



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA

UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI PADOVA

Dipartimento di Ingegneria Industriale DII

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria dell'Energia Elettrica

Studio, sviluppo e comparazione di due tecniche di controllo
per un azionamento brushless multimotore

Relatore

Ch.mo Prof. Bolognani Silverio

Laureando

Daniele De Gaetano 1133523

Anno Accademico 2017/2018

Indice

Introduzione	1
1 Raccolta bibliografica	3
1.1 Architettura Master - Slave	3
1.2 Coppia Ottimale - Controllo Corrente	12
1.3 Controllo predittivo coppia "Split and Seek"	20
1.4 Tecnica della corrente media di fase	23
1.5 Controllo ad orientamento di campo (FOC) sensorless	24
2 Progetto dei controllori PI	27
2.1 Dati del motore	27
2.1.1 Anello di corrente	27
2.1.2 Anello di velocità	27
2.1.3 Diagrammi di Bode	28
3 Controllo con scelta del motore master	33
3.1 Descrizione del controllo	33
3.2 Logica di controllo	36
3.2.1 Generazione del segnale Enable	36
3.3 Simulazioni	36
3.3.1 Coppia di disturbo positiva	37
3.3.2 Coppia di disturbo negativa	41
4 Controllo con la media delle grandezze misurate	51
4.1 Descrizione	51
4.2 Logica di controllo	52
4.3 Simulazioni	53
4.3.1 Coppia di disturbo positiva	53
4.3.2 Coppia di disturbo negativa	61
5 Analisi comparativa	69
5.0.1 Senza coppia di disturbo	69
5.0.2 Coppia di disturbo positiva	73
5.0.3 Coppia di disturbo negativa	79

5.0.4	Considerazioni	82
6	Sperimentazione	87
6.1	Banco di prova	87
6.2	Risultati	88
6.2.1	Prova con rampa	88
6.2.2	Prova con inversione	88
	Conclusioni	95
	Bibliografia	97

Sommario

Nel PRIMO CAPITOLO sono presenti le principali tecniche di controllo per azionamenti multimotore, di tipo sincrono brushless, ad oggi presenti in letteratura.

Nel SECONDO CAPITOLO è presente il progetto dei controllori di velocità e di corrente dell'azionamento, con i relativi diagrammi di Bode.

Nel TERZO CAPITOLO è descritto il progetto della tecnica che controlla il motore master. In particolare è illustrata la logica di comando del sistema, la configurazione dello stesso e i risultati ottenuti dalle simulazioni.

Nel QUARTO CAPITOLO è descritto il progetto della tecnica che controlla i motori con la media delle grandezze misurate. Anche per tale tecnica è presente nel dettaglio la configurazione del sistema ed i risultati ottenuti dalle simulazioni dello stesso.

Nel QUINTO CAPITOLO è presente l'analisi comparativa delle due tecniche sviluppate. Tale analisi è incentrata sulla dinamica, sulle correnti, sulle perdite Joule del sistema.

Nel SESTO CAPITOLO si è effettuata una prova sperimentale preliminare. In tale sperimentazione si è testata la capacità dinamica del motore non controllato con due tipi di prove.

Introduzione

Gli azionamenti multimotore hanno come scopo quello di ridurre l'elettronica di potenza del sistema. Riducendo l'elettronica di potenza si ottiene una riduzione sia dei costi che del peso dell'azionamento. Per quanto riguarda quest'ultimo aspetto si pensi all'importanza in campo aeronautico dove il peso risulta una componente fondamentale nella progettazione di un aeromobile.

Inoltre, tali tipi di azionamenti, potrebbero essere applicati in quei settori dove più motori devono funzionare nelle stesse condizioni di carico per la maggior parte del tempo, come ad esempio nell'industria frigorifera o nel settore della ventilazione (serre, gallerie). Altro possibile campo di applicazione è la trazione.

Come riduzione di elettronica di potenza viene intesa la riduzione del numero di inverter presenti nell'azionamento; infatti, in tale approccio, non vi è più la classica configurazione di un azionamento elettrico, ossia un motore - un inverter ma, nella configurazione multimotore, un inverter andrà ad alimentare più motori.

Dopo uno studio iniziale della bibliografia, si procederà all'implementazione di due differenti tecniche di controllo. Tali tecniche verranno, dopo le varie simulazioni, confrontate tra loro.

In particolare ci si soffermerà sul controllo di due motori sincroni brushless a magneti superficiali (SPM). A tal proposito, i dati di riferimento dei due motori, saranno ottenuti da due macchine uguali presenti nel laboratorio EdLab di azionamenti elettrici dell'Università degli Studi di Padova.

Le due tecniche di controllo saranno sviluppate mediante software Simulink. La prima tecnica che verrà illustrata, sceglie il motore da controllare di volta in volta in base a come variano le condizioni di carico.

La seconda tecnica segue una filosofia differente; infatti per il controllo di entrambe le macchine si utilizza la media di tutte le grandezze misurate.

Infine si effettuerà una prova sperimentale preliminare per verificare la fattibilità di questo tipo di azionamento.

Lo scopo principale di questo lavoro di tesi è riuscire a progettare due tecniche di controllo capaci di far fronte alla riduzione di elettronica di potenza garantendo comunque la stabilità dell'azionamento multimotore.

Capitolo 1

Raccolta bibliografica

In questo capitolo si vogliono raccogliere e illustrare le principali tecniche di controllo per gli azionamenti brushless multimotore presenti, ad oggi, in letteratura.

1.1 Architettura Master - Slave

La struttura è caratterizzata da due motori connessi in parallelo, alimentati da un unico inverter.

I motori brushless utilizzati nel sistema sono ipotizzati avere le stesse caratteristiche. Il campo magnetico generato dai magneti è costante e la forza elettromotrice è considerata sinusoidale.

Prima di descrivere il principio di funzionamento del sistema nel suo complesso, si illustreranno le equazioni del singolo motore.

Per poter procedere al controllo del sistema è importante conoscere le correnti di statore (i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}), le tensioni di statore (u_{s1}, u_{s2}, u_{s3}) e la posizione rotorica θ . L'equazione elettrica per la fase j -esima è riportata di seguito:

$$u_{sj} = R i_{sj} + L \frac{di_{sj}}{dt} + e_{sj} \quad (1.1)$$

La forza elettromotrice presente nella (1.1) è espressa mediante la seguente equazione:

$$e_{sj} = p\Omega\lambda_{PM}\sin(p\theta - (j-1)\frac{2\pi}{3}) \quad (1.2)$$

con Φ_M flusso massimo e p numero di coppie polari del singolo motore.

La velocità meccanica ha la seguente espressione:

$$\Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (1.3)$$

L'equazione di bilancio della coppia è:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_L - f_0\Omega \quad (1.4)$$

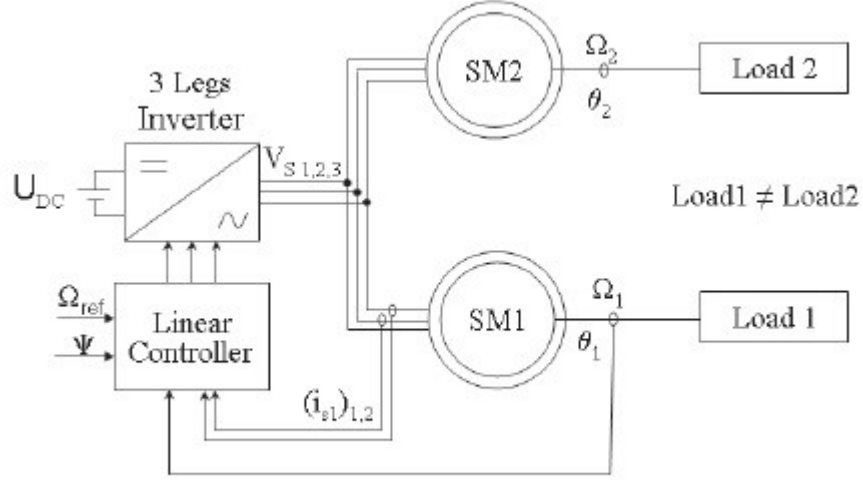


Figura 1.1: Architettura Master-Slave

con f_0 coefficiente d'attrito di frizione, Ω velocità di rotazione rotorica, J inerzia totale, T_L coppia di carico e T_{em} coppia elettromagnetica del motore. La coppia elettromagnetica totale, ottenuta mediante l'interazione delle tre fasi, è riportata nell'espressione seguente:

$$T_{em} = p\lambda_{PM} \sum_{j=1}^3 \sin(p\theta - (j-1)\frac{2\pi}{3})i_{s_j} \quad (1.5)$$

Questo tipo di architettura è caratterizzata dal solo controllo della macchina che viene scelta come master. In figura 1.1 è possibile apprezzare tale configurazione, dove il motore 1 è il master. Il motore master viene scelto di volta in volta ed è il motore che presenta la coppia di carico maggiore. Quindi vengono misurate e mandate in retroazione la posizione rotorica e le correnti di statore del solo motore master.

L'inverter è di tipo trifase e la tensione del DC bus è costante e non cambia. I motori sono alimentati dalla stessa tensione (ampiezza e frequenza), quindi nello stato stazionario di funzionamento essi risultano avere la stessa velocità di rotazione del rotore. L'inverter utilizza una tecnica, per il comando degli interruttori di potenza, di tipo PWM. Nei motori brushless il campo di rotore e quello di statore sono sincroni. La stabilità dei due motori connessi in parallelo deve essere assicurata dal controllo. Il controllo utilizzato presenta un anello esterno di velocità ed un anello interno di corrente; esso utilizza dei controllori proporzionali-integrativi PI provvisti di antiwindup; tale controllo è mostrato in figura 1.2. Il diagramma dello stato stazionario, è mostrato in figura 1.3. In tale figura è stata trascurata la resistenza R

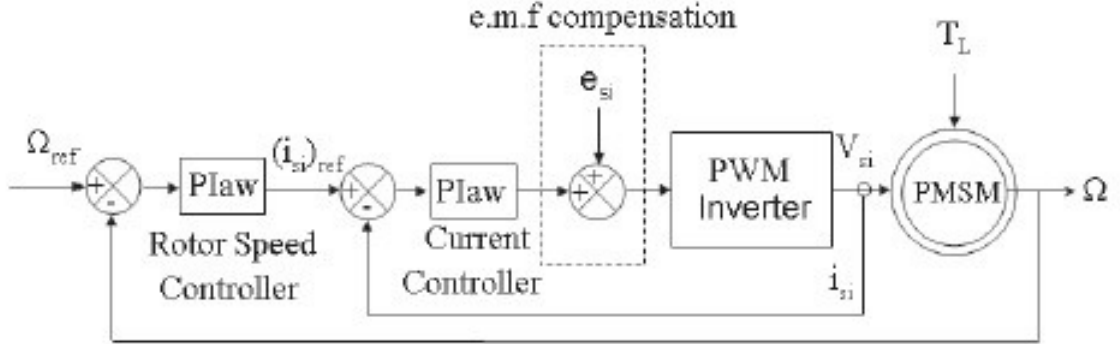


Figura 1.2: Controllo

in quanto, in tale stato, sono presenti correnti sinusoidali di basso valore. L'angolo φ è lo sfasamento tra corrente e tensione, l'angolo δ è lo sfasamento tra forza elettromotrice e tensione, l'angolo Ψ è lo sfasamento tra forza elettromotrice e corrente. Utilizzando le precedenti espressioni elettriche e meccaniche del singolo motore, la coppia elettromagnetica si può riscrivere nel seguente modo:

$$T_{em} = K1I \cos(\Psi) = K2 \frac{V}{\omega} \sin(\delta) \quad (1.6)$$

Dove:

$$K1 = 3p\lambda_M;$$

$$K2 = 3p \frac{\lambda_M}{L}.$$

Lo schema a blocchi del singolo motore è mostrato in figura 1.4. Se la coppia cambia in modo improvviso, non è immediata la risposta contraria dell'angolo δ , in quanto l'anello di corrente è più veloce dell'anello di velocità. In figura 1.5 è possibile vedere la zona di stabilità del motore sincrono brushless a tensione V e frequenza fissate. Notiamo che il motore è stabile se $\delta < \pi/2$. Fino al valore di $\delta < \pi/2$, al crescere dell'angolo δ , cresce anche la coppia elettromagnetica T_{em} ed il sistema risulta pertanto stabile; superato tale limite, al crescere di δ , la coppia T_{em} decresce; pertanto la stabilità del sistema non è più garantita. Per ottenere la coppia massima, a parità di corrente, l'angolo Ψ deve essere scelto uguale a zero, quindi la coppia espressa mediante l'equazione 1.6, risulta essere direttamente proporzionale alla corrente applicata:

$$T_{em} = K1I \quad (1.7)$$

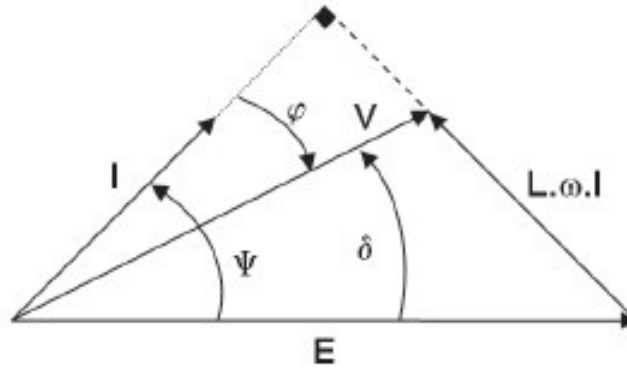


Figura 1.3: Diagramma vettoriale stato stazionario del singolo motore

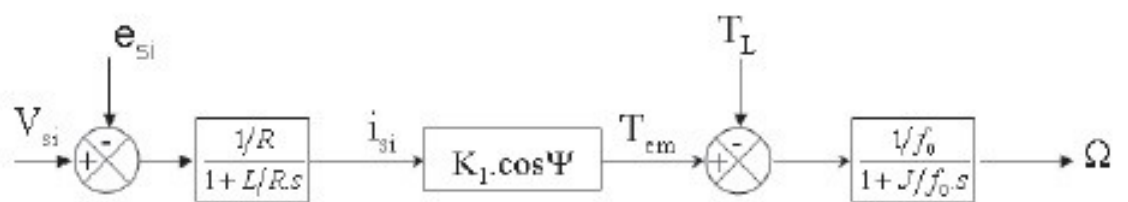


Figura 1.4: Schema a blocchi del singolo motore

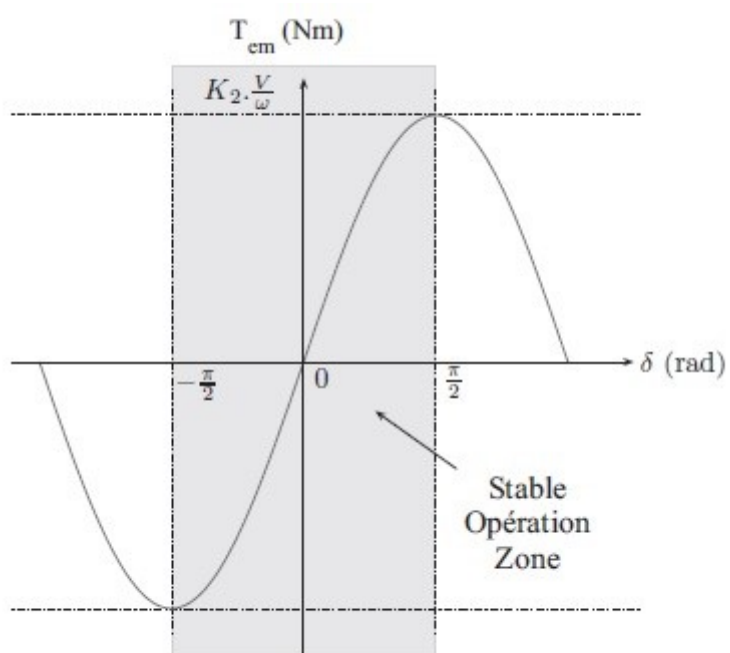


Figura 1.5: Zona di stabilità del motore

Durante lo stato stazionario la 1.4 risulta uguale a zero e considerando l'attrito di frizione f_0 nullo si ha:

$$T_{em} = T_L \quad (1.8)$$

Essendo la velocità del rotore proporzionale alla pulsazione elettrica, essa è uguale per entrambi i motori:

$$\Omega_1 = \Omega_2 = \Omega \quad (1.9)$$

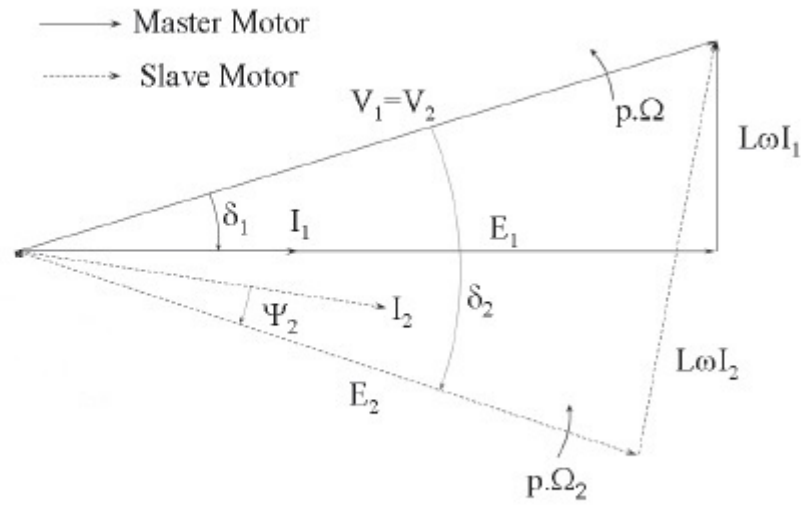
di conseguenza è uguale anche il modulo della forza elettromotrice dei due motori ($|E_1| = |E_2|$).

La stabilità del motore slave è assicurata se e solo se $\delta_2 < \pi/2$. Ricordando che il solo motore master è pilotato e che tale controllo ha lo scopo di tenere l'angolo $\delta_1 < \pi/2$, ci possono essere le tre seguenti condizioni di stabilità del sistema:

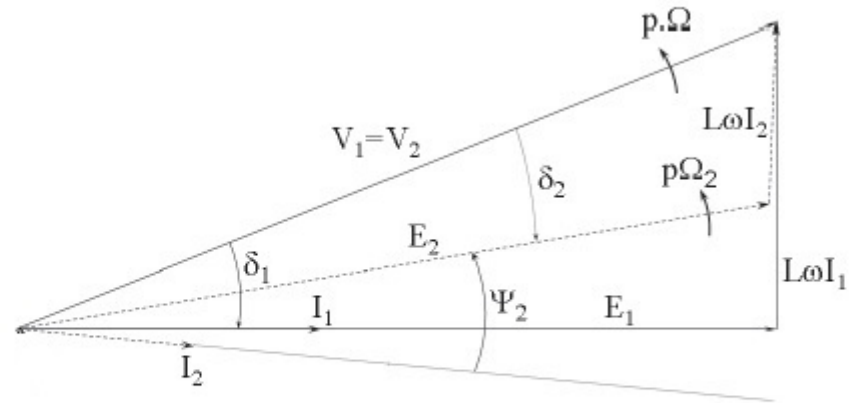
- Coppie di carico uguali tra i due motori, quindi coppie elettromagnetiche ed angoli δ uguali \rightarrow sistema stabile;
- Coppia di carico del motore master maggiore di quella del motore slave, la coppia elettromagnetica del motore master è maggiore di quella del motore slave, ciò comporta $\delta_2 < \delta_1$ e quindi $\delta_2 < \pi/2 \rightarrow$ sistema stabile;
- Il motore slave ha coppia di carico maggiore di quella del motore master, la coppia elettromagnetica del motore master risulta maggiore di quella del motore slave così come l'angolo δ , quindi potrebbe essere che $\delta_2 > \pi/2 \rightarrow$ stabilità del sistema non garantita.

In figura 1.6 è rappresentato il diagramma vettoriale dei due motori connessi in parallelo in due dei tre casi prima citati, ovvero il punto 2 e il punto 3. L'angolo Ψ_1 è imposto uguale a zero. Essendo i due motori connessi in parallelo ed alimentati dallo stesso inverter, la tensione è la stessa per entrambi. Nella figura a) la coppia del motore slave è maggiore di quella del motore master; si noti come la disuguaglianza $\delta_1 < \delta_2$ sia verificata. In questo caso la corrente del motore slave è maggiore del motore master. L'angolo Ψ_2 cresce, la coppia del motore decresce ed il rotore inizia a rallentare. Questo fenomeno porta in breve tempo ad una situazione di stallo ed il sistema risulta quindi instabile.

Nella figura b) la coppia del motore master è maggiore di quella del motore slave; è verificata la disuguaglianza $\delta_2 < \delta_1$. La corrente del motore master è maggiore di quella del motore slave e la sua intensità resta sempre al di sotto dei valori di riferimento. In questo caso l'angolo Ψ_2 decresce, la coppia cresce ed il motore accelera. In questo caso il sincronismo viene trovato ed il sistema risulta stabile. Il flusso totale è composto dal flusso di rotore e dal



(a) Case 1 - $T_{L1} < T_{L2}$



(b) Case 2 - $T_{L1} > T_{L2}$

Figura 1.6: Diagramma vettoriale dei due motori connessi in parallelo

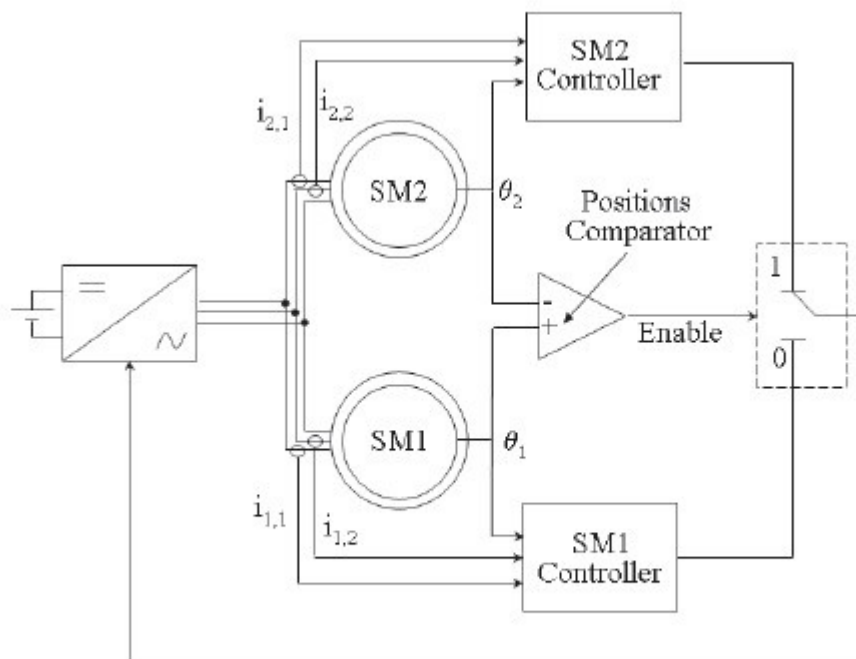


Figura 1.7: Schema di principio per la scelta del motore master

flusso di induzione. Quindi per assicurare la stabilità occorre controllare il sistema con la coppia di carico più alta, come accennato in precedenza.

