimata partendo dall'angolo $\hat{\theta}_e$ stimato dall'osservatore di flusso. Per trovare la velocità partendo dall'angolo si utilizza la struttura PLL con i guadagni tarati come riportato nella Formula (4.11). Scelti come frequenza di banda

$f_{b,PLL} = 15\text{Hz}$ e come margine di fase $\phi_{m,PLL} = 40^\circ$ si ottengono $k_{p,PLL} = 61.22 \text{ 1/s}$ e $k_{i,PLL} = 6753.59 \text{ 1/s}^2$.

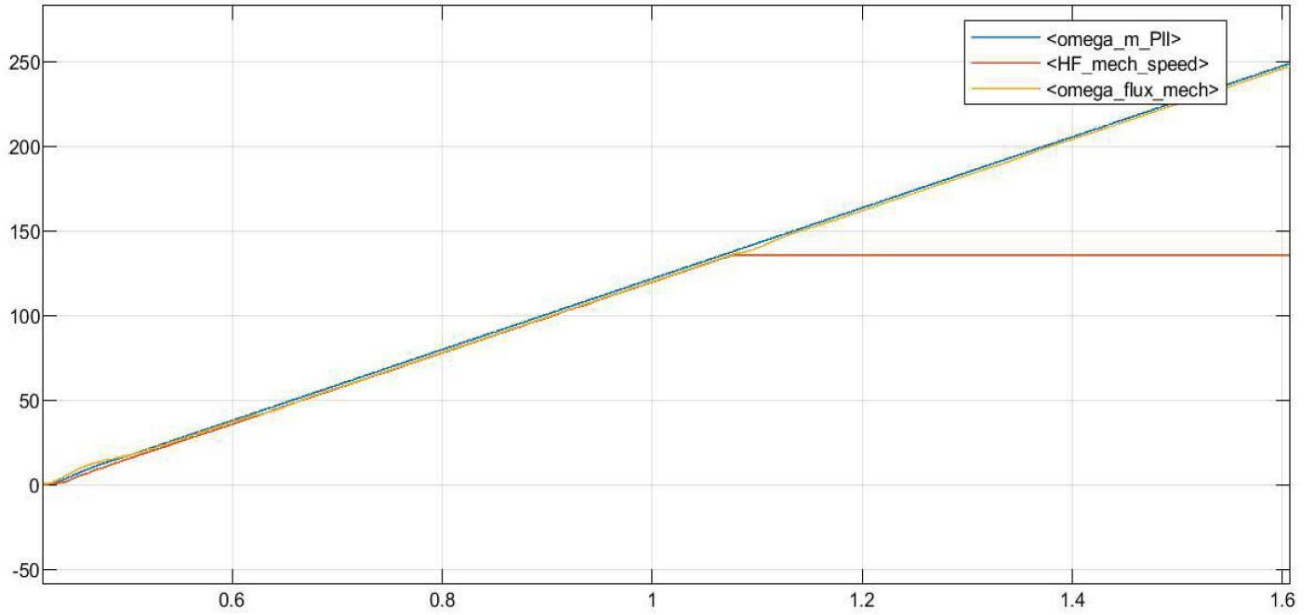


Figura 5.15: Velocità meccanica stimata dal flusso di statore [rad/s].

La velocità stimata dal flusso di statore $\hat{\omega}_{flux}$ non produce errori dopo 150/160 *ras/s* a differenza della $\hat{\omega}_{HF}$. Bisognare quindi implementare un algoritmo che, superata una certa velocità di riferimento, prenderà la velocità stimata dal flusso di statore come variabile nel controllo e nella retroazione.