La macchina master viene scelta confrontando la posizione rotorica dei due motori mediante la generazione di un segnale Enable; il motore che ha il valore di posizione rotorica più piccolo è scelto come motore master. Essendo la posizione rotorica già utilizzata per il controllo, non c'è bisogno di ulteriori sensori per scegliere il motore master. Per generare il segnale Enable è usato un comparatore. Il sistema è rappresentato in figura 1.7, mentre nella figura 1.8 vi è rappresentato, in dettaglio, il comparatore per produrre il segnale Enable. Nella maggior parte del tempo, le due posizioni rotoriche dei motori, circa coincidono e quindi il risultato è circa zero; tuttavia ci potrebbero essere leggere variazioni di coppia che potrebbero causare un segnale Enable non voluto e far cambiare il motore master; infatti piccole variazioni di coppia non devono essere considerate. Per far in modo di evitare quanto detto, si aggiunge dopo la comparazione una isteresi. Nel sistema è integrato un combinatore logico che permette di "lavorare" il segnale comparato. Il controllo del motore slave è a catena aperta, questo vuol dire che il suo antiwindup è saturo. Quando il segnale Enable cambia valore, il motore slave diventa

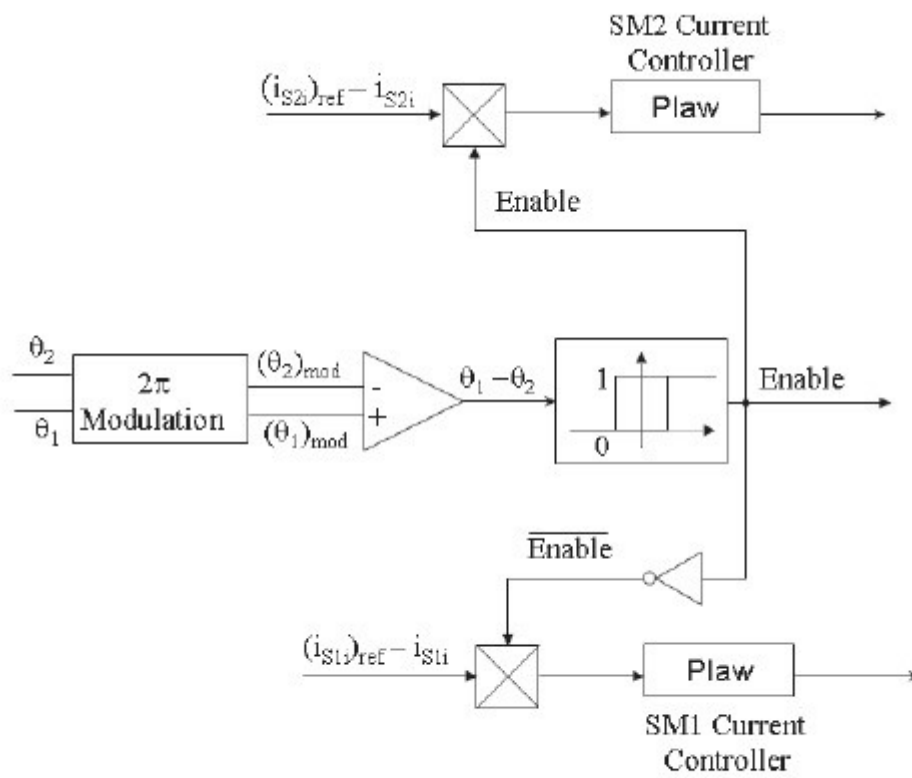


Figura 1.8: Schema di dettaglio per la generazione del segnale Enable

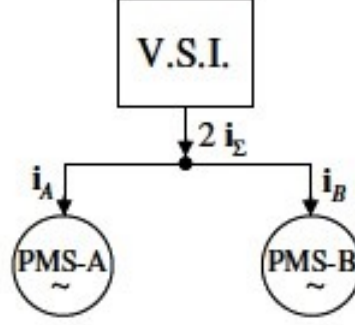


Figura 1.9: Schema di potenza del sistema

motore master mentre il valore del suo antiwindup è ancora saturo; questo comporta la comparsa di una corrente di picco dopo il cambio master/slave. Per evitare ciò, il segnale Enable cancella la corrente di riferimento quando la sua regolazione è ad anello aperto.

1.2 Coppia Ottimale - Controllo Corrente

Questa tecnica di controllo è basata sulla misura di velocità della rotazione del rotore ed è applicato un riferimento di coppia ad entrambi i motori connessi in parallelo. I riferimenti di corrente sono ricavati per via analitica. Per regolare l'alimentazione dei motori, è applicato un algoritmo predittivo. Lo schema di potenza del sistema è mostrato in figura 1.9. I due motori hanno uguali caratteristiche e hanno diversi carichi. Le equazioni matematiche per i due motori, assumendo sinusoidale la forza elettromotrice, sono rappresentate di seguito; si noti che i due motori hanno diverso sistema di riferimento, ma entrambi i riferimenti sono implementanti nel riferimento sincrono con il rotore (d-q).

Per il motore A:

$$\vec{u}_A^a = R\vec{i}_A^a + \frac{L_S d\vec{i}_A^a}{dt} + jp\omega_{r,A}L_S\vec{i}_A^a + jp\omega_{r,A}\lambda_{PM,A} \quad (1.10)$$

$$T_A - T_{L,A} = J_A(d\omega_{r,A}/dt) \quad (1.11)$$

$$T_A = \frac{3}{2}p\lambda_{PM,A}Im(\vec{i}_A^a) \quad (1.12)$$

$$\omega_{r,A} = d\theta_A/dt \quad (1.13)$$

Per il motore B:

$$\vec{u}_B^b = R\vec{i}_B^b + \frac{L_S d\vec{i}_B^b}{dt} + jp\omega_{r,B}L_S\vec{i}_B^b + jp\omega_{r,B}\lambda_{PM,B} \quad (1.14)$$

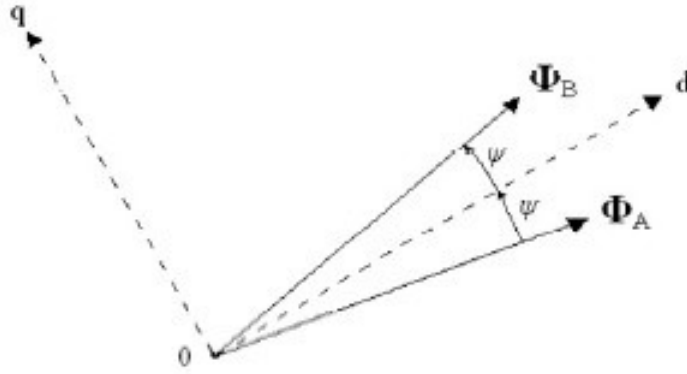


Figura 1.10: Riferimento del sistema

$$T_B - T_{L,B} = \frac{J_B d\omega_{r,B}}{dt} \quad (1.15)$$

$$T_B = \frac{3}{2} p \lambda_{PM,B} \text{Im}(\vec{i}_B) \quad (1.16)$$

$$\omega_{r,B} = d\theta_B/dt \quad (1.17)$$

dove L è l'induttanza di armatura, p è il numero di coppie polari, R è la resistenza di armatura, M è la coppia, θ è la posizione angolare di rotore, λ_{PM} è il flusso al traferro prodotto dai magneti, ω_r è la velocità angolare di rotore, \vec{i} è il vettore delle correnti, \vec{u} è il vettore tensione di alimentazione. Il riferimento dell'intero sistema, comprensivo di entrambi i motori, è rappresentato in figura 1.10. Si noti che tale sistema di riferimento è diverso dai due sistemi di riferimento dei singoli motori; anche esso è implementato nel riferimento d-q. Si noti che l'angolo ψ è lo sfasamento tra il flusso al traferro di un motore con l'asse diretto. L'angolo che intercorre tra i flussi al traferro del motore A e del motore B è di 2ψ . L'ampiezza dei flussi è uguale per i due motori.

Le equazioni nel nuovo sistema di riferimento (quello comprensivo di entrambi i motori) sono:

$$\vec{u}_\Sigma = R\vec{i}_\Sigma + \frac{L_S d\vec{i}_\Sigma}{dt} + jp\omega_{r\Sigma} L_S \vec{i}_\Sigma + jp\omega_{r\Delta} L_S \vec{i}_\Delta + jp\omega_{r\Sigma} \lambda_{PM} \cos\Psi + p\omega_{r\Delta} \lambda_{PM} \sin\Psi \quad (1.18)$$

$$T_\Sigma - T_{L,\Sigma} = \frac{J d\omega_{r\Sigma}}{dt} \quad (1.19)$$

$$T_\Sigma = \frac{3}{2} p \lambda_{PM} (i_{\Sigma q} \cos\Psi + i_{\Delta d} \sin\Psi) \quad (1.20)$$

$$0 = R\vec{i}_\Delta + \frac{L_S d\vec{i}_\Delta}{dt} + jp\omega_r L_S \vec{i}_\Delta + jp\omega_r L_S \vec{i}_\Sigma + jp\omega_r \lambda_{PM} \cos\Psi + p\omega_r \lambda_{PM} \sin\Psi \quad (1.21)$$

$$T_\Delta - T_{L,\Delta} = \frac{Jd\omega_r \Delta}{dt} \quad (1.22)$$

$$T_\Delta = \frac{3}{2} p \lambda_{PM} (i_{\Delta q} \cos\Psi + i_{\Sigma d} \sin\Psi) \quad (1.23)$$

Dove il simbolo Δ rappresenta la quantità differenziale, mentre il simbolo Σ rappresenta il valore medio. Quando si è nello stato stazionario, i due motori hanno la stessa velocità rotorica ed il modello matematico è il seguente:

$$\vec{V}_\Sigma = R\vec{I}_\Sigma + jp\omega_r L_S \vec{I}_\Sigma + jp\omega_r \lambda_{PM} \cos\Psi \quad (1.24)$$

$$0 = R\vec{I}_\Delta + jp\omega_r L_S \vec{I}_\Delta + p\omega_r \lambda_{PM} \sin\Psi \quad (1.25)$$

$$T_\Sigma = \frac{3}{2} p \lambda_{PM} (i_{\Sigma q} \cos\Psi + i_{\Delta d} \sin\Psi) \quad (1.26)$$

$$T_\Delta = \frac{3}{2} p \lambda_{PM} (i_{\Delta q} \cos\Psi + i_{\Sigma d} \sin\Psi) \quad (1.27)$$

Le equazioni 1.24, 1.25, 1.26, 1.27 rappresentano un sistema di sei equazioni reali in sette incognite ($\Psi, \vec{I}_\Sigma, \vec{I}_\Delta, \vec{V}_\Sigma$). Quindi per risolvere questo sistema c'è bisogno di una variabile che verrà ottenuta dall'algoritmo di controllo.

L'algoritmo di controllo è in corrente. Di seguito è riportata la quantità ρ che è il rapporto tra coppia e corrente:

$$\rho = \frac{T_A + T_B}{|\vec{I}_A + \vec{I}_B|} \quad (1.28)$$

tale equazione può essere riscritta anche nel seguente modo:

$$\rho = \frac{A \sin\Psi \cos\Psi}{\sqrt{(B \cos\Psi + C \sin\Psi \cos^2\Psi)^2 + (D \sin\Psi + E \sin^3\Psi)^2}} \quad (1.29)$$

Dove:

$$A = T_\Sigma 3p \lambda_{PM} Z^2$$

$$B = 2T_\Delta Z^2$$

$$C = -3p^3 \omega_r^2 \lambda_{PM}^2 L$$

$$D = 2T_\Sigma Z^2$$

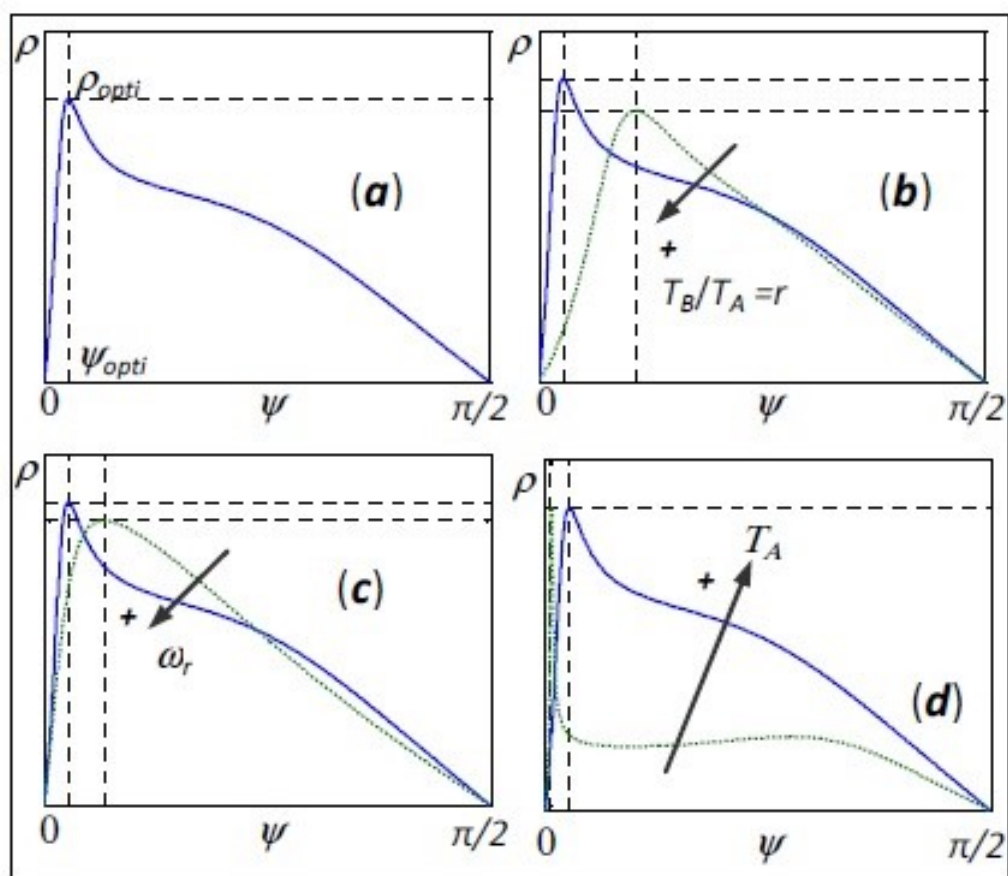
$$E = 3p^2 \omega_r \lambda_{PM}^2 R$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (p\omega_r L)^2}$$

Per il controllo si impone la condizione di massimo rapporto tra coppia media e corrente media:

$$\frac{\delta}{\delta\Psi} \left(\frac{T_\Sigma}{I_\Sigma} \right) = \frac{\delta\rho}{\delta\Psi} = 0 \quad (1.30)$$

Le correnti $I_{\Sigma d}$ e $I_{\Sigma q}$, possono essere ricavate dalle 1.27 e 1.28. La funzione ρ è funzione di Ψ ; in figura 1.11 ne è rappresentato l'andamento al variare del

Figura 1.11: Andamento di ρ al variare di Ψ

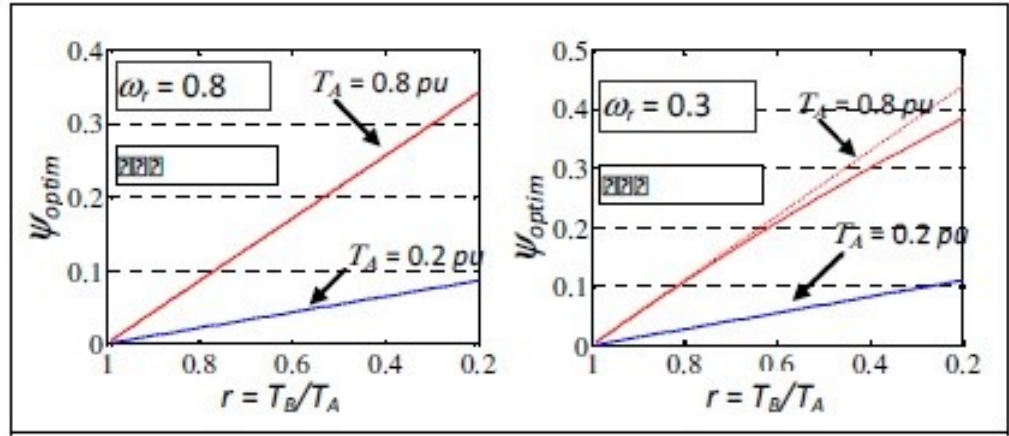


Figura 1.12: Andamento di Ψ_{optim} in funzione del rapporto di coppia r

rapporto r (con $r = T_B/T_A$), della velocità angolare rotorica e della coppia T_A . La 1.30 non è risolvibile per via analitica. Tuttavia la funzione ρ è positiva nell'intervallo di Ψ che va da 0 a $\frac{\pi}{2}$ ed è 0 per $\Psi = 0$ e $\Psi = \frac{\pi}{2}$. Quindi la grandezza ρ ha un massimo ρ_{optim} in corrispondenza di Ψ_{optim} . Se lo sbilanciamento dei carichi sui due motori è piccolo, l'angolo Ψ_{optim} è piccolo e quindi possiamo affermare che:

$$\sin\Psi = \Psi \quad (1.31)$$

$$\cos\Psi = 1 \quad (1.32)$$

Questa approssimazione ci permette di risolvere la 1.30 in quanto essa diventa una equazione di primo grado. Possiamo così trovare Ψ_{optim} :

$$\Psi_{optim}^a = \frac{2T_\Delta[R^2 + (p\omega_r L)^2]}{3p^3\omega_r^2\lambda_{PM}^2 L} \quad (1.33)$$

$$T_\Delta = T_A \frac{1-r}{2} \quad (1.34)$$

Ψ_{optim}^a è il valore approssimato di Ψ quale massimizzazione di ρ . Gli andamenti di Ψ_{optim} e Ψ , per diversi valori di velocità rotorica, in funzione del rapporto r , sono riportati in figura 1.12. In figura 1.13 si può vedere l'andamento della corrente media nelle condizioni di ottimo in corrispondenza di diverse condizioni di velocità e di carico; inoltre è rappresentato il confronto tra tecnica con l'angolo ottimo, tecnica approssimata, tecnica con il controllo di un singolo motore. Tra la tecnica approssimata e la tecnica con l'ottimo i valori di corrente sono praticamente identici, mentre con il controllo del singolo motore la corrente assume valori più elevati con conseguenze negative

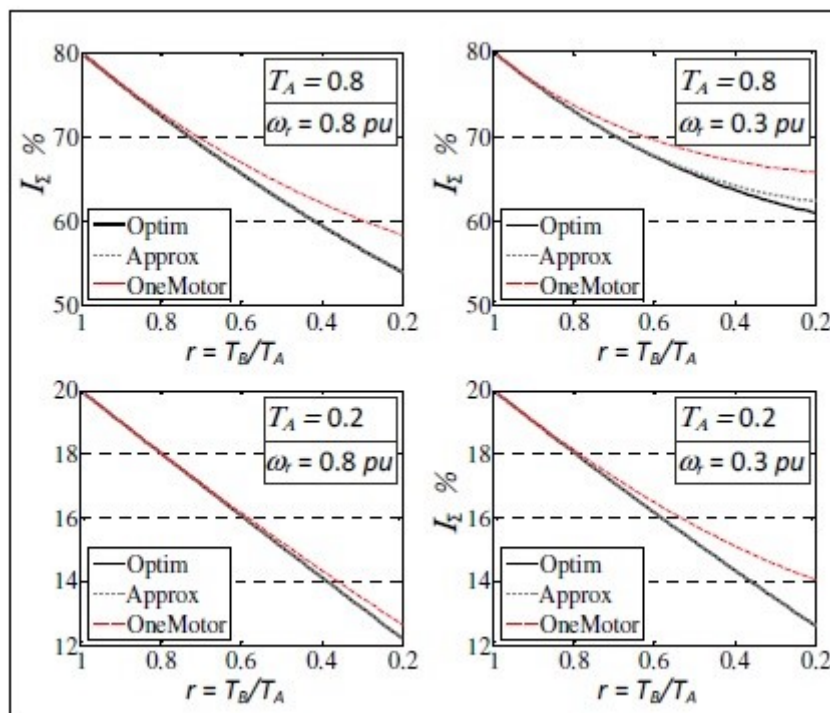


Figura 1.13: Andamento della corrente media in funzione del rapporto di coppia r

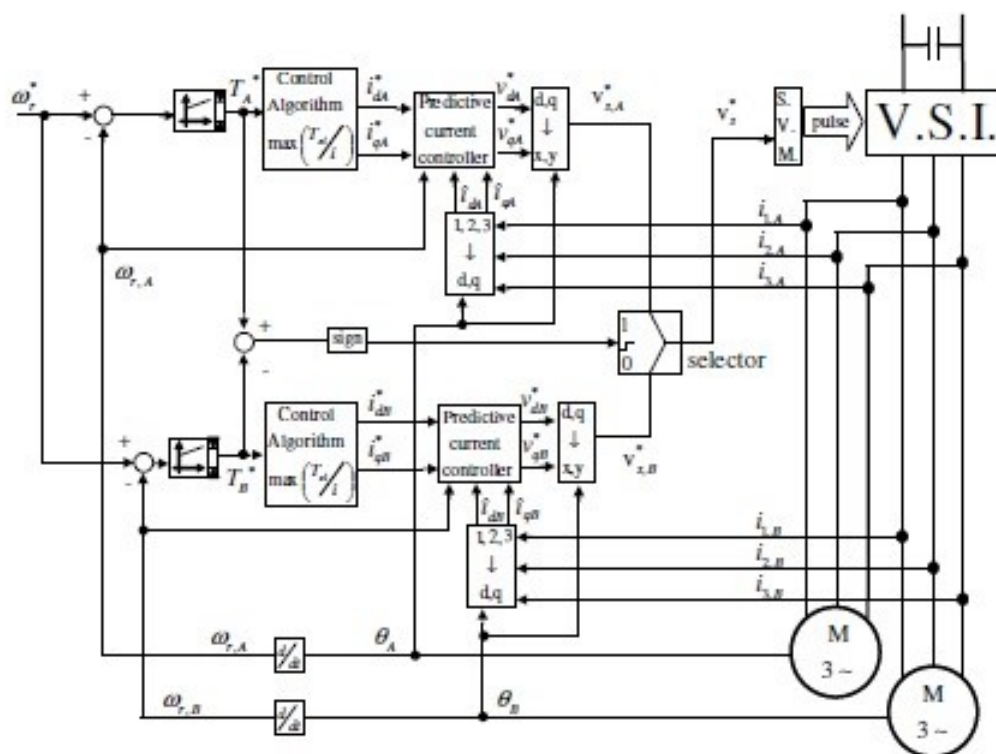


Figura 1.14: Schema di controllo singolo motore

per la dimensione dell'inverter che dovrebbe essere maggiore. La tecnica di controllo solo su un motore è mostrata in figura 1.14.

L'algoritmo predittivo per l'alimentazione, invece, aiuta a ridurre le distorsioni di coppia e corrente rispetto all'uso di controllori proporzionali-integrativi ad isteresi.

La struttura, completa di controllo, è mostrata in figura 1.15. La velocità rotorica viene misurata in modo separato per ogni motore e viene confrontata con la velocità rotorica di riferimento. I riferimenti di coppia dei due motori vengono elaborati nel blocco C1 da dove escono i valori di coppia di riferimento media e differenziale. Tali valori entrano nel blocco C2 dove si ottengono in uscita i valori di riferimento delle correnti media e differenziale. Nel blocco C2 entra anche il valore di Ψ_{optim}^a elaborato nel blocco C3 dove è stata utilizzata la 1.33. In entrata al blocco C3 vi è il valore medio della velocità rotorica che va anche in ingresso al blocco C2. La posizione rotorica è ottenuta mediante due encoder, uno per ogni motore. Dal blocco del controllo predittivo escono i riferimenti di tensione sull'asse diretto e quadratura che poi opportunamente riportati nel riferimento di statore mediante la media della posizione rotorica tra i due motori, entrano nel blocco PWM che

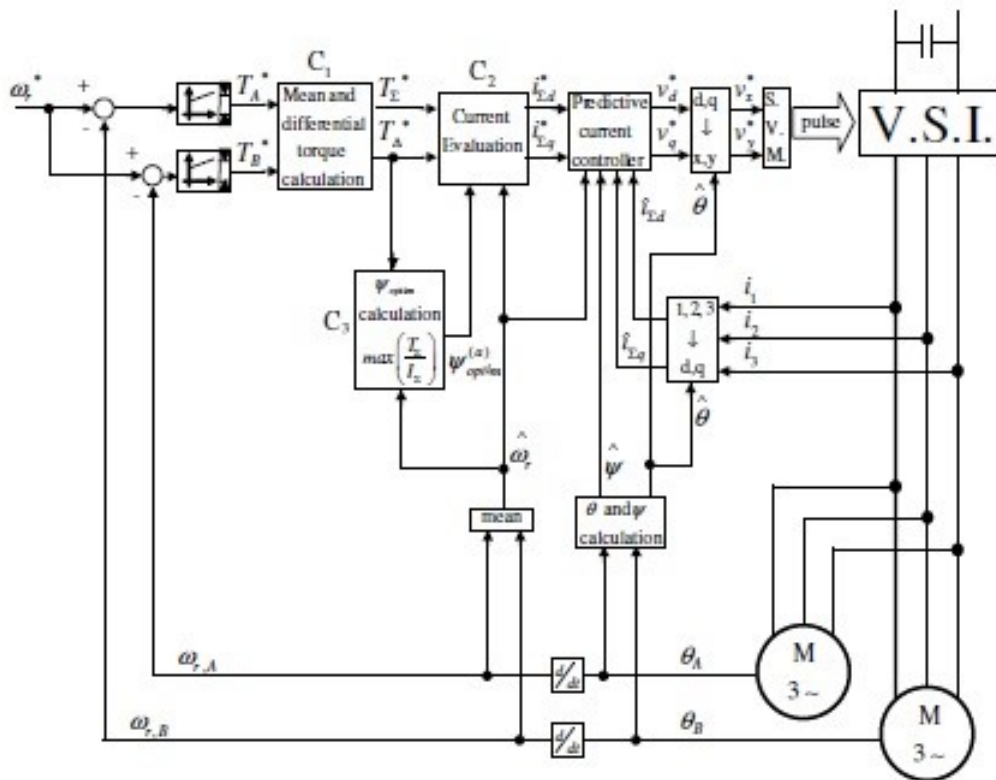


Figura 1.15: Schema di controllo

quindi andrà a comandare gli interruttori dell'inverter.

1.3 Controllo predittivo coppia "Split and Seek"

Il sistema è costituito da un inverter che alimenta due motori brushless identici connessi in parallelo. Il sistema di controllo è costituito da due anelli: uno di coppia, l'altro di velocità. Per l'anello di velocità sono utilizzati dei controllori di tipo RST provvisti di antiwindup. Dai controllori di velocità, che in ingresso hanno l'errore di velocità tra quella effettiva ed il riferimento, escono i riferimenti di coppia che poi andranno nel blocco per il controllo predittivo. Dal blocco per il controllo predittivo si generano in uscita i riferimenti di tensione, che mediante tecnica SVM, vengono inviati all'inverter.

In figura 1.16 è mostrata la struttura del sistema.

Considerando la forza elettromotrice sinusoidale, trascurando le perdite per isteresi e la saturazione magnetica, le equazioni elettriche del motore nel riferimento sincrono con il rotore (dq) sono le seguenti:

$$u_d = R_S i_d + \frac{L_d di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (1.35)$$

$$u_q = R_S i_q + \frac{L_q di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \lambda_{PM} \quad (1.36)$$

Dove u sono le tensioni, L sono le induttanze, λ_{PM} è il flusso generato dai magneti permanenti, R_S la resistenza di statore ω_e è la pulsazione elettrica. La coppia elettromagnetica per una macchina a magneti interni è:

$$T_e = p(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) = p(\lambda_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (1.37)$$

La coppia elettromagnetica di una macchina a magneti superficiali, essendo le L di asse diretto e in quadratura uguali ($L_d = L_q = L_S$), si riduce nel seguente modo:

$$T_e = p \lambda_{PM} i_q \quad (1.38)$$

Le equazioni meccaniche sono:

$$T_e - T_L = \frac{J d\omega_r}{dt} + f\omega_r \quad (1.39)$$

$$\frac{J d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (1.40)$$

Con un tempo di campionamento dell'inverter T_S piccolo, si possono considerare le tensioni di asse diretto e di asse in quadratura, la velocità angolare rotorica, la posizione rotorica costanti nel periodo di campionamento. La coppia predittiva per le due macchine è calcolata mediante le seguenti equazioni:

$$T_{e1}^{k+1} = p \lambda_{PM} i_{q1}^{k+1} \quad (1.41)$$

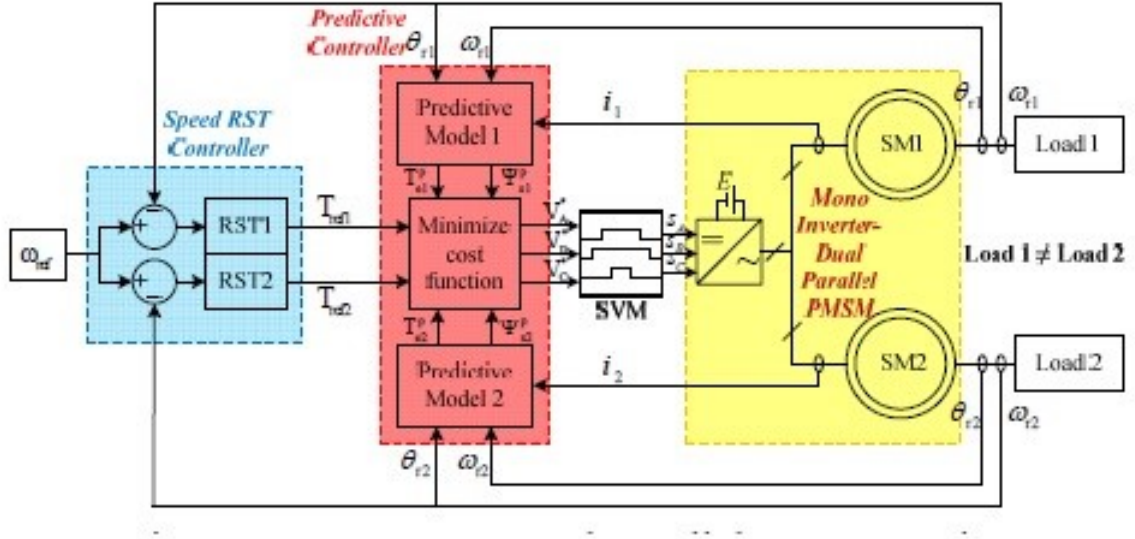


Figura 1.16: Struttura del sistema

$$T_{e2}^{k+1} = p\lambda_{PM}i_{q2}^{k+1} \quad (1.42)$$

Le correnti di predizione sono ottenute mediante la seguente operazione espressa in forma matriciale:

$$\begin{bmatrix} i_{d1}^{k+1} \\ i_{q1}^{k+1} \\ i_{d2}^{k+1} \\ i_{q2}^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_S R_S}{L_S} & T_S \omega_{e1}^k & 0 & 0 \\ -T_S \omega_{e1}^k & 1 - \frac{T_S R_S}{L_S} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{T_S R_S}{L_S} & T_S \omega_{e2}^k \\ 0 & 0 & -T_S \omega_{e2}^k & 1 - \frac{T_S R_S}{L_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1}^k \\ i_{q1}^k \\ i_{d2}^k \\ i_{q2}^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_S}{L_S} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_S}{L_S} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{T_S}{L_S} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{T_S}{L_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d1}^k \\ u_{q1}^k \\ u_{d2}^k \\ u_{q2}^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T_S \omega_{e1}^k \lambda_{PM}}{L_S} \\ 0 \\ \frac{T_S \omega_{e2}^k \lambda_{PM}}{L_S} \end{bmatrix}$$

Nel blocco costo funzione arrivano i riferimenti di coppia provenienti dai controllori di velocità e la coppia elettromagnetica e il flusso delle rispettive macchine provenienti dal blocco predittivo. Il costo di funzione è costruito mediante la seguente equazione:

$$g = (T_1^* - T_{e1}^{k+1})^2 + (T_2^* - T_{e2}^{k+1}) + q_1(i_{d1}^{k+1})^2 + q_2(i_{d2}^{k+1})^2 \quad (1.43)$$

Dove T^* è il riferimento di coppia, T^{k+1} è la predizione della coppia, i^{k+1} è la predizione della corrente e q sono fattori di peso. L'algoritmo di controllo "Split and Seek" effettua una scelta del vettore di tensione, con l'obiettivo

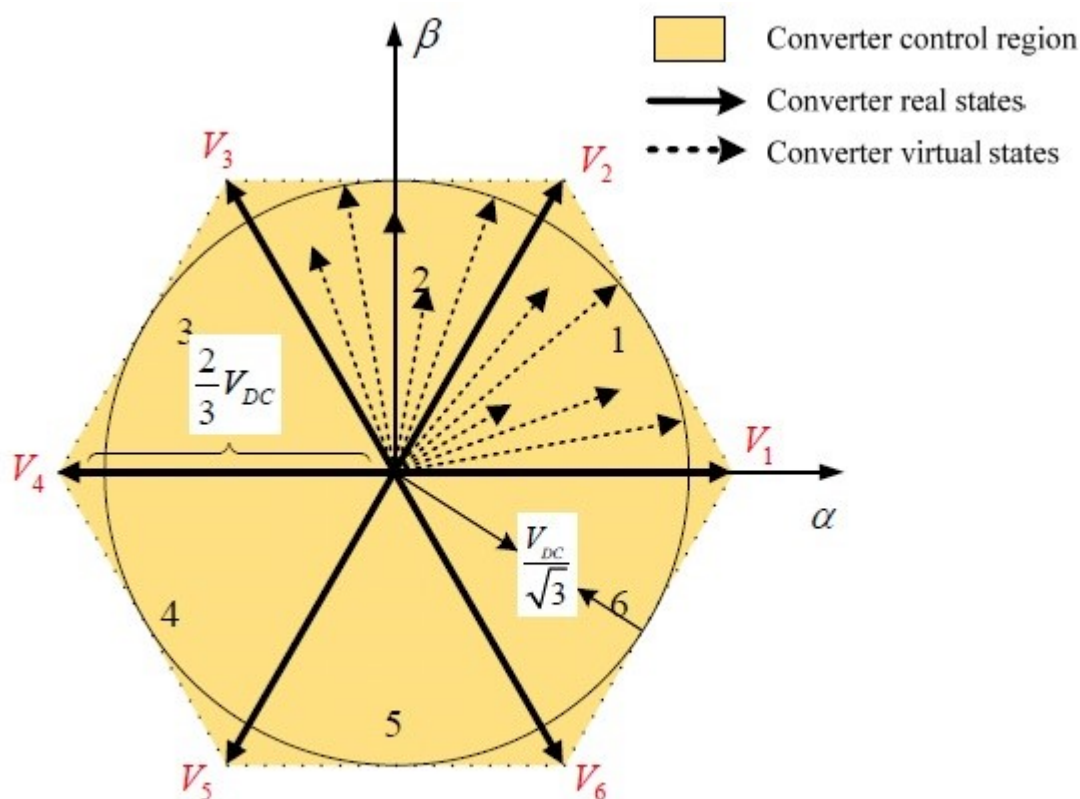


Figura 1.17: Regione di controllo del convertitore

di minimizzare la funzione costo g , non solo tra i vettori di tensione reali prodotti dall'inverter, ma anche tra quelli virtuali ottenuti mediante la tecnica di modulazione SVM.

In figura 1.17 è mostrata la regione di controllo dell'inverter con i vettori di tensione sia reali che virtuali nel riferimento $\alpha\beta$. Se si volessero elaborare tutti i vettori creati dalla tecnica SVM, gli oneri computazionali risulterebbero molto svantaggiosi; la tecnica "Split and Seek" riduce il numero di vettori tensione da elaborare riducendo così gli oneri computazionali e rendendo l'intero sistema più performante. L'algoritmo "Split and Seek" ricercherà i vettori da far elaborare mediante l'angolo e l'ampiezza del vettore tensione. Tale processo è diviso in due step: ricerca dell'angolo e ricerca dell'ampiezza. Per la ricerca dell'angolo, in un primo passaggio, si divide l'intero spazio vettoriale in sei settori mediante sei vettori di tensione. Questi sei vettori di tensione saranno poi inseriti nel modello del sistema per calcolare la predizione. In corrispondenza di ognuno di questi vettori, sarà ottenuto un

diverso valore della funzione costo; il vettore corrispondente al più piccolo valore della funzione costo, sarà scelto come punto di partenza per il passaggio successivo. Da questo vettore scelto verranno selezionati i settori sinistro e destro adiacenti ad esso, ed attorno a questo vettore saranno "creati" dieci vettori virtuali. Questi vettori hanno la stessa ampiezza e sono sfasati tra loro di dieci gradi. Tali vettori saranno implementati nella funzione costo; il vettore scelto sarà quello al quale corrisponde la funzione di costo minimo. Per la ricerca dell'angolo, il numero totale di vettori di tensione analizzati è 16.

Una volta trovato il vettore di tensione con l'angolo ottimale per minimizzare la funzione costo, si passa alla ricerca dell'ampiezza ottimale del vettore di tensione. In tale fase, viene mantenuto l'angolo ottimo e variata l'ampiezza dei vettori; si varia l'ampiezza da zero al valore massimo della tensione. Per la ricerca dell'ampiezza ottimale sono elaborati 32 vettori di tensione.

Quindi i vettori elaborati complessivamente da tale tecnica sono 48; esso è un numero molto minore rispetto al totale dei vettori di tensione.

1.4 Tecnica della corrente media di fase

I due motori connessi in parallelo sono a magneti superficiali ed hanno le stesse caratteristiche; Il carico applicato sui due motori è differente. Le equazioni elettriche e meccaniche sono le seguenti:

$$u_1 = Ri_1 + \frac{Ldi_1}{dt} + jp\omega_{r,1}\lambda_{PM,1} \quad (1.44)$$

$$T_1 - T_{L,1} = \frac{Jd\omega_{r,1}}{dt} \quad (1.45)$$

$$T_1 = \frac{3}{2}pIm(i_1\lambda_{PM,1}) \quad (1.46)$$

$$\omega_{r,1} = \frac{d\theta_1}{dt} \quad (1.47)$$

Le coppie dei due motori sono espresse qui di seguito:

$$T_1 = \frac{3}{2}p\lambda_{PM,1}i_{qs1} \quad (1.48)$$

$$T_2 = \frac{3}{2}p\lambda_{PM,2}i_{qs2} \quad (1.49)$$

La coppia media e la corrente media tra i due motori è:

$$T_\Sigma = \frac{T_1 + T_2}{2} \quad (1.50)$$

$$i_\Sigma = \frac{i_1 + i_2}{2} \quad (1.51)$$

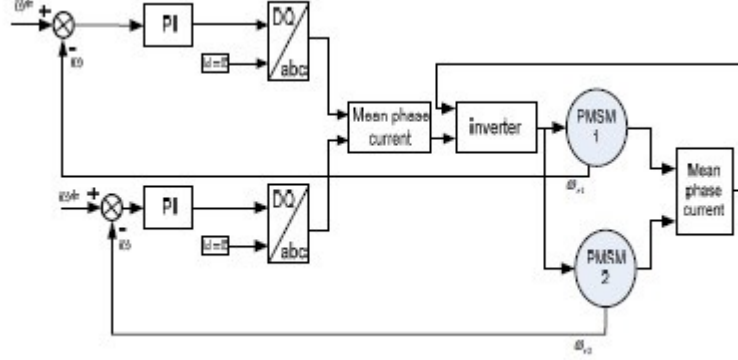


Figura 1.18: Schema di controllo con tecnica della corrente media

Lo schema di controllo è rappresentato in figura 1.18. La velocità rotorica è misurata per entrambi i motori. L'errore di velocità è mandato in ingresso ad un controllore proporzionale-integrativo che in uscita dà il riferimento della corrente. Dopo un opportuno passaggio dal riferimento rotorico a quello trifase, la corrente di riferimento dei due motori viene mediata e mandata all'inverter. In ingresso all'inverter entra anche l'effettiva corrente misurata sui due motori opportunamente mediata.

1.5 Controllo ad orientamento di campo (FOC) sensorless

Per il controllo dei due motori connessi in parallelo, è utilizzata una tecnica ad orientamento di campo senza l'uso di sensori per la misura della velocità rotorica. La stima della velocità è ottenuta mediante la tecnica MRAS. Le equazioni matematiche sono ottenute nel modello di riferimento sincrono con il rotore.

Le equazioni di statore sono:

$$u_{d1} = R_1 i_{d1} + L_{d1} \frac{di_{d1}}{dt} - \omega_{r1} \lambda_{q1} \quad (1.52)$$

$$u_{q1} = R_1 i_{q1} + L_{q1} \frac{di_{q1}}{dt} + \omega_{r1} \lambda_{d1} \quad (1.53)$$

$$\lambda_{d1} = L_{d1} i_{d1} + \lambda_{m1} \quad (1.54)$$

$$\lambda_{q1} = L_{q1} i_{q1} \quad (1.55)$$

Le equazioni delle correnti per l'asse d e l'asse q, posso essere ricavate mediante le precedenti equazioni:

$$\frac{di_{d1}}{dt} = -\frac{R_1}{L_{d1}} i_{d1} + \frac{\omega_{r1} L_{q1}}{L_{d1}} i_{q1} + \frac{u_{d1}}{L_{d1}} \quad (1.56)$$

1.5. CONTROLLO AD ORIENTAMENTO DI CAMPO (FOC) SENSORLESS25

$$\frac{di_{q1}}{dt} = -\frac{R_1}{L_{q1}}i_{q1} + \frac{\omega_{r1}L_{d1}}{L_{q1}}i_{q1} + \frac{u_{q1}}{L_{q1}} - \frac{\omega_{r1}\lambda_{m1}}{L_{q1}} \quad (1.57)$$

Dove λ_{m1} è il flusso prodotto dai magneti posti sul rotore, u_{d1} e u_{q1} sono le tensioni di statore nel riferimento dq, R_1 è la resistenza di statore, L_{d1} e L_{q1} sono le induttanze di statore nel riferimento dq, ω_{r1} è la velocità di rotazione del rotore, λ_{d1} e λ_{q1} sono i flussi concatenati con lo statore nel riferimento dq. Lo schema di controllo è mostrato in figura 1.19. Il blocco "averaging technique" è usato per valutare la discrepanza che c'è tra corrente media e velocità con in condizioni di carico sbilanciato. Quindi per far sì che i due motori lavorino in sincronismo è usata la tecnica della media. Nel blocco prima detto sono utilizzate le seguenti equazioni per il calcolo della media delle correnti e della velocità rotorica:

$$i_{media} = \frac{i_1 + i_2}{2} \quad (1.58)$$

$$\omega_{media} = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \quad (1.59)$$

Il principale obiettivo della tecnica FOC è mantenere l'ampiezza del vettore flusso di rotore con angolo invariato rispetto al vettore corrente di statore. Per produrre la coppia necessaria si effettua un controllo sulla corrente di statore di asse q, mentre per il controllo del flusso si agisce sulla corrente di statore di asse d. Quindi è possibile controllare in modo disaccoppiato coppia e flusso. Il riferimento di corrente è prodotto da un controllore proporzionale-integrativo. In ingresso al controllore proporzionale-integrativo prima citato, entra la coppia di riferimento; la coppia di riferimento è generata da un altro controllore proporzionale-integrativo che presenta in ingresso l'errore che intercorre tra riferimento di velocità e velocità vera del rotore.