Per la stima dell'angolo elettrico si utilizza il concetto di *active flux*. L'idea dietro al concetto di *active flux* è di trasformare una macchina che presenta anisotropia magnetica ($L_d \neq L_q \neq L_s$) in una equivalente isostopa con $L_q = L_s$. Il flusso $\hat{\lambda}_{AF}$ può essere calcolato nel seguente modo:

$$\hat{\lambda}_{AF} = \hat{\lambda}_s - L_q \cdot \hat{i}_s \quad (5.15)$$

L'equazione è valida per qualsiasi sistema di riferimento. Quindi, avendo calcolato l'ampiezza e di conseguenza le componenti del flusso di statore nel riferimento (α, β) dall'osservatore di flusso, si stima $\hat{\lambda}_{AF}$ su questo sistema di riferimento.

$$\hat{\lambda}_{AF, \alpha\beta} = \hat{\lambda}_s - L_q \cdot \hat{i}_{s, \alpha\beta} \quad (5.16)$$

Graficamente:

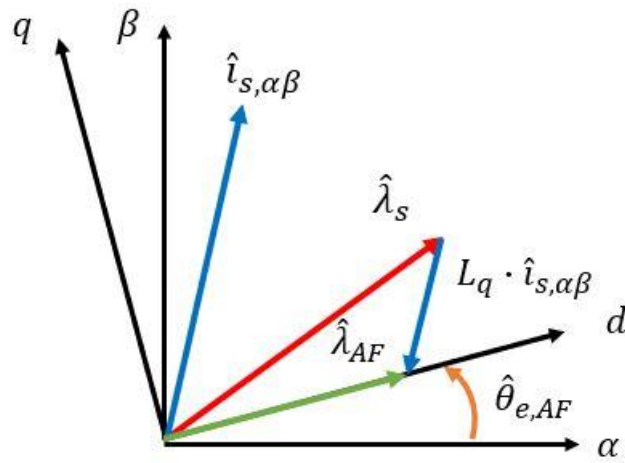


Figura 5.16: Calcolo del vettore $\hat{\lambda}_{AF}$.

Dalle componenti (α, β) sono calcolati il seno e il coseno di $\hat{\theta}_{e,AF}$.

$$\sin(\hat{\theta}_{e,AF}) = \frac{\hat{\lambda}_{AF,\beta}}{\hat{\lambda}_{AF}} \quad \cos(\hat{\theta}_{e,AF}) = \frac{\hat{\lambda}_{AF,\alpha}}{\hat{\lambda}_{AF}} \quad (5.17)$$

Quest'angolo verrà retroazionato all'osservatore per le trasformazioni dopo essere stato filtrato da un PLL.

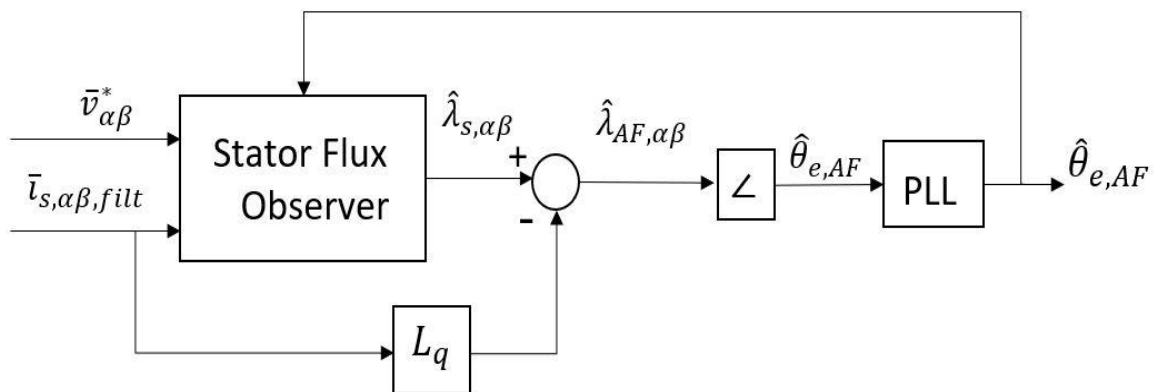


Figura 5.17: Calcolo angolo elettrico $\hat{\theta}_{e,AF}$ tramite active flux.