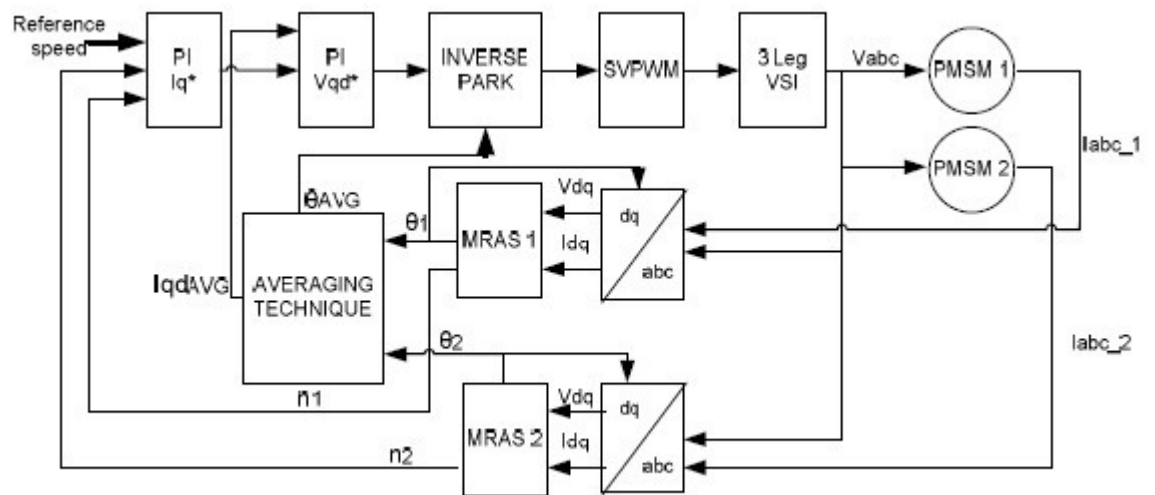


Figura 1.19: Schema di controllo con tecnica FOC

Capitolo 2

Progetto dei controllori PI

In questo capitolo si vogliono progettare i controllori PI di velocità e corrente del sistema, quindi progettare i relativi guadagni.

2.1 Dati del motore

I motori oggetto della simulazione sono uguali tra loro e sono presenti nel laboratorio EdLab di azionamenti elettrici. Il nome dei motori è LUST e sono di tipo brushless a magneti permanenti superficiali. I dati sono riportati in tabella 2.1:

2.1.1 Anello di corrente

Il progetto del controllore di corrente è stato effettuato imponendo $\tau_R = \tau_e$ e $KPi = L\nu_i$, quindi:

$$\tau_R = \tau_e = L/R = 9.8[ms] \quad (2.1)$$

$$KPi * \nu_i = 2.94 \quad (2.2)$$

dove la frequenza di attraversamento ν_i è stata scelta pari a 300 [rad/s]. La costante di integrazione è stata quindi ricavata nel seguente modo:

$$KIi = \tau_R * KPi = 300 \quad (2.3)$$

Il margine di fase, in queste condizioni, risulta essere circa 90 gradi.

2.1.2 Anello di velocità

Il progetto del controllore di velocità è stato effettuato imponendo $\tau_R = 0.333[s]$.

La funzione di trasferimento a catena aperta è:

$$G(s) = \frac{sKPv + Kiv}{s} * \frac{1}{1+s/\nu_i} * \frac{1}{1+s\tau_m} * \frac{3}{2} * p * \lambda_{PM}.$$

Tabella 2.1: Dati motore

Parametri	Valore	Unità di misura
Tensione nominale	330	[V]
Frequenza nominale	100	[Hz]
Corrente nominale	3.10	[A]
Coppia nominale	7	[Nm]
L	9.8	[mH]
R	1	[Ω]
p	3	-
J	0.0001	[kgm ²]
B	0.001	[Nm/s]
Giri al minuto	3000	[rpm]
Peso	10.3	[kg]

Di tale funzione si è ottenuto il modulo imponendo $|G(s)| = 1$ e quindi si è passato dal dominio delle trasformate di Laplace a quello delle frequenze, sostituendo ad s la frequenza di attraversamento del regolatore di velocità ν_ω che è stata scelta pari a 30 [rad/s]. Dal modulo si è ottenuto il guadagno dell'integratore che è risultato essere:

$$KIv = 5.95 \quad (2.4)$$

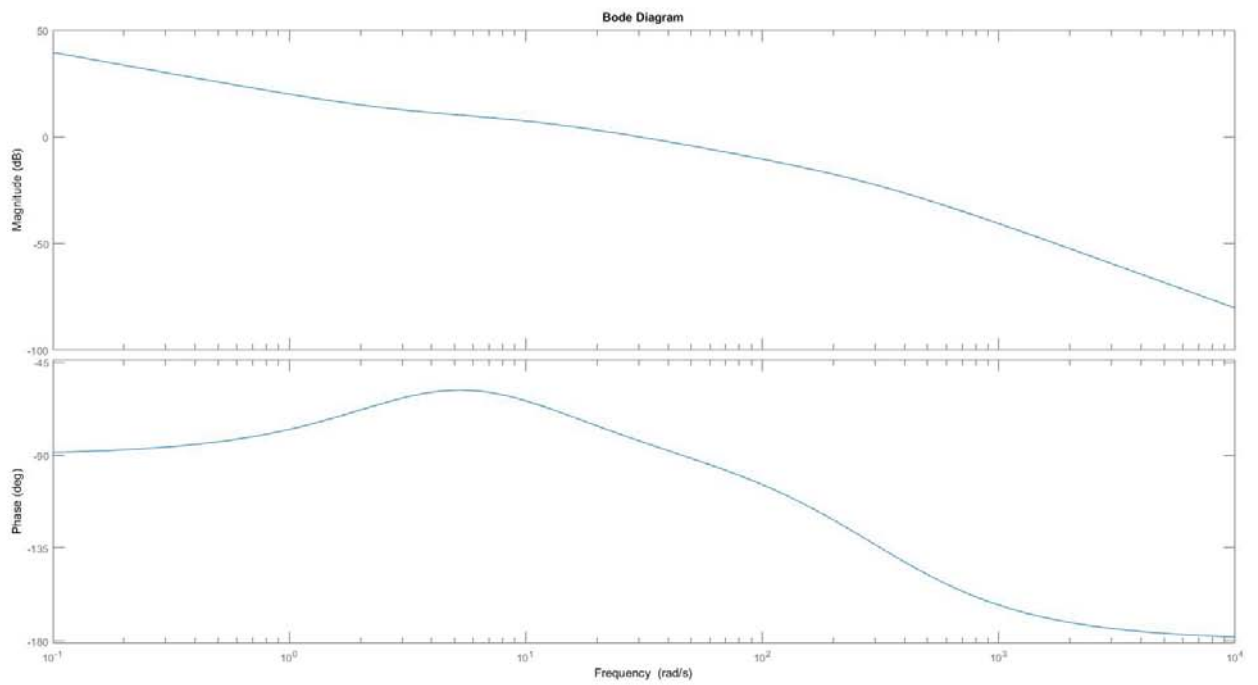
Conoscendo sia τ_R , sia KIv si è ottenuto il guadagno proporzionale del controllore:

$$KPv = \tau_R * KIv = 1.98 \quad (2.5)$$

La costante di tempo meccanica è $\tau_m = J/B = 0.1[s]$. Il margine di fase, in tali condizioni, risulta essere di circa 90 gradi.

2.1.3 Diagrammi di Bode

I diagrammi di Bode della funzione di trasferimento a catena aperta $G(s)$ sono rappresentati in figura 2.1. La funzione di trasferimento retroazionata è $W(s) = GH(s)/(1 + GH(s))$, dove $H=1$. In tale funzione sono presenti dei poli complessi coniugati che possono essere causa di effetti indesiderati sulla dinamica del sistema. Per risolvere tale problematica, il riferimento di velocità in ingresso al PI, è stato filtrato da un filtro passa basso con la seguente funzione di trasferimento: $\frac{1}{1+s\tau_R}$ dove τ_R è la costante di tempo del regolatore di velocità. I diagrammi di Bode del sistema retroazionato, moltiplicato per il filtro passa basso, sono rappresentati in figura 2.2, mentre lo schema a blocchi di tale sistema è mostrato in figura 2.4. In figura 2.3 è rappresentato lo schema a blocchi del solo sistema a catena chiusa $W(s)$.

Figura 2.1: Diagrammi di Bode sistema a catena aperta $G(s)$

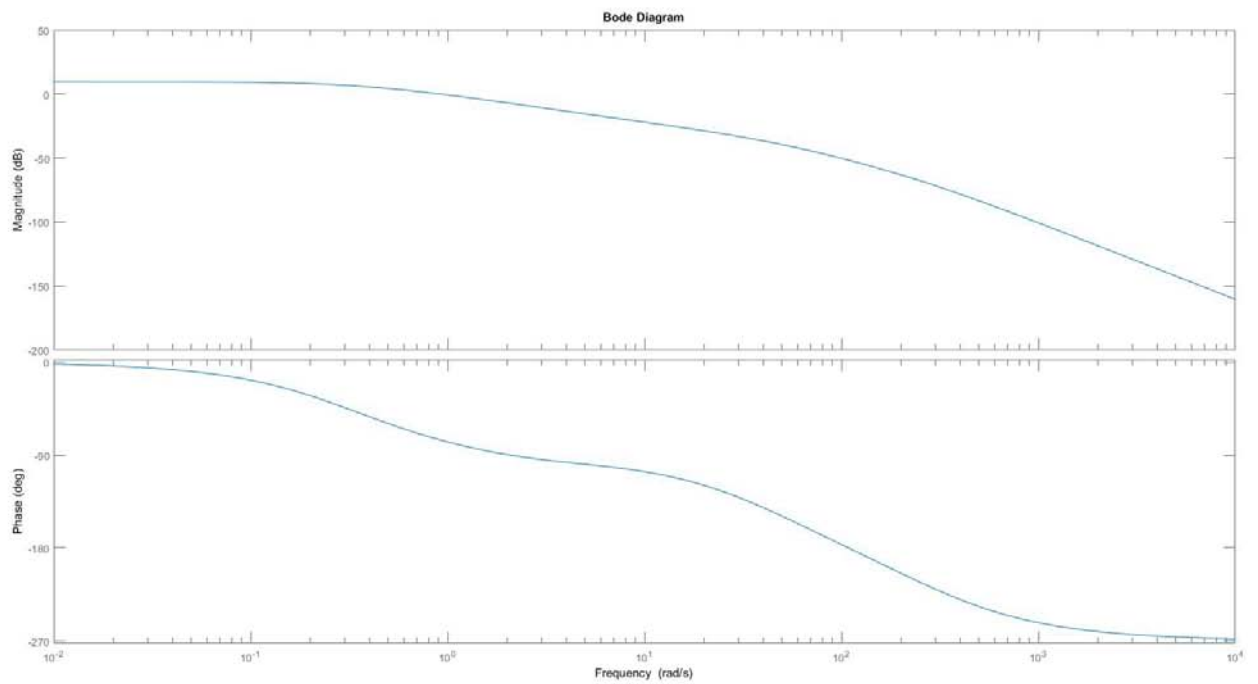
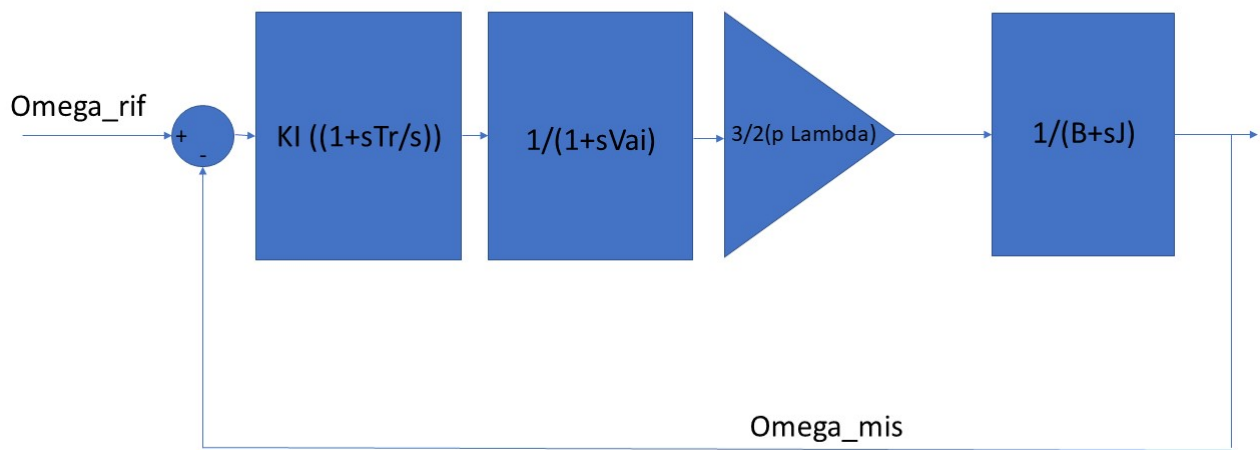


Figura 2.2: Diagrammi di Bode del sistema a catena chiusa $W(s)$ con filtro passa basso

Figura 2.3: Schema a blocchi sistema ad anello chiuso $W(s)$

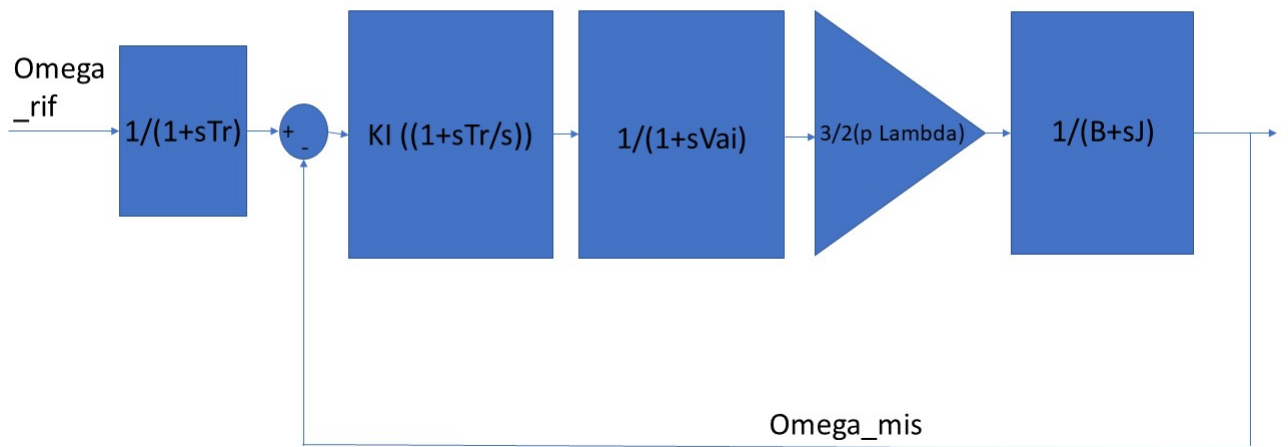


Figura 2.4: Schema a blocchi sistema ad anello chiuso $W(s)$ con filtro passa basso

Capitolo 3

Controllo con scelta del motore master

In questo capitolo si vuole progettare e simulare la tecnica di controllo con scelta del motore da controllare in base alla condizioni di carico del sistema.

3.1 Descrizione del controllo

Lo schema a blocchi del modello implementato è rappresentato in figura 3.1. Il modello è costituito da due motori uguali di tipo sincrono a magneti permanenti superficiali. Per il controllo viene utilizzato un PI di velocità e due di corrente (uno per l'asse d e un altro per l'asse q). I motori sono stati implementati nel sistema di riferimento alpha/beta ed essendo lo schema a blocchi del motore implementato nell'asse di riferimento d/q, sono stati inseriti in ingresso ed in uscita dal motore blocchi atti alla trasformazione tra i due sistemi di riferimento appena citati (figura 3.2).

Per effettuare le trasformazioni suddette, si è implementato il modello seguendo la teoria dei vettori spaziali; per passare dal riferimento stazionario a quello rotante si è seguita la seguente formula:

$$g_{dq}(t) = T * g_{\alpha\beta} \quad (3.1)$$

dove T è la seguente matrice:

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\theta dq) & \sin(\theta dq) \\ -\sin(\theta dq) & \cos(\theta dq) \end{bmatrix}$$

e g è il generico vettore.

Per il passaggio da riferimento stazionario a quello rotante si è seguita la seguente formula:

$$g_{\alpha\beta}(t) = T^{-1} * g_{dq} \quad (3.2)$$

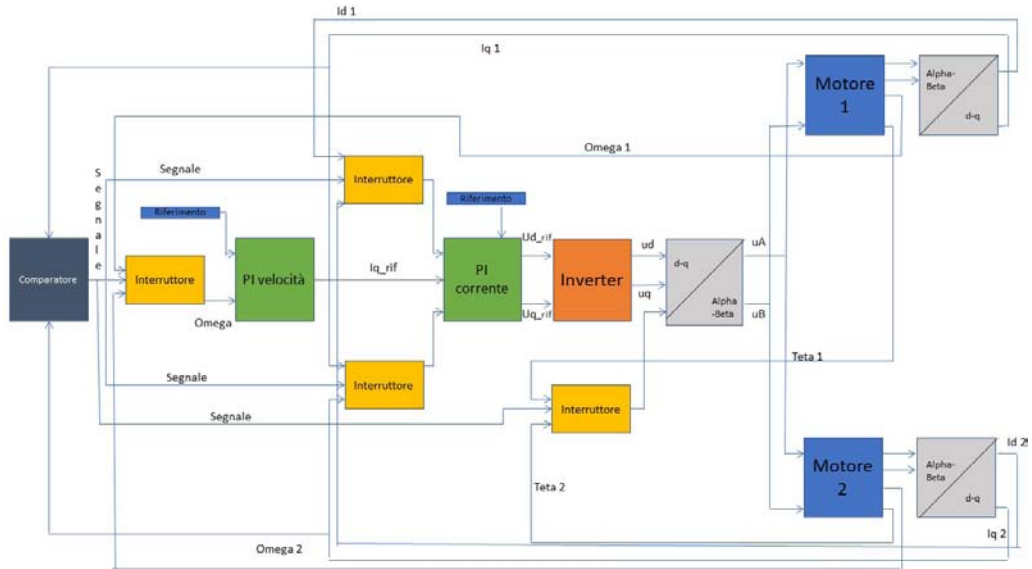


Figura 3.1: Schema a blocchi

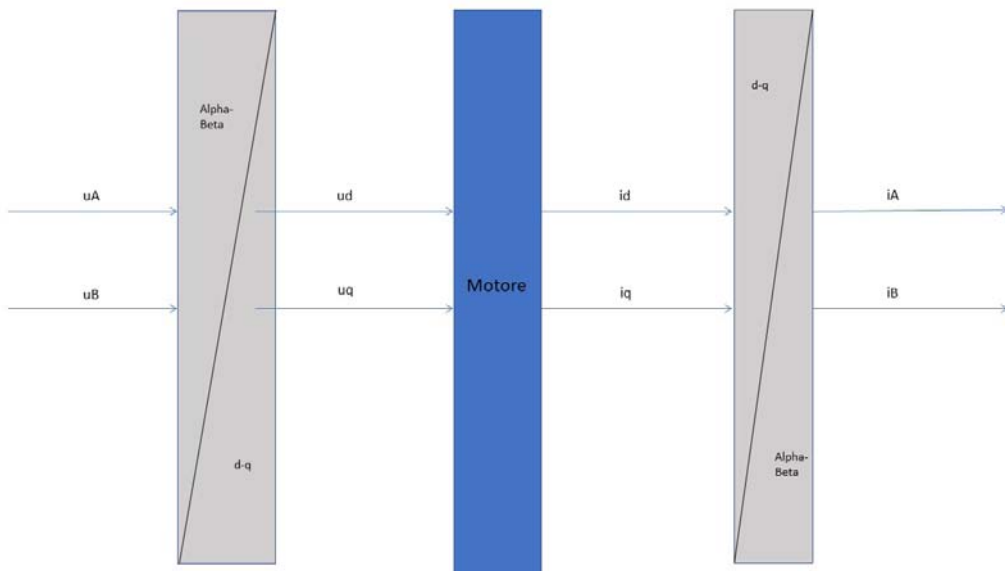


Figura 3.2: Trasformazioni all'interno del blocco motore

dove T^{-1} è la seguente matrice:

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\theta dq) & -\sin(\theta dq) \\ \sin(\theta dq) & \cos(\theta dq) \end{bmatrix}$$

e g è il generico vettore.

Il sistema di controllo è stato pensato in modo tale da dover controllare solo un motore per volta, con l'altro che risulta essere a catena aperta. Per la scelta della macchina da controllare si è utilizzato un segnale "Enable". Tale segnale va a comandare diversi interruttori logici in modo tale che essi vadano a portare in ingresso all'invertitore, che alimenta entrambe le macchine, solo le grandezze prodotte dalla macchina che in quel momento viene controllata. Gli interruttori vengono utilizzati per selezionare le seguenti grandezze:

- quale delle due velocità rotoriche misurate deve essere mandata in ingresso al PI di velocità;
- quale corrente di asse diretto misurata deve essere mandata al PI di corrente;
- quale corrente di asse in quadratura misurata deve essere mandata al PI di corrente;
- quale posizione rotorica vera deve essere mandata in ingresso al blocco di trasformazione d/q - alpha/beta delle tensioni in uscita dall'invertitore prima di essere mandate ai motori.

La corrente di riferimento di asse d in ingresso al PI è imposta uguale a zero, essendo i due motori a magneti superficiali. Il riferimento di corrente di asse q è generato dal controllore di velocità.

Il riferimento di velocità, per le simulazioni, è imposto a 200 [rad/s], cioè vicino alla velocità nominale dei motori.

In uscita dai PI di corrente sono stati posti due limitatori di tensione uno per asse d, l'altro per asse q. Il valore di limitazione è stato imposto a -240 +240. In uscita dal PI di corrente, è stata compensata la forza elettromotrice e si è provveduto al disaccoppiamento degli assi; per fare ciò si sono utilizzate le correnti misurate e la velocità del motore scelto come master, quindi, tali grandezze, sono state prelevate in uscita dai rispettivi interruttori.

I guadagni proporzionali ed integrativi di entrambi i PI sono quelli ricavati nel capitolo 2.

Nella simulazione non è stato inserito alcun ritardo di inverter.

Per effettuare tale controllo, gli oneri di misura sono:

- misura delle correnti di entrambe le macchine;
- velocità rotorica di entrambe le macchine.

Dalla velocità rotorica di ogni macchina viene ricavata la posizione angolare che viene utilizzata per le varie trasformazioni dei riferimenti.

3.2 Logica di controllo

Dalla teoria delle macchine elettriche si conosce che la stabilità della macchina sincrona è garantita se il vettore di sfasamento tra forza elettromotrice e tensione di alimentazione rispetto alla coppia elettromagnetica non supera i 90 gradi. Essendo i due motori uguali ed alimentati dalla stessa tensione, il modulo del vettore sfasamento delle forze elettromotrici è uguale, quindi deve essere controllata la macchina che ha, quest'ultima grandezza, più vicino al limite di stabilità, sia nel caso che la macchina funzioni da motore, sia che essa funzioni da generatore.

La macchina che ha lo sfasamento della forza elettromotrice rispetto alla tensione di alimentazione più grande è anche quella che presenta la coppia di carico maggiore in modulo. Lo sfasamento tra f.e.m e tensione di alimentazione è indicato con δ . Essendo le due macchine uguali ed a magneti superficiali, esse presentano la seguente coppia:

$$T = \frac{3}{2} * p * \lambda_{PM} * iq \quad (3.3)$$

La macchina che presenta la coppia maggiore, presenta anche corrente di asse q maggiore, in quanto essa deve aumentare per generare la coppia richiesta. La macchina controllata è quindi quella con la corrente di asse q maggiore. Quando le coppie sono uguali, il sistema continua a controllare il motore controllato fino a quell'istante. Il sistema è progettato per controllare, in caso di coppie uguali, il motore 2 all'avviamento.

3.2.1 Generazione del segnale Enable

Il blocco per la generazione del segnale è rappresentato in figura 2.3. In ingresso al blocco entrano i moduli delle correnti iq_2 e iq_1 . Le due correnti vengono comparate sottraendo al modulo iq_1 quello di iq_2 . Prima di agire sui vari interruttori questo segnale viene mandato ad un ciclo di isteresi il quale in uscita da valori 1 e -1. Il segnale di isteresi è stato tarato in modo da non commutare per differenze di corrente tra 0.3 e -0.3 [A], evitando così il cambio della macchina master per ogni piccola variazione di corrente e quindi di coppia. Ciò comporta un lieve ritardo nel cambio del motore master.

3.3 Simulazioni

Obiettivo primario della simulazione è verificare se è garantita la stabilità del sistema, sia in condizioni di carico bilanciato, sia che il carico non sia bilanciato. Durante le differenti prove sono state analizzate anche le perdite per effetto Joule del sistema e le correnti delle due macchine.

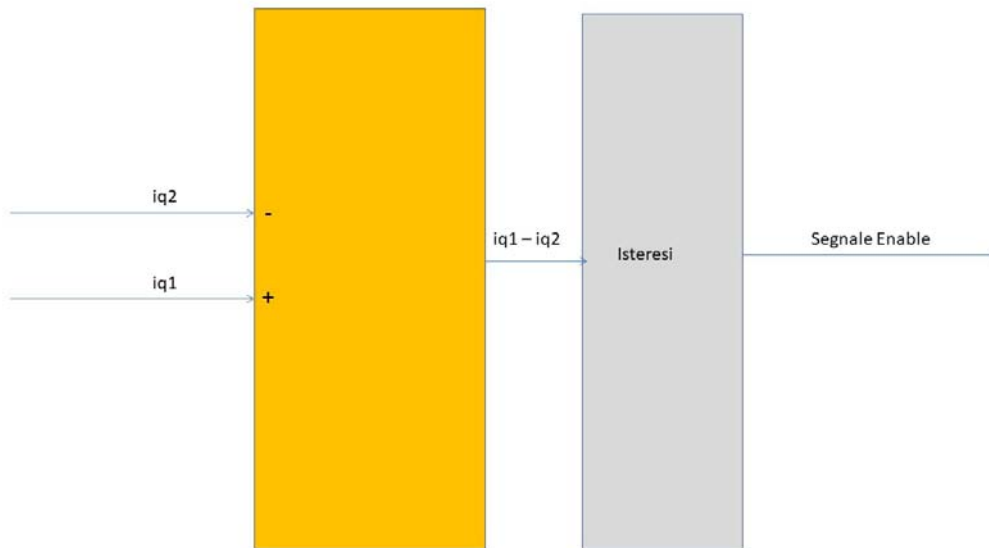


Figura 3.3: Blocco generazione segnale

3.3.1 Coppia di disturbo positiva

La coppia di disturbo applicata è rappresentata in figura 3.4. Da 0 secondi a 4 secondi la coppia di disturbo è la stessa $TL1=TL2=0$, quindi il motore controllato è il 2. Da 4 secondi a 8 secondi $TL1>TL2$, quindi il motore controllato in tale periodo è il motore 1. Da 8 secondi a 10 secondi $TL2=TL1=0$ ed il motore 1 continua ad essere quello controllato. Da 10 secondi a 14 secondi $TL1<TL2$, quindi il motore controllato è il 2. Da 14 secondi a 15 secondi $TL1=TL2=0$ ed il motore controllato resta il 2. L'ampiezza massima della coppia di disturbo applicata su entrambi i motori è il 50 percento della coppia nominale ($T_n=7$ [Nm]).

In figura 3.5 è possibile apprezzare il segnale Enable generato; quando esso è di valore 1 il motore controllato è il numero 1, quando esso è di valore -1 il motore controllato è il numero 2. Si noti che c'è un leggero ritardo del cambio del valore del segnale rispetto all'applicazione della coppia di disturbo; ciò è dovuto all'isteresi posta all'interno del generatore di segnale.

Correnti

Le correnti del motore 1 sono rappresentate in figura 3.6, mentre quelle del motore 2 in figura 3.7. Si può osservare che il motore controllato presenta una corrente di asse q maggiore di quella di asse d, mentre quando il motore non è controllato, esso presenta una corrente di asse d maggiore di quella di asse q. In particolare quando si applica una coppia di disturbo al motore esso presenta una corrente di asse q più elevata in quanto deve generare la coppia

38CAPITOLO 3. CONTROLLO CON SCELTA DEL MOTORE MASTER

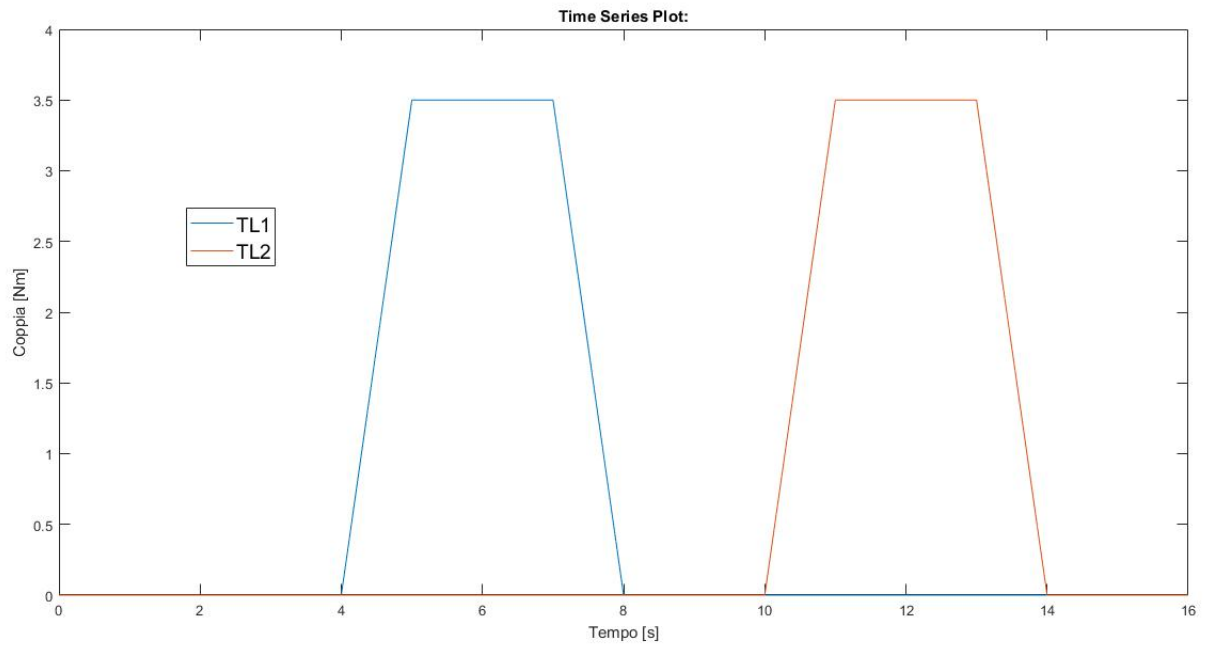


Figura 3.4: Coppia di disturbo sui due motori

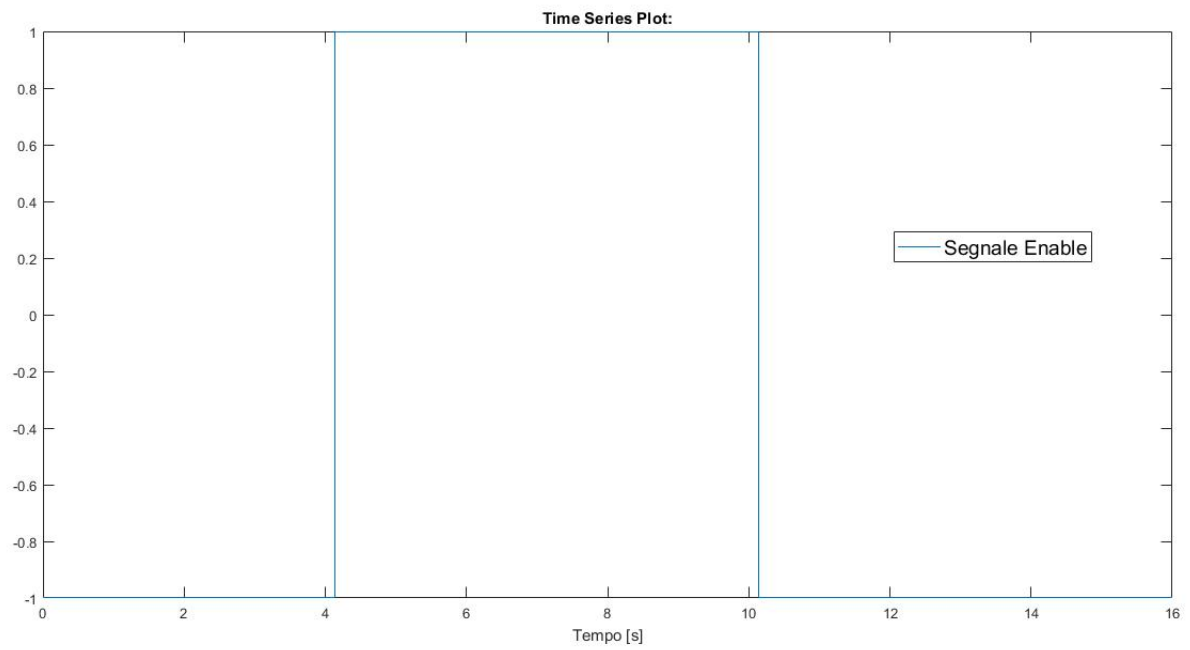


Figura 3.5: Segnale Enable

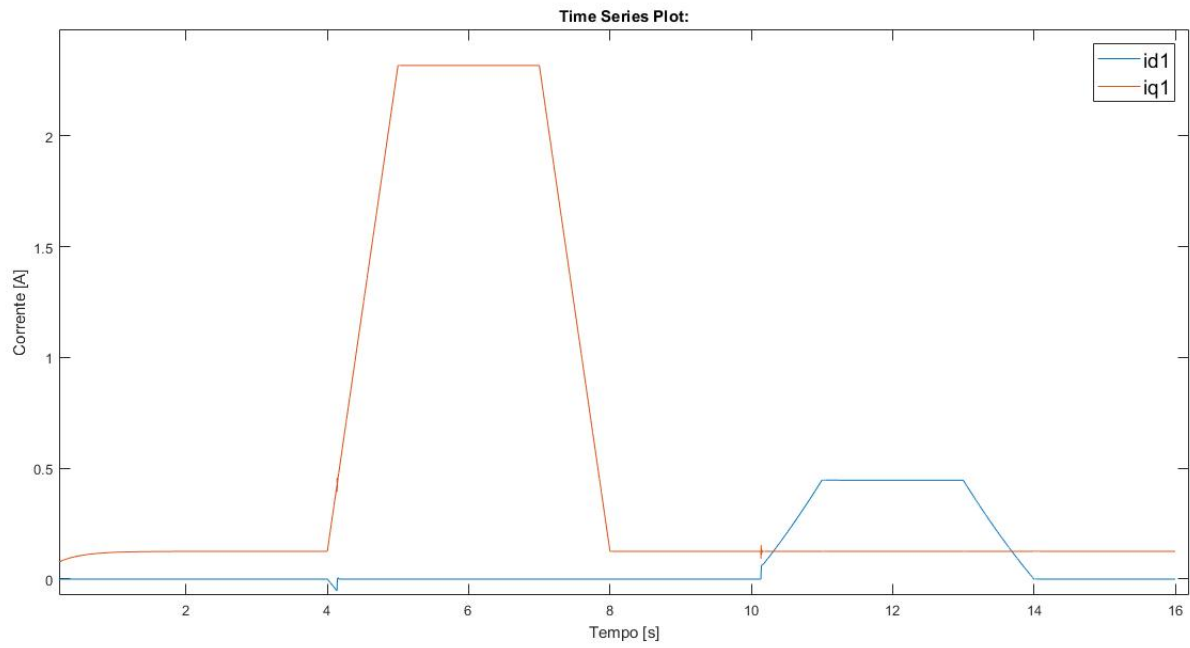


Figura 3.6: Correnti motore 1

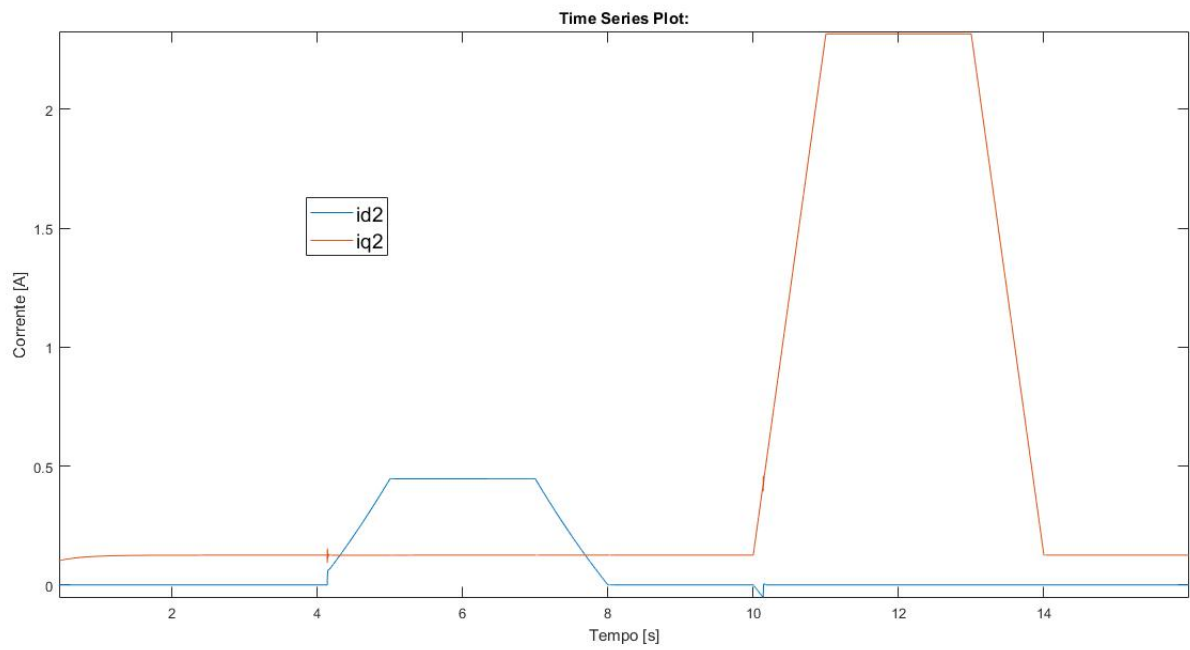


Figura 3.7: Correnti motore 2

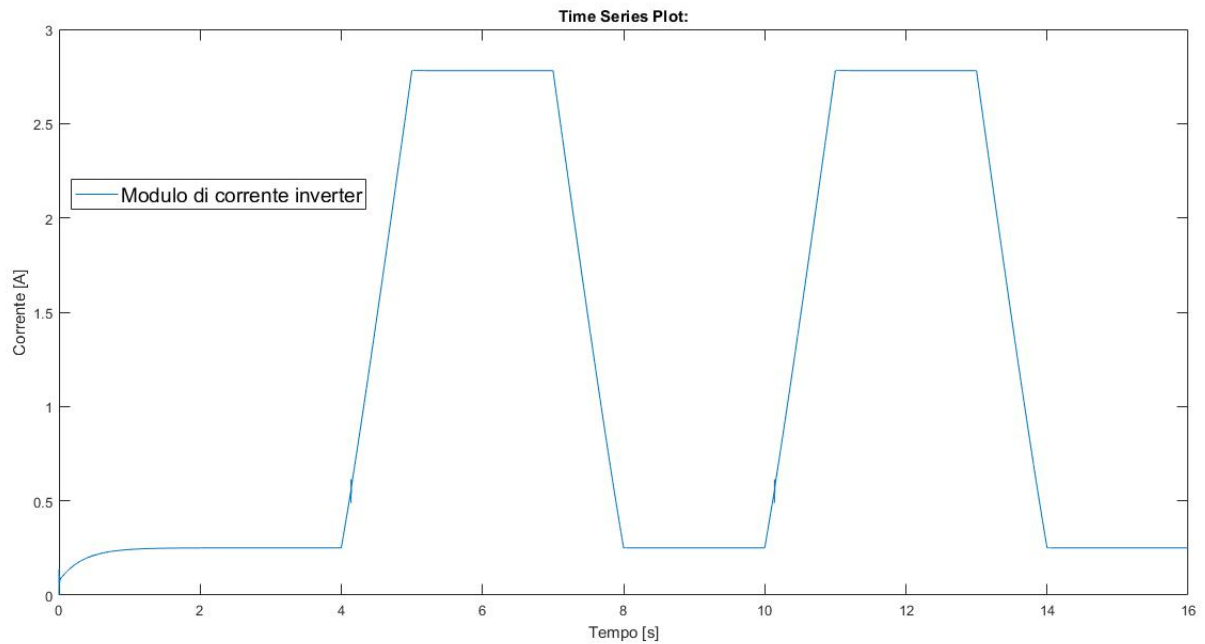


Figura 3.8: Modulo di corrente erogata dall'inverter

richiesta. Quando il motore è controllato, la i_d è circa zero, come deve essere, in quanto essa segue il riferimento, invece, quando non è controllato, la i_d non è zero e questo avviene in quanto il suddetto motore non funziona in MTPA. Si noti che anche quando non vi è alcuna coppia di disturbo la i_q non è mai perfettamente zero poichè è presente un carico inerziale sul motore. Il modulo della corrente che deve erogare l'inverter è mostrata in figura 3.8. Il picco di corrente risulta essere circa 2.8 [A], ed è raggiunto quando vi è una coppia applicata sui due motori.

Velocità

In figura 3.9 è rappresentata la velocità angolare dei due motori. Il sistema si porta a regime in circa 2.5 secondi e non presenta overshoot (figura 3.10). Il sistema, a regime, segue bene il riferimento.

In figura 3.11 è mostrato nel dettaglio la dinamica quando avviene il primo cambio del motore master, cioè quando a circa 4 secondi si passa dal motore 2 al motore 1. In figura 3.12 è mostrata la dinamica nel dettaglio quando avviene di nuovo il cambio master dal motore 1 al motore 2 (a circa 10 secondi).

Quando su uno dei due motori varia la coppia di disturbo, ma senza cambio del motore master, si osserva una leggera oscillazione della velocità dei due

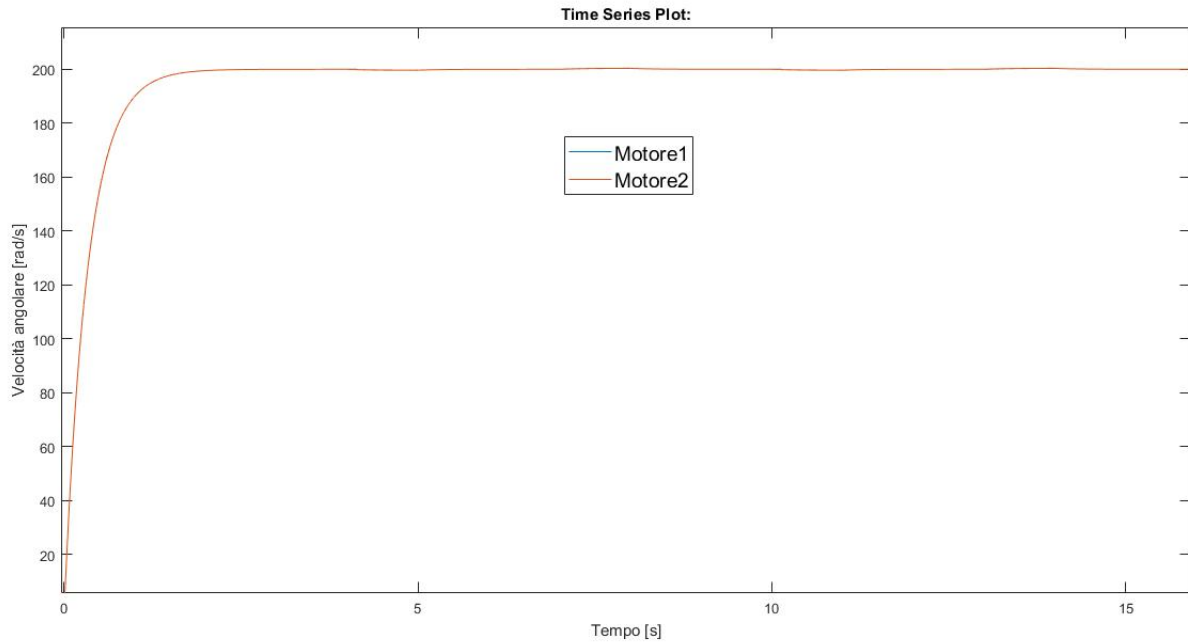


Figura 3.9: Velocità dei due motori

motori, soprattutto per quello non controllato (figura 3.13).