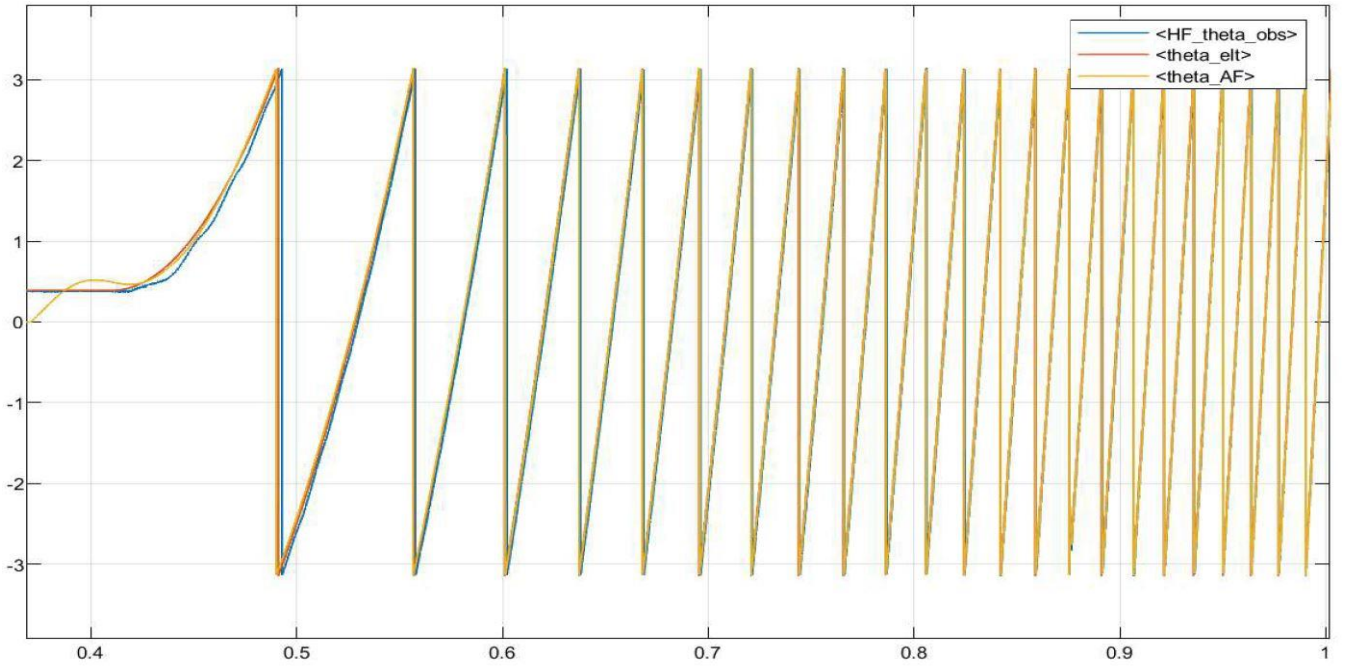


Figura 5.17: Angolo elettrico $\hat{\theta}_{e,AF}$ tramite active flux in confronto con l'angolo elettrico da encoder e angolo elettrico stimato dall'iniezione in alta frequenza .

Si nota come l'angolo $\hat{\theta}_{e,AF}$ venga stimato correttamente.

Quindi, sia l'angolo che definisce la posizione di rotore sia la velocità (elettrica o meccanica) di rotore possono essere stimati in maniere diversa. Ci sono però dei problemi in entrambe le metodologie di stima. Il problema della stima con iniezione ad alta frequenza è già stato spiegato precedentemente. Per quanto riguarda la stima di angolo mediante *Active flux*, si hanno problemi a basse velocità. In particolare, dato che il concetto *Active flux* si basa sul flusso stimato dall'osservatore di flusso, per basse velocità prevale lo stimatore "*I- ω* " che si basa sul modello magnetico che necessita la posizione di rotore per le trasformazioni. Quindi finché non incomincia a prevalere lo stimatore "*VI-polo*" non si riesce a stimare correttamente l'angolo $\hat{\theta}_e$. In definitiva la stima dell'angolo $\hat{\theta}_e$ col concetto di *Active flux* è applicabile per $\omega_e > G_{obs}$ dell'osservatore.

A fronte dei problemi per entrambe le tecniche di stima dell'angolo, si rende necessario creare una routine di controllo che, in base alla velocità di riferimento ω_m^* , l'angolo e la velocità per il controllo siano prese dallo stimatore più affidabile.