Perdite

Le perdite totali del sistema, in tali condizioni, sono rappresentate in figura 3.14. Le maggiori perdite si hanno quando vi è una coppia di disturbo applicata sui due motori poichè aumenta la corrente di asse q del motore che ha coppia di disturbo (aumenta i_q per generare la coppia) e aumenta la corrente di asse d del motore non soggetto ad alcuna coppia di disturbo (perchè non lavora più in MTPA). Quando non è presente alcuna coppia di disturbo le perdite sono quasi nulle, essendo le correnti di asse d e asse q quasi nulle su entrambi i motori. Il picco supera di poco gli 8 Watt. Le perdite sono state ottenute sommando le perdite Joule di entrambi i motori; tali perdite, per ciascun motore, sono state ricavate sfruttando la seguente formula:

$$P_J = \frac{3}{2} * R * (i_\alpha^2 + i_\beta^2) \quad (3.4)$$

3.3.2 Coppia di disturbo negativa

La coppia di disturbo applicata è rappresentata in figura 3.15. Da 0 secondi a 4 secondi la coppia di disturbo è la stessa $TL1=TL2=0$, quindi il

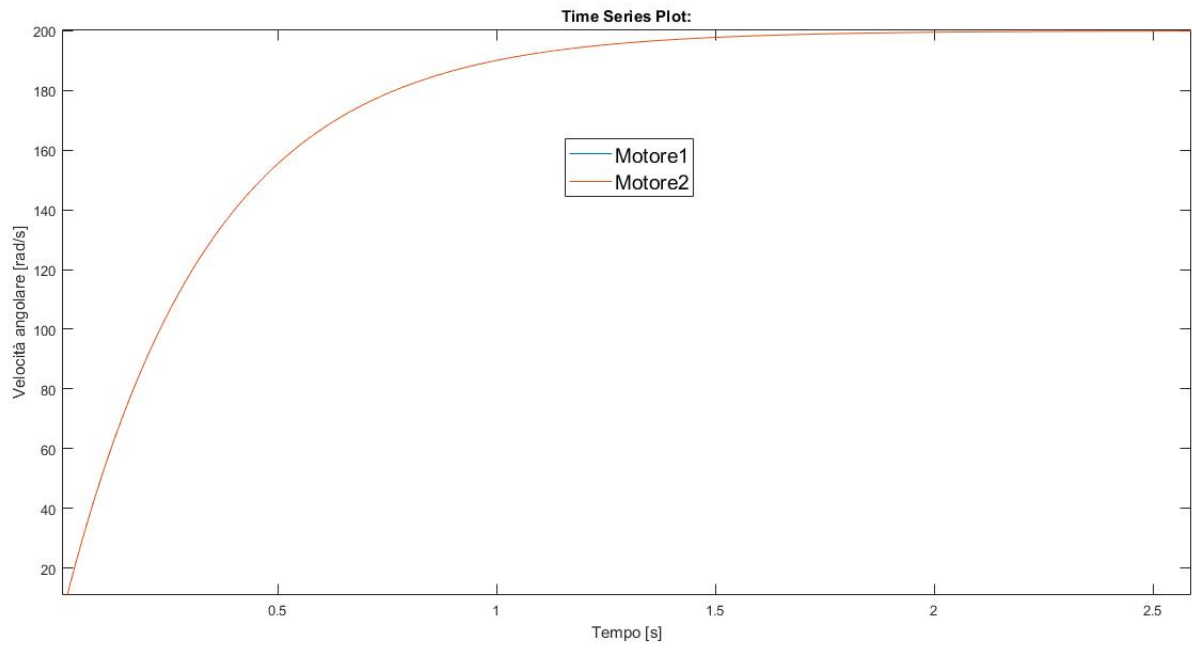


Figura 3.10: Transitorio iniziale velocità

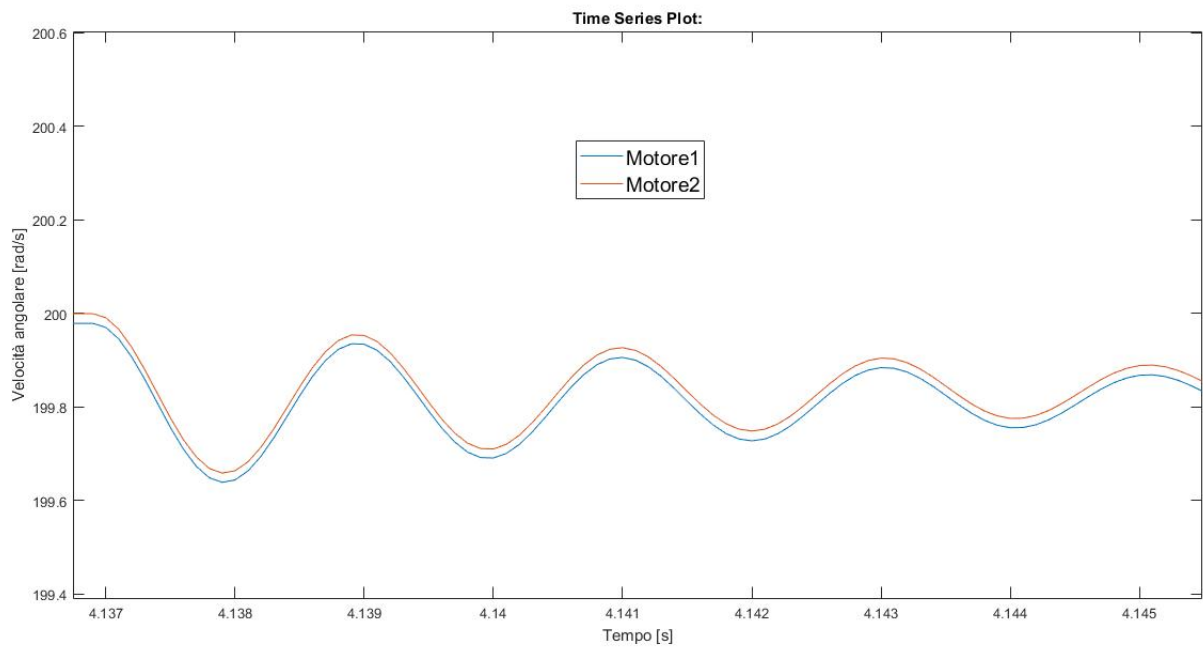


Figura 3.11: Dettaglio cambio master dal motore 2 al motore 1

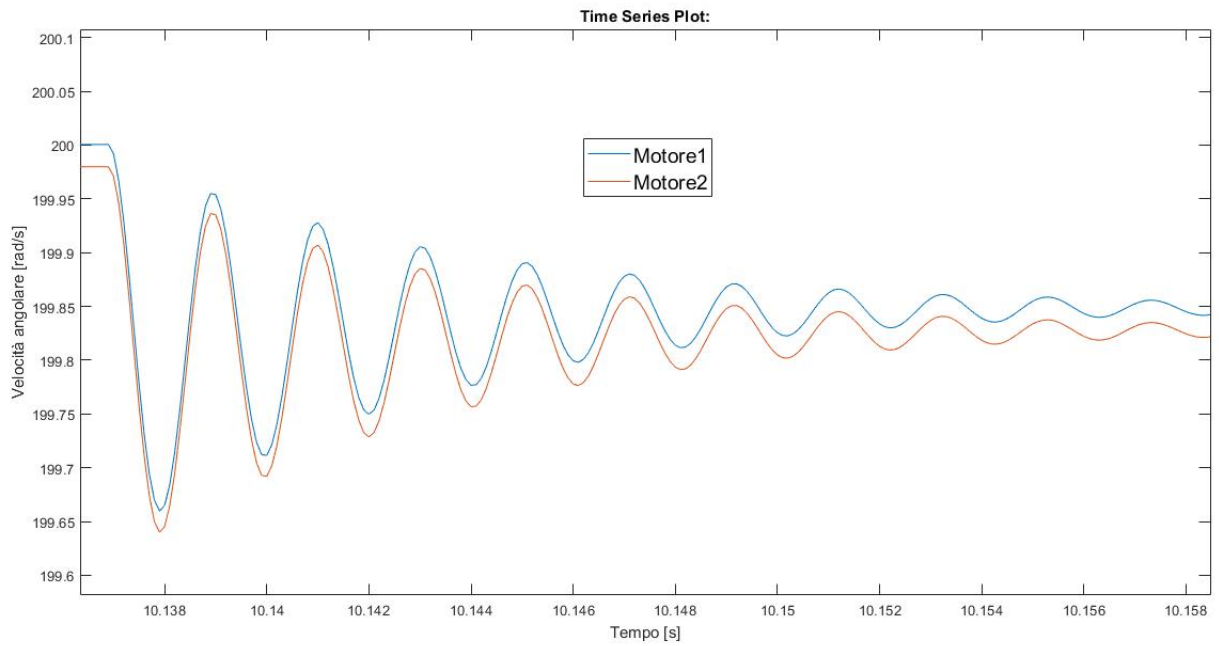


Figura 3.12: Dettaglio del cambio master dal motore 1 al motore 2

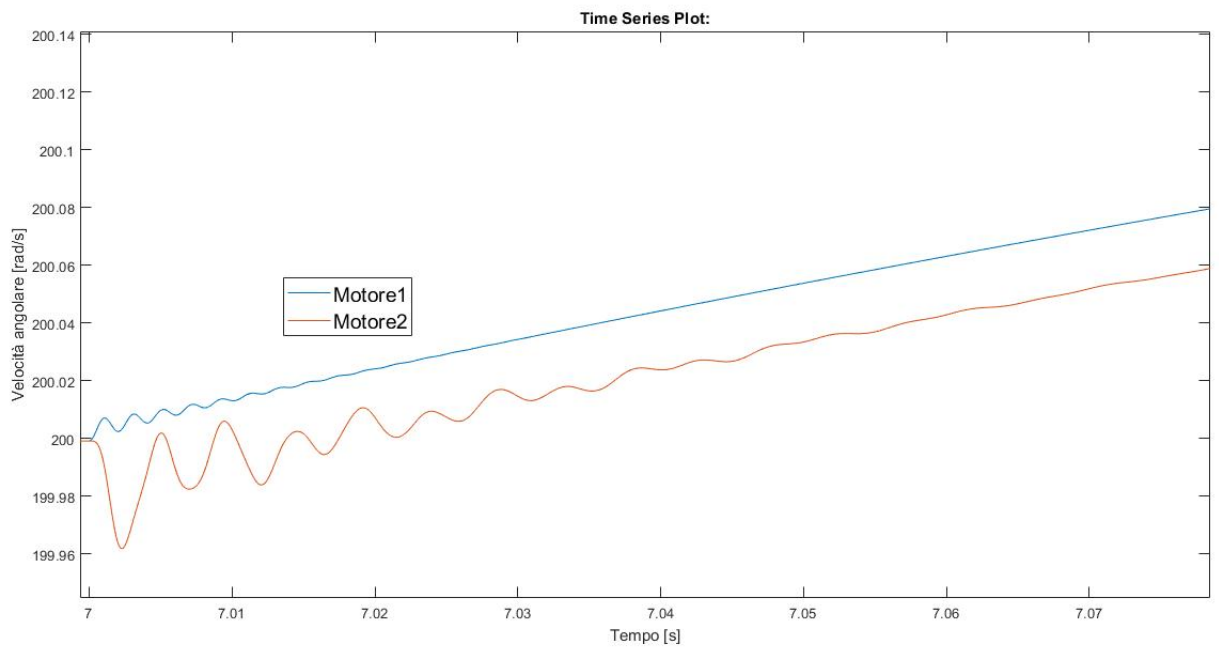


Figura 3.13: Dettaglio a 7 secondi

44CAPITOLO 3. CONTROLLO CON SCELTA DEL MOTORE MASTER

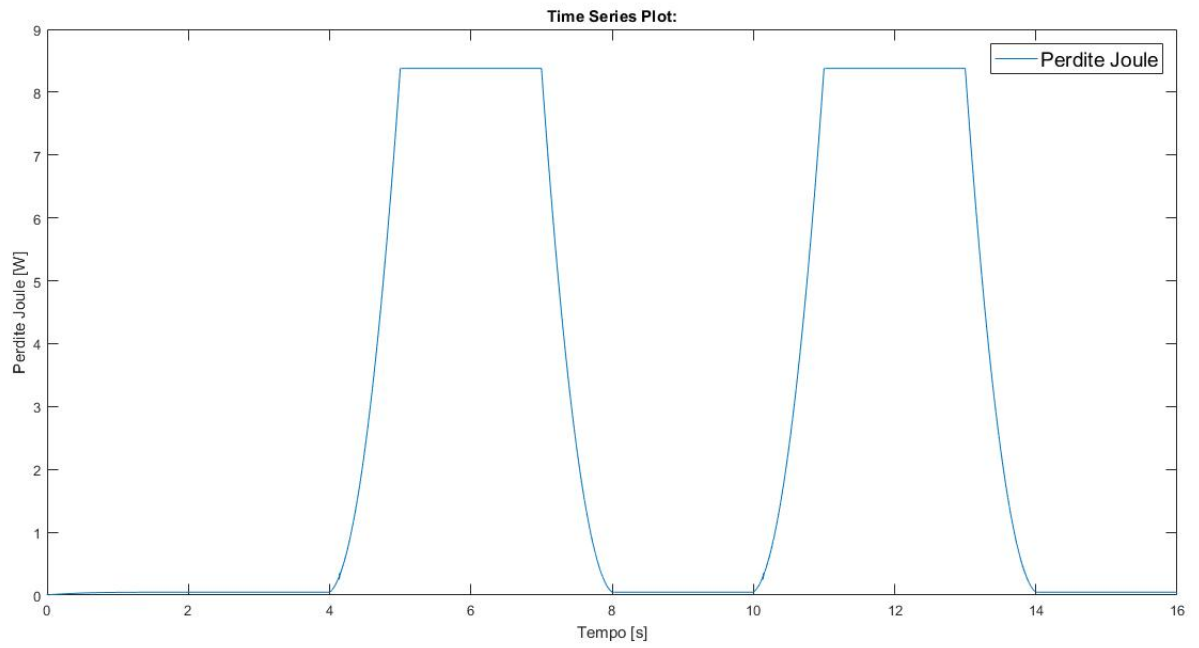


Figura 3.14: Perdite Joule totali del sistema

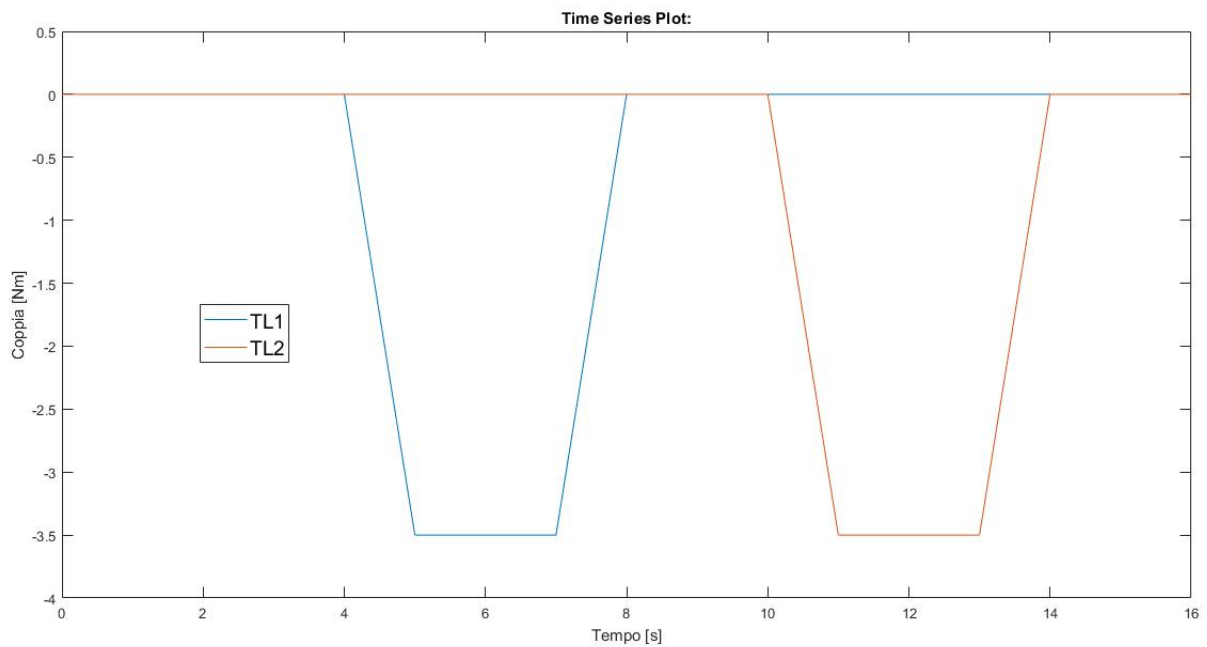


Figura 3.15: Coppia di disturbo sui due motori

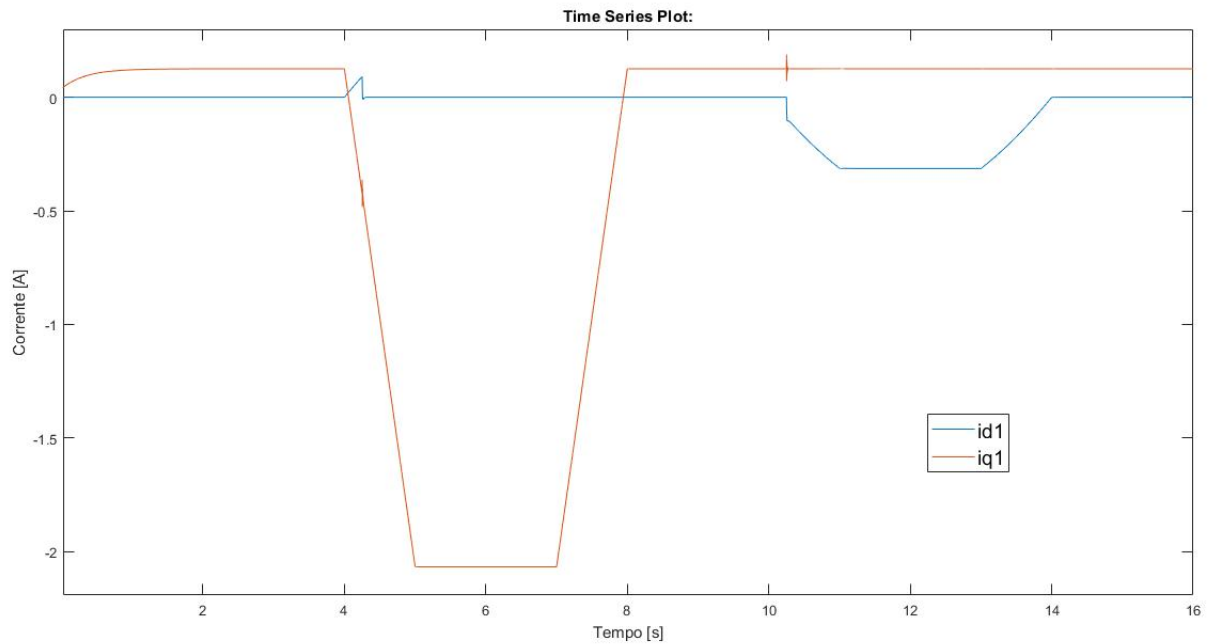


Figura 3.16: Correnti motore 1

motore controllato è il 2. Da 4 secondi a 8 secondi $|TL1| > |TL2|$, quindi il motore controllato in tale periodo è il motore 1. Da 8 secondi a 10 secondi $TL2 = TL1 = 0$ ed il motore controllato resta il numero 1. Da 10 secondi a 14 secondi $|TL1| < |TL2|$, quindi il motore controllato è il 2. Da 14 secondi a 15 secondi $TL1 = TL2 = 0$ ed il motore controllato resta il 2. L'ampiezza massima della coppia di disturbo applicata su entrambi i motori è il 50 percento della coppia nominale ($T_n = 7$ [Nm]).

Il segnale Enable generato è lo stesso di figura 3.5; quando esso ha il valore 1, il motore controllato è il numero 1, quando, invece, ha il valore -1, il motore controllato è il numero 2. Si noti che c'è un leggero ritardo del cambio del valore del segnale rispetto al cambio di coppia di disturbo; ciò è dovuto all'isteresi posta all'interno del generatore di segnale.

Correnti

Le correnti del motore 1 sono rappresentate in figura 3.16, mentre quelle del motore 2 in figura 3.17. Si può osservare che il motore controllato presenta una corrente di asse q maggiore di quella di asse d, mentre quando il motore non è controllato esso presenta una corrente di asse d maggiore di quella di asse q. In particolare quando si applica una coppia di disturbo al motore esso presenta una corrente di asse q più elevata in quanto deve generare

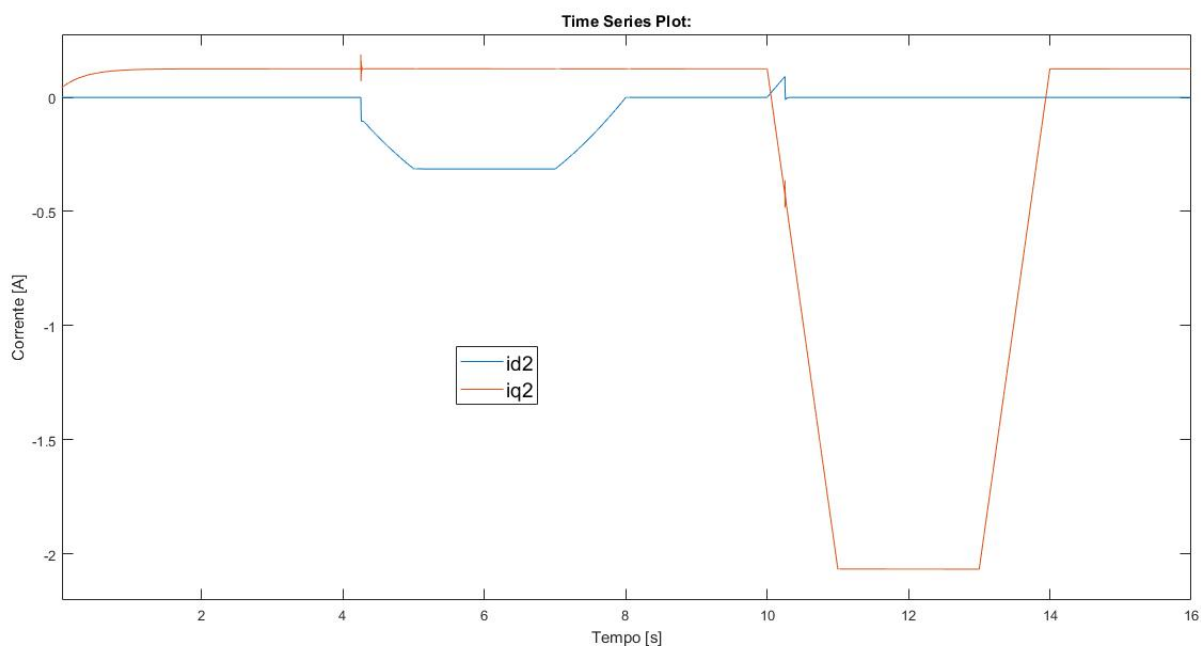


Figura 3.17: Correnti motore 2

la coppia richiesta. Quando il motore non è controllato, la i_d è circa zero come deve essere in quanto essa segue il riferimento, invece, quando non è controllato, la i_d non è zero e questo si può spiegare in quanto il suddetto motore non funziona in MTPA. Quando non vi è alcuna coppia di disturbo la i_q non è mai perfettamente zero in quanto è presente un carico inerziale sul motore. Il modulo della corrente che deve erogare l'inverter è mostrata in figura 3.18. Il picco di corrente risulta essere circa 2.4 [A] e si raggiunge quando è applicata la coppia di disturbo sui motori.

Velocità

In figura 3.19 è rappresentata la velocità dei due motori. Il sistema si porta a regime in circa 2 secondi e non presenta overshoot (figura 3.20). Il sistema, a regime, segue bene il riferimento. In figura 3.21 è mostrato nel dettaglio la dinamica quando avviene il primo cambio del motore master, cioè quando a circa 4 secondi si passa dal motore 2 al motore 1. In figura 3.22 è mostrata la dinamica nel dettaglio quando avviene di nuovo il cambio master dal motore 1 al motore 2 (a circa 10 secondi). In figura 3.23 è mostrata l'oscillazione di velocità quando c'è variazione di coppia su uno dei due motori ma senza il cambio del motore master; si verifica la stessa situazione che si è verificata quando si è applicata la coppia positiva.

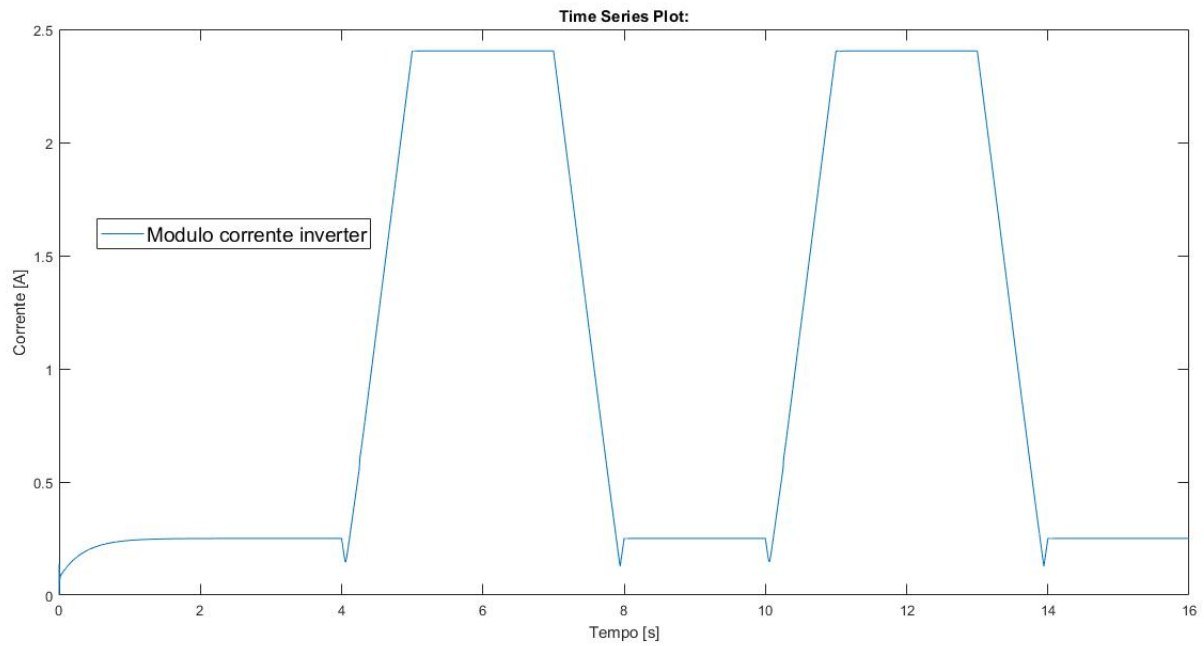


Figura 3.18: Modulo di corrente erogata dall'inverter

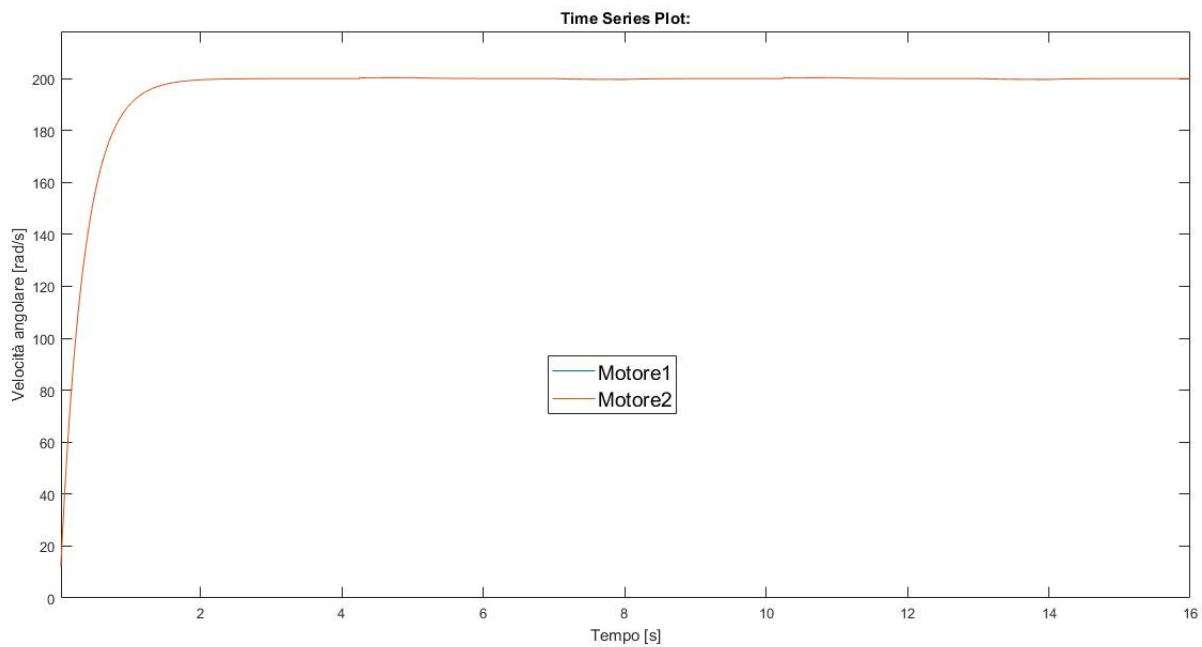


Figura 3.19: Velocità dei due motori

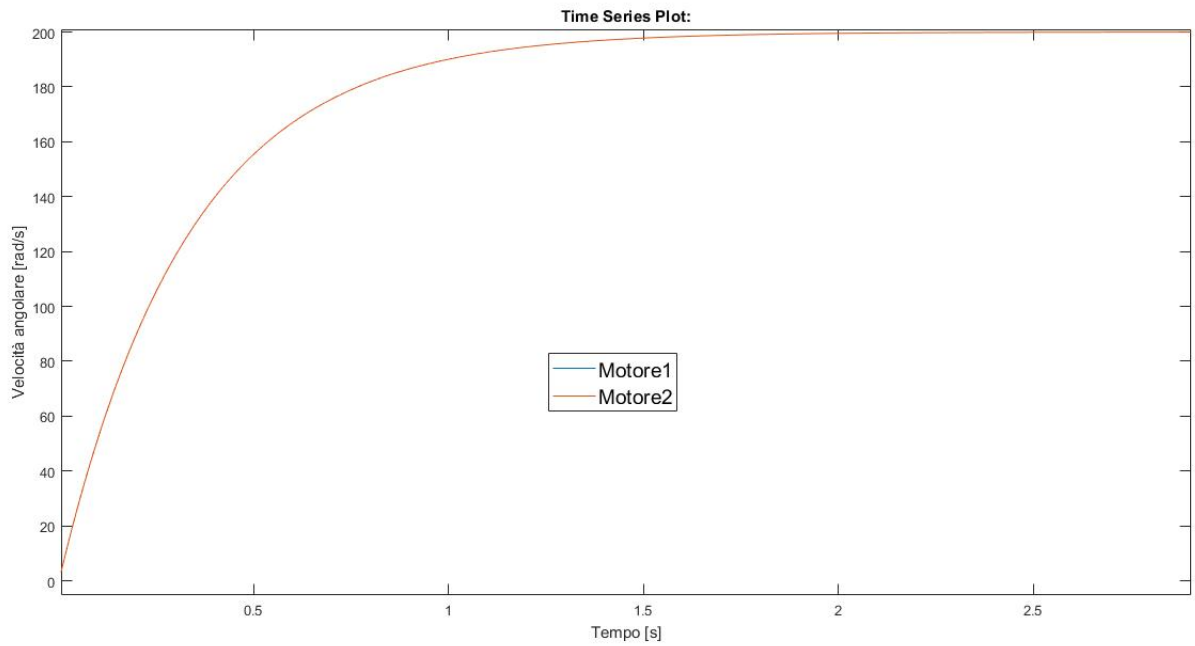


Figura 3.20: Transitorio iniziale velocità

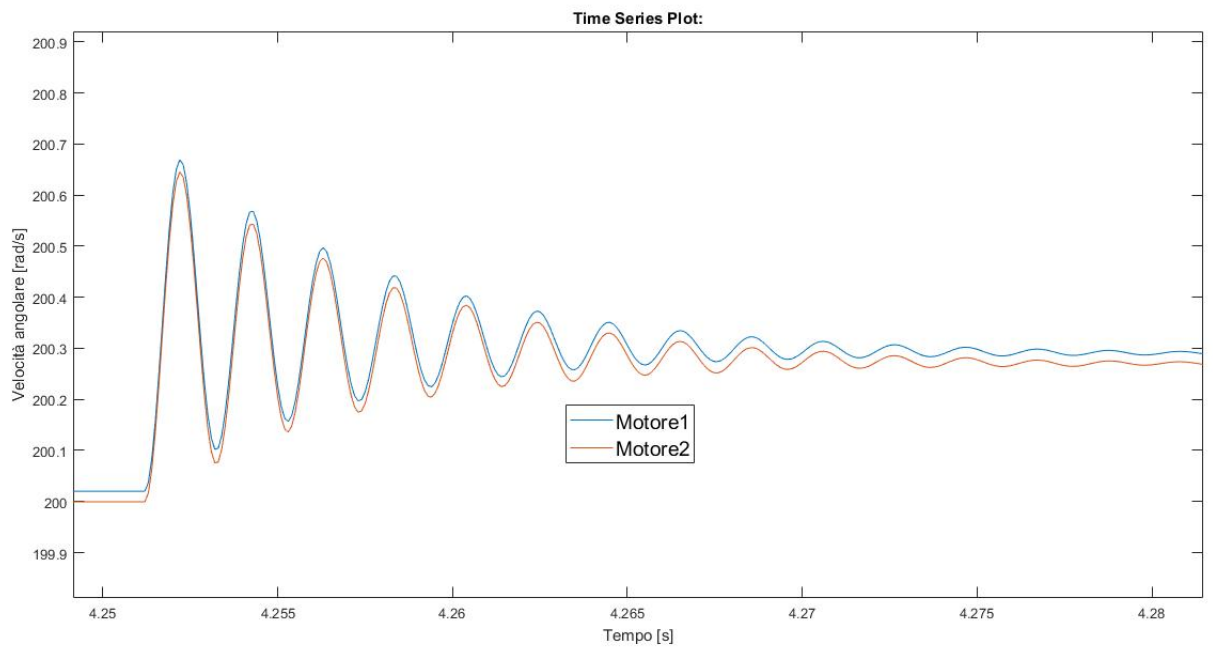


Figura 3.21: Dettaglio cambio master dal motore 2 al motore 1

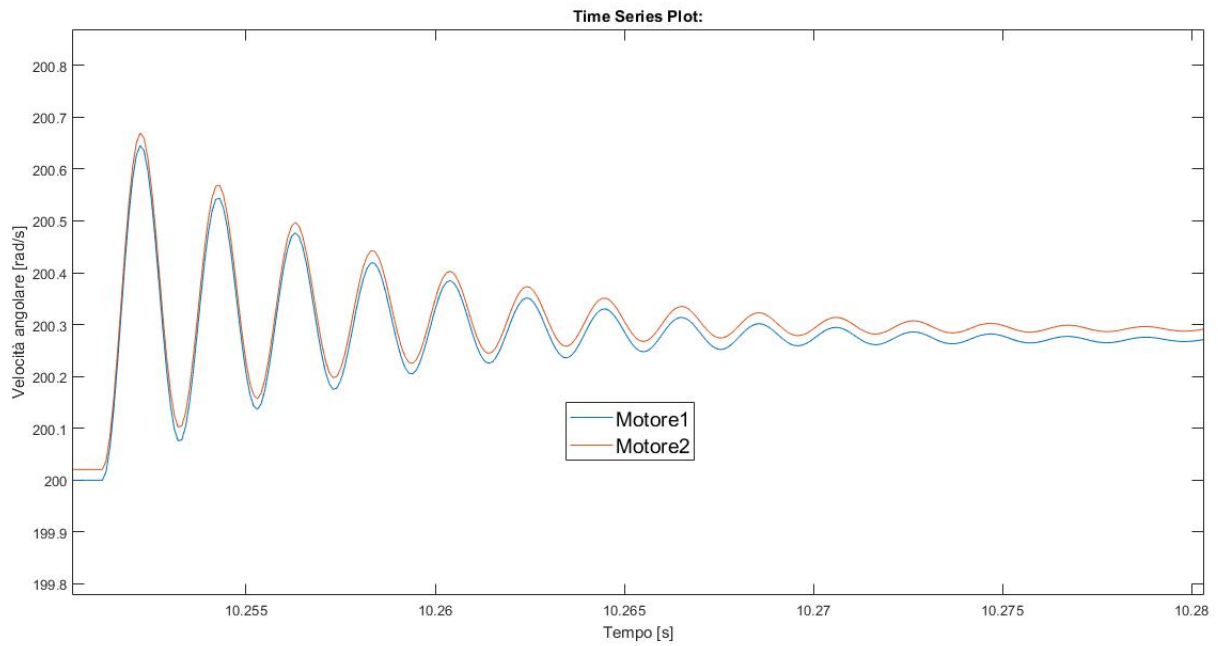


Figura 3.22: Dettaglio del cambio master dal motore 1 al motore 2

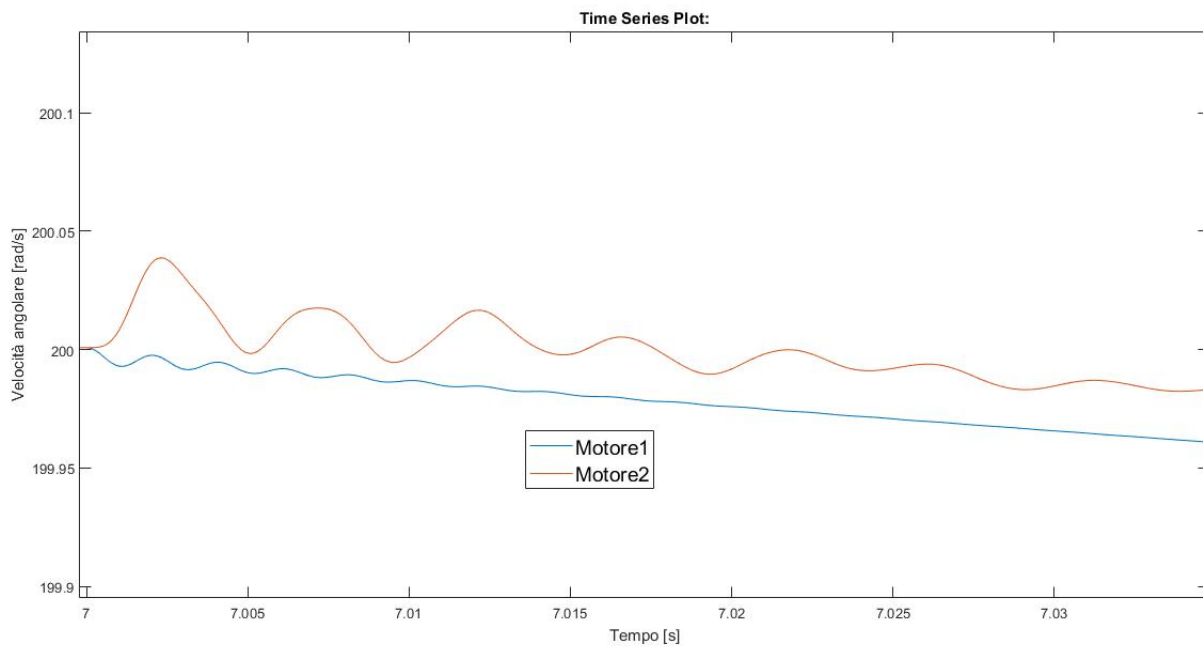


Figura 3.23: Dettaglio a 7 secondi

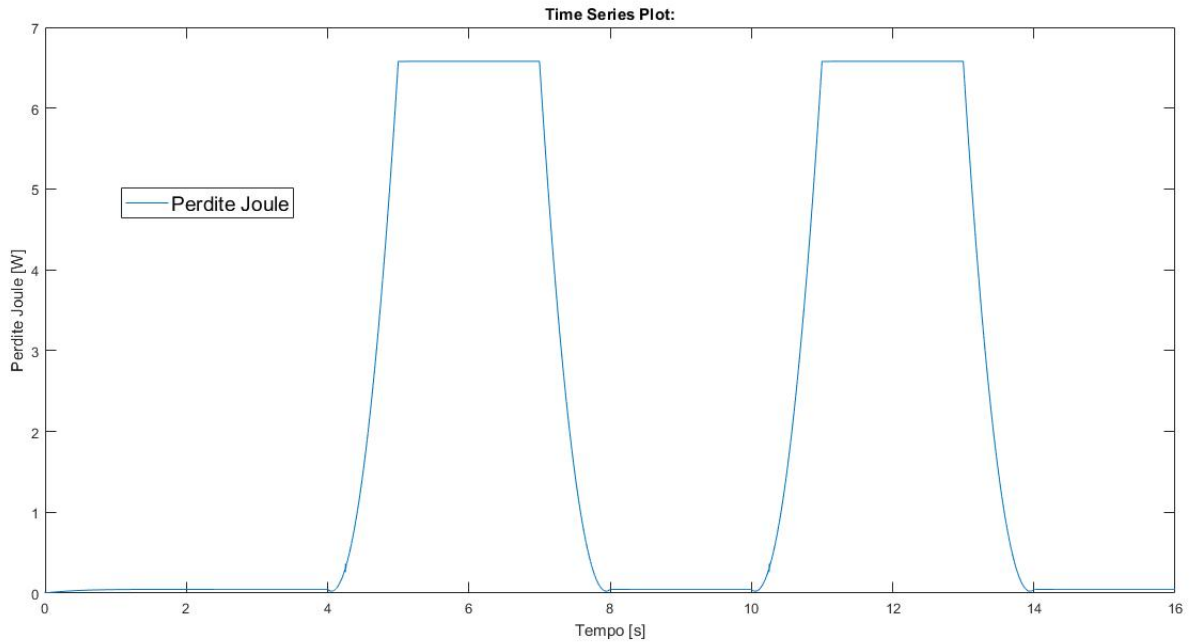


Figura 3.24: Perdite Joule totali del sistema

Perdite

Le perdite totali del sistema in tali condizioni sono rappresentate in figura 3.24. Le maggiori perdite si hanno quando vi è una coppia di disturbo applicata sui motori poichè aumenta la corrente di asse q del motore che ha coppia di disturbo (aumenta i_q per generare la coppia) e aumenta la corrente di asse d del motore non soggetto ad alcuna coppia di disturbo (perchè non lavora in MTPA). Quando non è presente alcuna coppia di disturbo le perdite sono quasi nulle, essendo le correnti di asse d e asse q quasi nulle su entrambi i motori. Il picco è di circa 6.5 Watt. Le perdite sono state ottenute seguendo l'equazione 3.4.

Capitolo 4

Controllo con la media delle grandezze misurate

In questo capitolo si vuole progettare e simulare la tecnica di controllo che utilizza la media delle grandezze misurate.

4.1 Descrizione

Il sistema è costituito da due motori brushless a magneti superficiali, da un PI di velocità e da due PI di corrente (uno per l'asse d, uno per l'asse q). I due motori vengono alimentati alla stessa tensione; quindi essi sono posti in parallelo.

In figura 4.1 è mostrato lo schema a blocchi dell'azionamento.

In ingresso al PI di velocità si è imposto il riferimento di circa 200 [rad/s] che è circa la velocità nominale del motore. La velocità vera in ingresso al PI è la media delle velocità misurate sui due motori.

Il PI di corrente ha come riferimento di asse d $i_d = 0$ e come corrente di asse q la corrente generata dal PI di velocità. In uscita al PI di corrente vi sono dei saturatori che limitano la tensione tra 240 e -240.

I guadagni proporzionali ed integrativi di entrambi i PI sono quelli ricavati nel capitolo 2.

Per le trasformazioni dal riferimento sincrono con il rotore a quello stazionario, necessario per comandare l'inverter, sul blocco di trasformazione posto in uscita al PI di corrente è stata utilizzata la media delle posizioni rotoriche dei due motori.

Per le trasformazioni interne ai motori, da stazionario a sincrono con il rotore e viceversa, si sono utilizzate le posizioni rotoriche vere dei singoli motori.

Tali trasformazioni seguono lo stesso principio di quello descritto nel capitolo 3.

Gli onori di misura sono:

- misura delle correnti di entrambe le macchine;

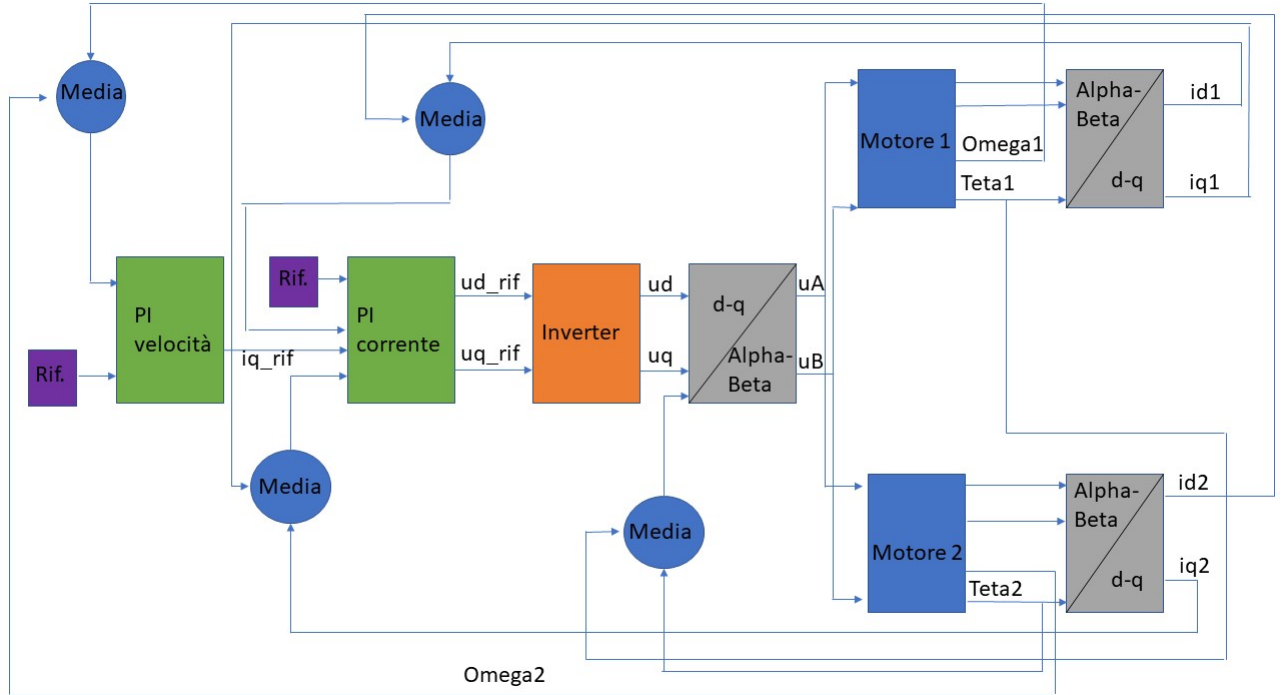


Figura 4.1: Schema a blocchi del sistema

- velocità rotorica di entrambe le macchine.