Si introduce $\hat{\theta}_{control}$, $\hat{\omega}_{e,control}$ cioè le grandezze utilizzate nel controllo. Analizzando sia il caso che il motore stia accelerando e sia che stia decelerando si ha:

- Accelerazione

$\omega_m^* [rad/s]$	$\omega_m^* < 115$	$115 < \omega_m^* < 125$	$125 < \omega_m^* < 135$	$\omega_m^* > 135$
$\hat{\theta}_{control}$	$\hat{\theta}_{control} = \hat{\theta}_{HF}$	$\hat{\theta}_{control} = \hat{\theta}_{e,AF}$	$\hat{\theta}_{control} = \hat{\theta}_{e,AF}$	$\hat{\theta}_{control} = \hat{\theta}_{e,AF}$
$\hat{\omega}_{e,control}$	$\hat{\omega}_{e,control} = \hat{\omega}_{HF}$	$\hat{\omega}_{e,control} = \hat{\omega}_{HF}$	$\hat{\omega}_{e,control} = \hat{\omega}_{flux}$	$\hat{\omega}_{e,control} = \hat{\omega}_{flux}$
HF_{enable}	on	on	on	off

Le velocità meccanica $\hat{\omega}_{m,control}$, necessaria per chiudere l'anello di velocità e calcolarsi la coppia di riferimento sarà $\hat{\omega}_{m,control} = \hat{\omega}_{e,control}/pp$.

Superati i 135 [rad/s] meccanici, l'iniezione ad alta frequenza viene disabilitata per non creare disturbi.

- Decelerazione

$\omega_m^* [rad/s]$	$\omega_m^* > 125$	$115 < \omega_m^* < 125$	$105 < \omega_m^* < 115$	$\omega_m^* < 105$
$\hat{\theta}_{control}$	$\hat{\theta}_{control} = \hat{\theta}_{e,AF}$	$\hat{\theta}_{control} = \hat{\theta}_{e,AF}$	$\hat{\theta}_{control} = \hat{\theta}_{e,AF}$	$\hat{\theta}_{control} = \hat{\theta}_{HF}$
$\hat{\omega}_{e,control}$	$\hat{\omega}_{e,control} = \hat{\omega}_{flux}$	$\hat{\omega}_{e,control} = \hat{\omega}_{flux}$	$\hat{\omega}_{e,control} = \hat{\omega}_{HF}$	$\hat{\omega}_{e,control} = \hat{\omega}_{HF}$
HF_{enable}	off	on	on	on

Per testare la routine implementata, si applica al motore una velocità di riferimento da 0 a 2000 rpm con una pendenza 2000 rpm/s e successivamente riportato a 0 rpm con una pendenza -2000 rpm/s.

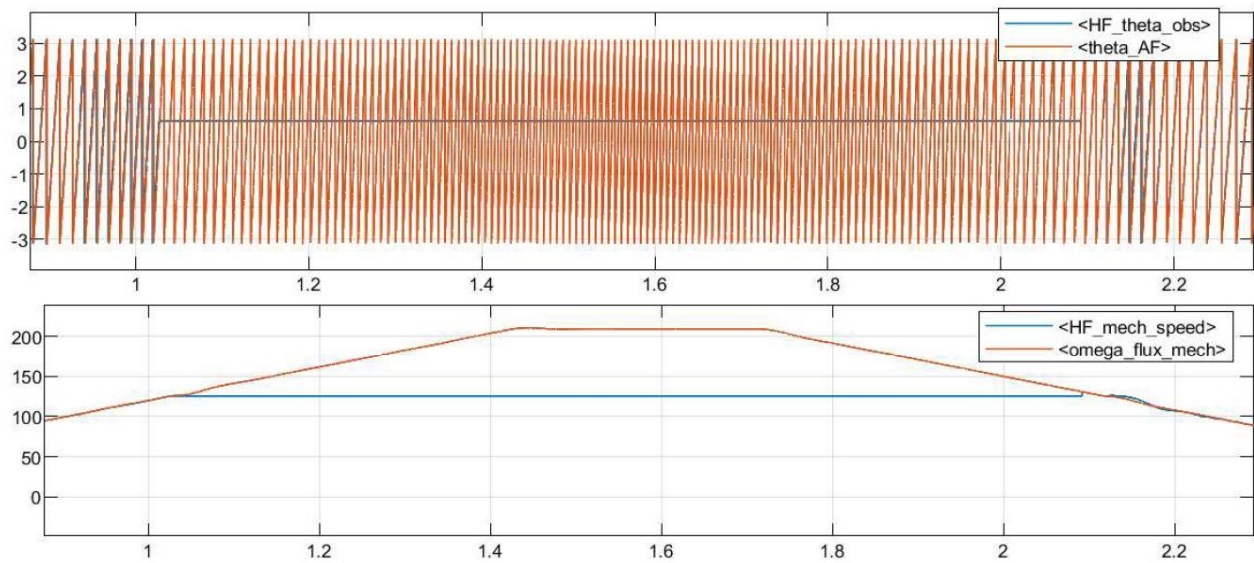


Figura 5.18: Angoli e velocità meccaniche stimati.

Si è testato l'andamento della coppia in relazione all'algoritmo sopra implementato. Si trascina il motore fino a 5000 *rpm* con pendenza 1000 *rpm/s* e successivamente riportato a 0 *rpm* con una pendenza -1000 *rpm/s*.

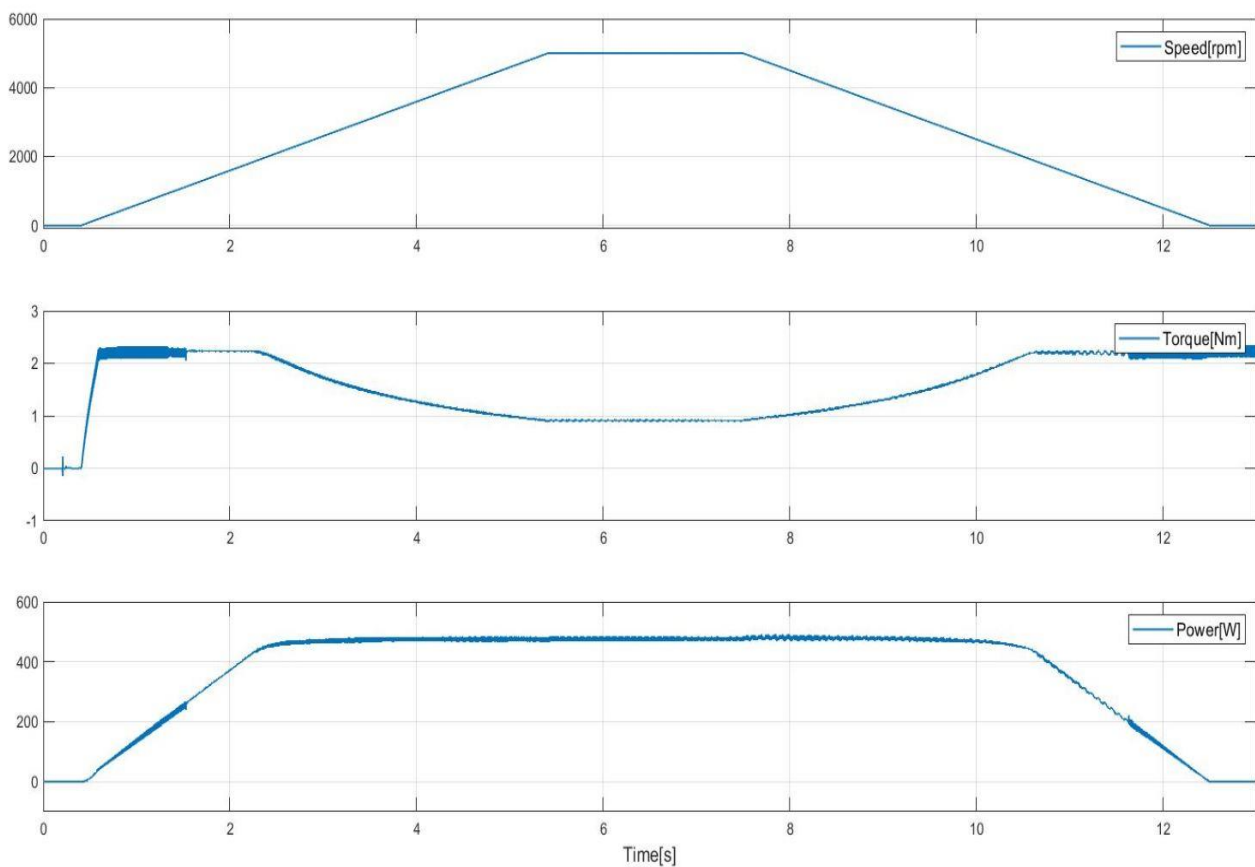


Figura 5.19: Profilo della coppia.

Si nota una marcata differenza tra la calcolata con l'iniezione di alta frequenza attiva e non attiva.

Le variabili di controllo DFVC sono le seguenti:

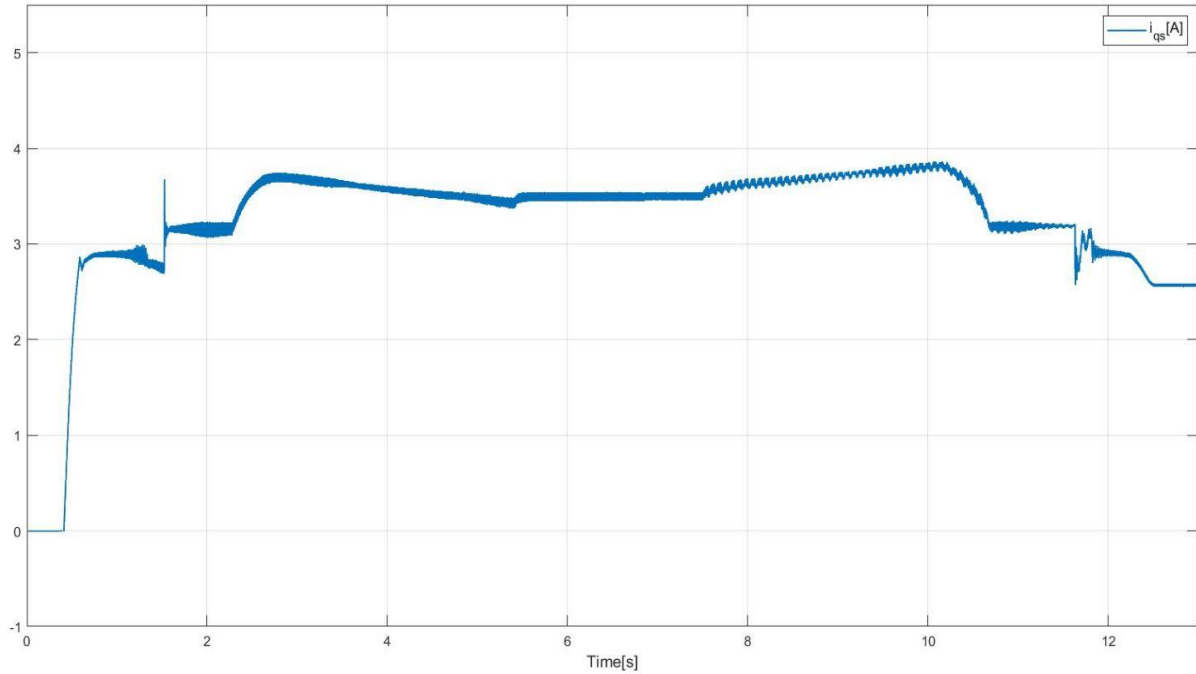


Figura 5.20: Corrente i_{qs}^* .

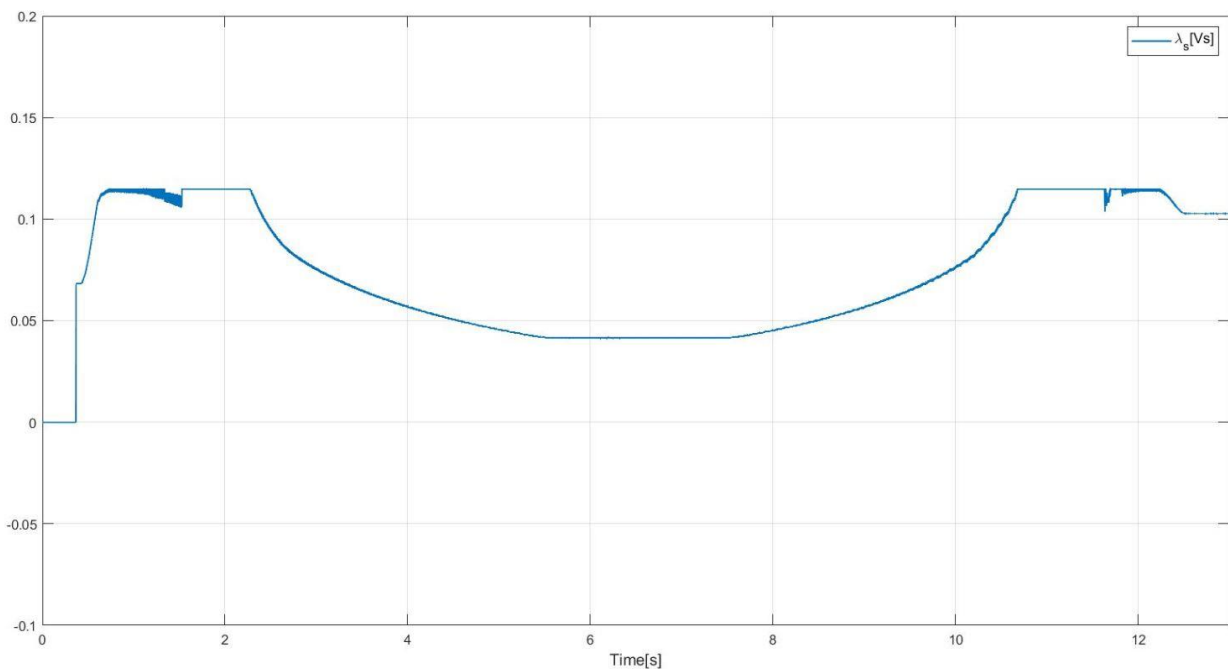


Figura 5.21: Flusso λ_s .

6. Conclusioni

Il controllo DFVC sensored implementato funziona correttamente. Il motore riesce a funzionare prima sul profilo MTPA, poi deflussa secondo la legge di deflussaggio del flusso di statore e infine lavora sulla curva MTPV.

La tecnica sensorless implementata necessita della posizione iniziale di rotore, trovata correttamente col metodo degli impulsi, tecnica che necessita un'anisotropia magnetica. La velocità e l'angolo trovati con iniezione in alta frequenza sono ben stimate, così come lo sono quelle stimate dall'osservatore di flusso necessarie ad alte velocità.

L'implementazione dell'algoritmo per passare dalla stima di velocità e angolo con iniezione ad alta frequenza alla stima dall'osservatore di flusso funziona correttamente sia in accelerazione sia in decelerazione mostrando una marcata differenza tra le due stime.

Bibliografia

- [1] Eric Armando, Radu Iustin Bojoi, Paolo Guglielmi, Gianmario Pellegrino, Michele Pastorelli: Experimental Identification of the Magnetic Model of Synchronous Machines.

- [2] Eric Armando, Radu Iustin Bojoi, Paolo Guglielmi, Gianmario Pellegrino: Flux Linkage Maps Identification of Synchronous AC Motor Under Controlled Thermal Conditions.

- [3] Radu Iustin Bojoi, Eric Armando, Gianmario Pellegrino, S.G. Rosu: Self-Commissioning of Inverter Nonlinear Effects in AC Drives.

- [4] Gianmario Pellegrino, Radu Iustin Bojoi, Paolo Guglielmi, Andrea Cavagnino: Direct Flux Vector Control of Axial Flux IPM Motors for in-Wheel Traction Solutions.