Dalla velocità rotorica di ogni macchina viene ricavata la posizione angolare. Le trasformazioni interne al blocco motore sono uguali a quelle rappresentate in figura 3.2.

4.2 Logica di controllo

L'uso della media di velocità è giustificato dal fatto che i due motori devono seguire lo stesso riferimento.

Per quanto riguarda la posizione rotorica, l'utilizzo della media dei valori è giustificata dal fatto che la differenza tra i due motori è piccola.

La media delle correnti di asse q mandate in retroazione, può essere giustificata dal fatto che essendo le due macchine uguali ed a magneti superficiali, la media delle coppie corrisponde in pratica alla media delle correnti di asse q; Tuttavia le correnti di asse q possono risultare molto differenti tra loro se i carichi risultano molto differenti. Nonostante ciò, se si utilizzano solo due motori, la media delle correnti risulta essere un errore accettabile per il comando dei motori.

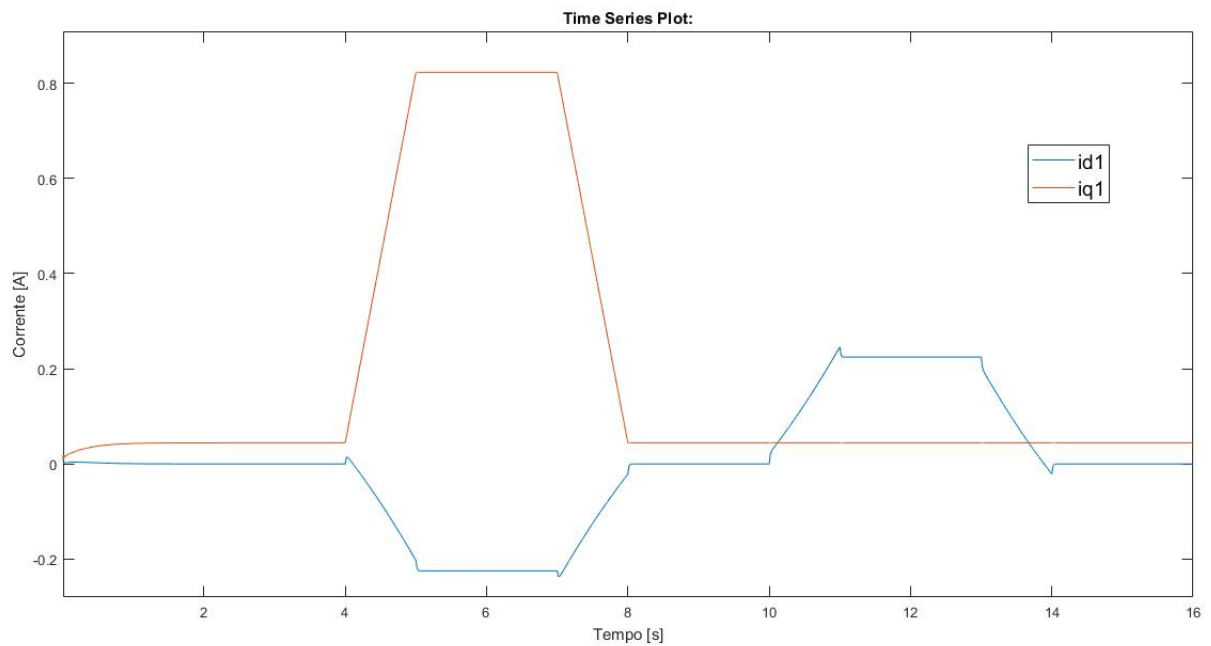


Figura 4.2: Correnti sul motore 1

La media delle correnti di asse d mandante in retroazione può essere giustificata dal fatto che il riferimento che devono seguire i due motori è lo stesso.

Effettuando la media delle grandezze, il sistema risulta più rilassato; infatti, nei transitori, il gradino che la velocità deve compensare per raggiungere il riferimento è più piccolo.

4.3 Simulazioni

4.3.1 Coppia di disturbo positiva

Le grandezze analizzate sono la velocità angolare, le correnti, le perdite dei due motori. La coppia di disturbo applicata ai due motori è uguale a quella utilizzata nel capitolo 3 (figura 3.4).

Correnti

Le correnti del motore 1 sono mostrate in figura 4.2, mentre quelle del motore 2 in figura 4.3. Il motore che ha la coppia di disturbo, presenta la corrente di asse q maggiore in quanto deve generare la coppia richiesta; nello stesso arco temporale, tale motore, presenta anche una certa corrente di asse d negativa.

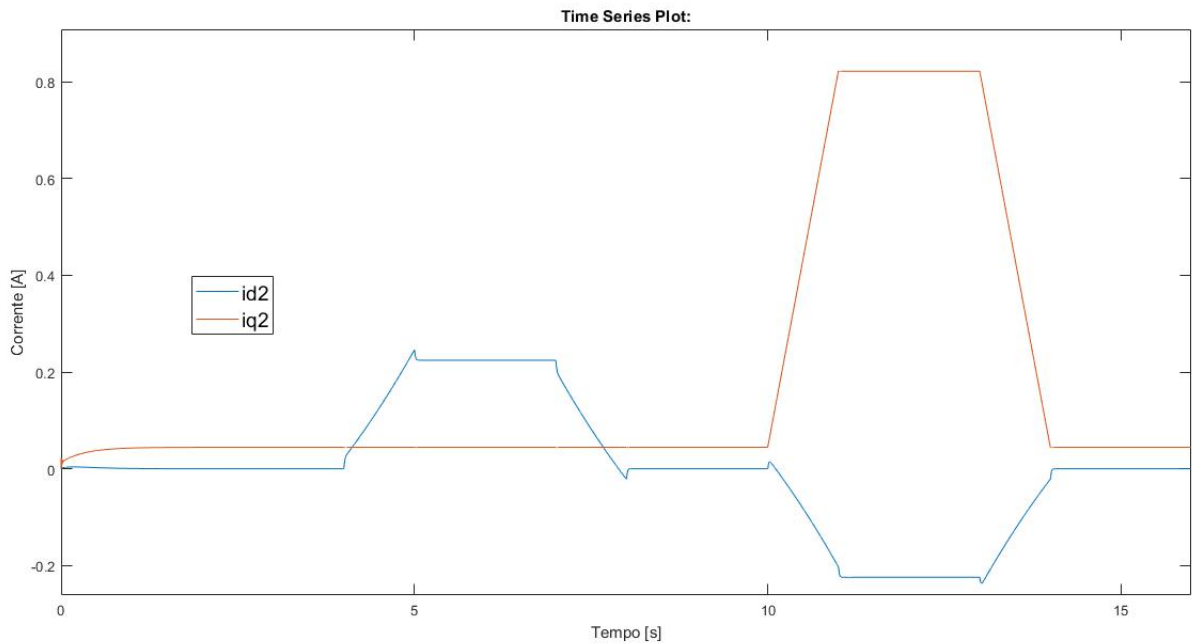


Figura 4.3: Correnti sul motore 2

Quando sul motore non è applicata alcuna coppia la corrente di asse q è circa zero (non è mai zero a causa del carico inerziale) mentre la corrente di asse d è positiva se sull'altro motore è applicata coppia di disturbo ed è zero se su nessuno dei due motori è applicata la coppia. Quindi la corrente di asse d è zero (come da riferimento) solo se nessuno dei due motori presenta una coppia di disturbo. Il fatto che la corrente di asse d non sia mai zero, quando è applicata una coppia di disturbo su uno dei due motori, può essere spiegato dal fatto che nessuno dei due motori lavora in MTPA in quanto in retroazione vi è la media degli angoli delle due macchine, quindi vi è un errore rispetto agli angoli veri dei motori.

Il modulo delle correnti in uscita dall'inverter è mostrato in figura 4.4. Il picco è di poco superiore ad 1 [A].

Velocità

Il sistema arriva a regime in circa 2,5 secondi. Le velocità dei due motori seguono bene il riferimento. In figura 4.5 e 4.6 è possibile apprezzare quanto detto. A 4 secondi viene applicata la coppia di disturbo sul motore 1; è possibile apprezzare nel dettaglio in figura 4.7 la dinamica del sistema in tale frangente. Si può notare che le velocità presentano un'oscillazione ed il motore che presenta la coppia di disturbo si allontana un pò dal riferimento.

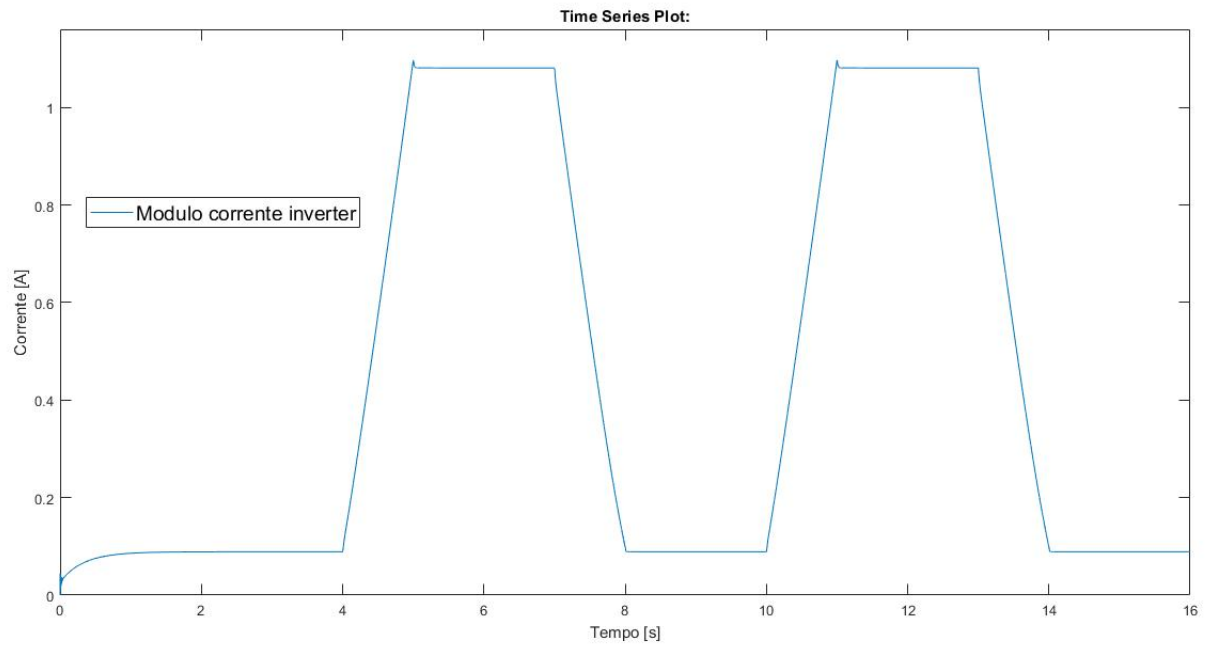


Figura 4.4: Modulo correnti in uscita dall'inverter

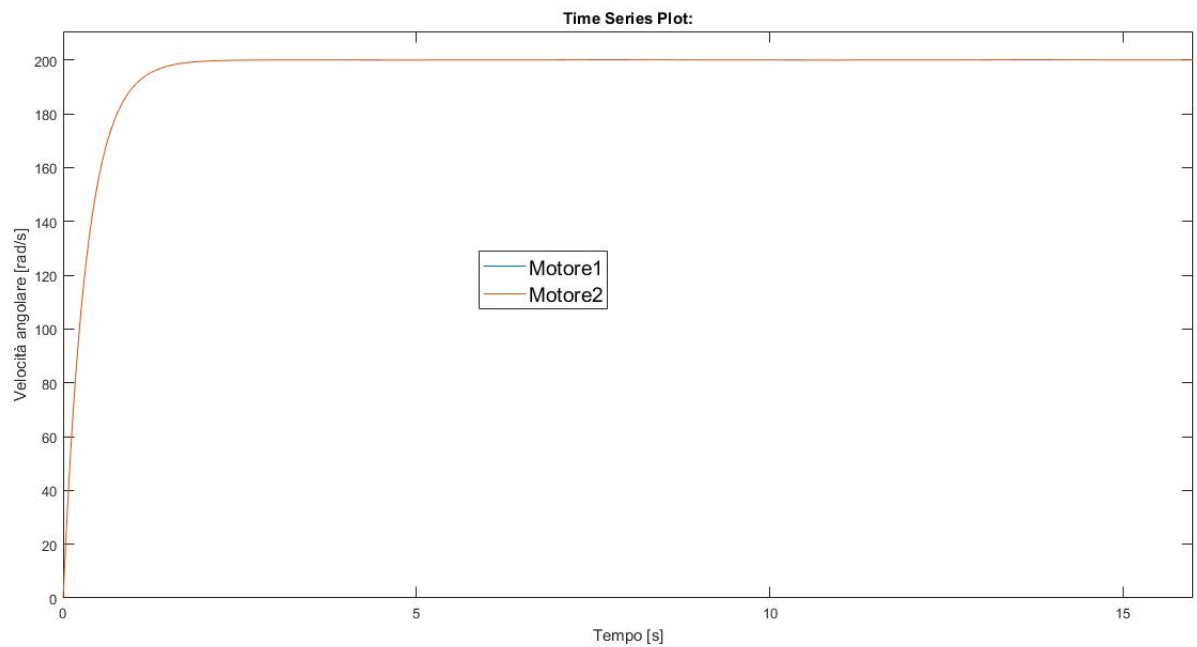


Figura 4.5: Velocità dei due motori

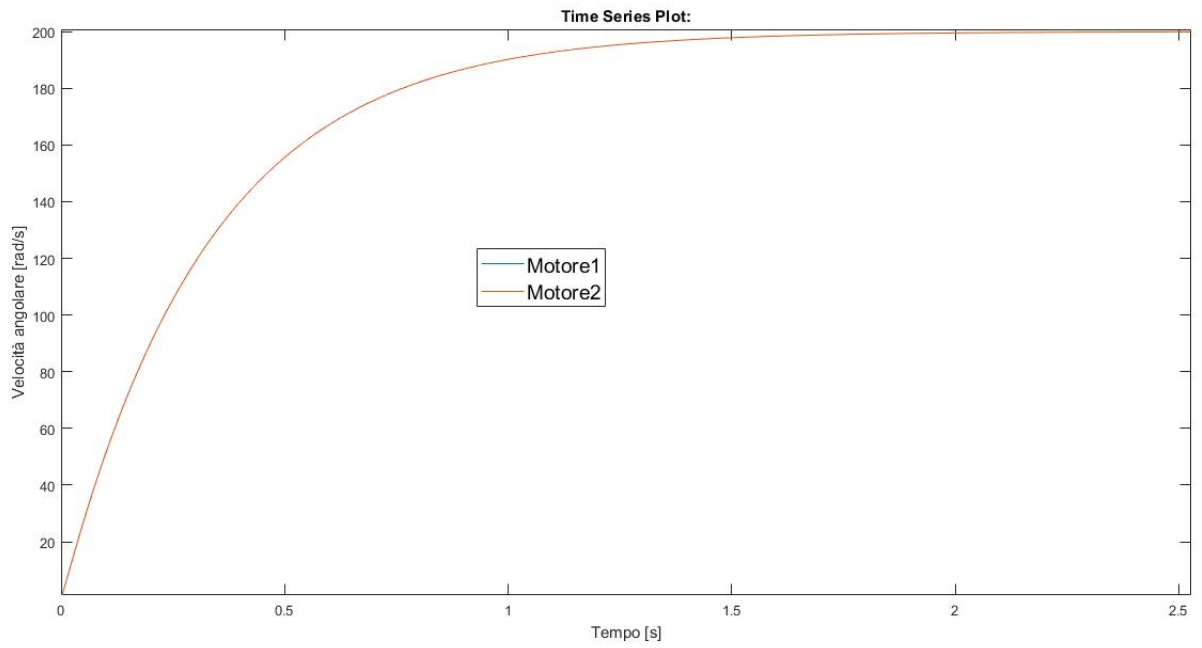


Figura 4.6: Transitorio iniziale velocità

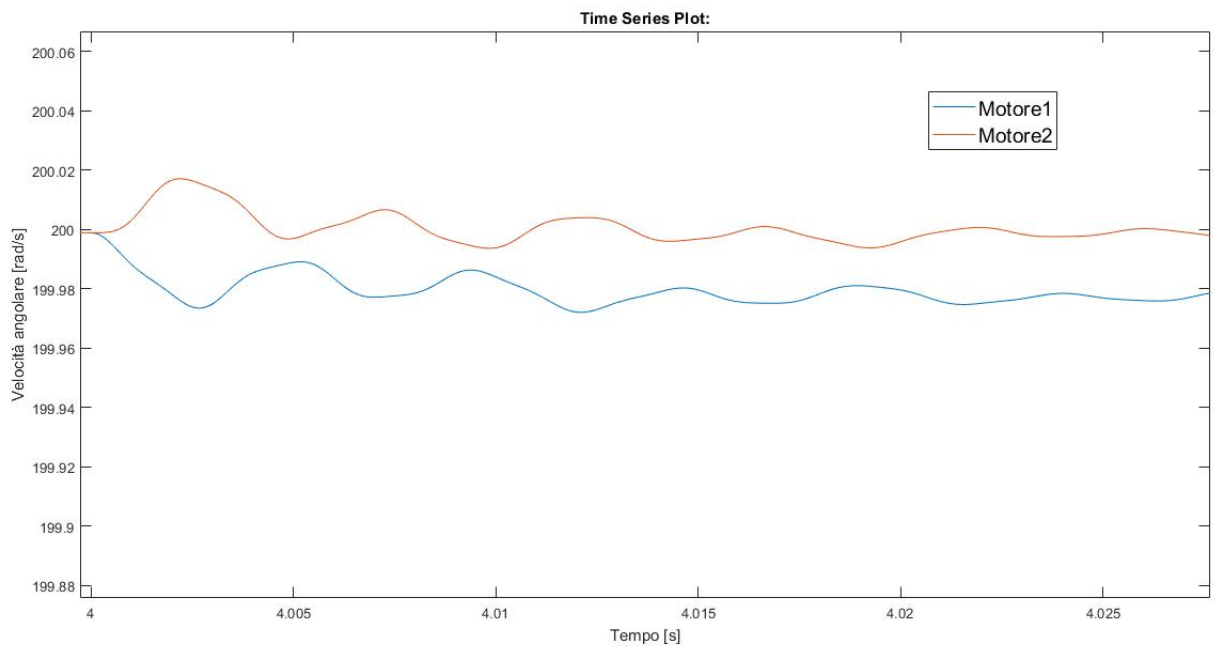


Figura 4.7: Dettaglio velocità a 4 secondi

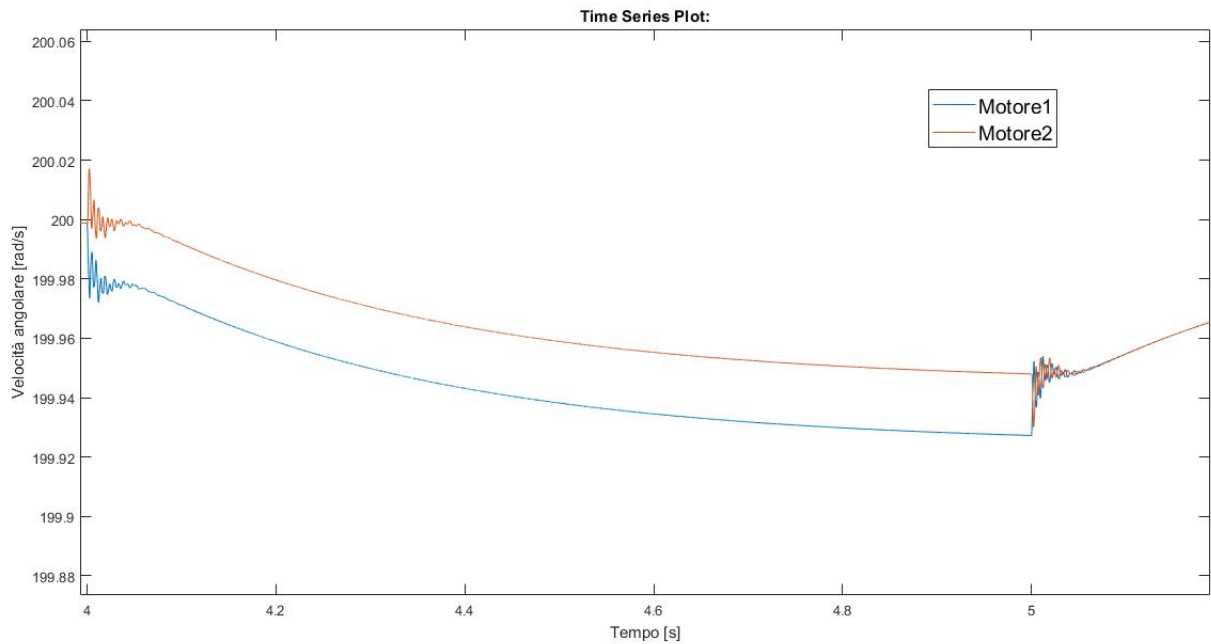


Figura 4.8: Dettaglio velocità tra 4 secondi e 5 secondi

In figura 4.8 è possibile osservare che la differenza di velocità permane fino a poco dopo lo stabilizzarsi della coppia, quindi fino a circa 5 secondi.

A 7 secondi, la coppia sul motore 1 inizia a calare e le velocità dei due motori subiscono una lieve variazione che è possibile apprezzare in figura 4.9; si può notare anche che la differenza di velocità termina a circa 8 secondi quando la coppia TL1 si stabilizza.

Da 10 secondi $TL2 > TL1$ ed a 11 secondi TL2 raggiunge il suo valore massimo. In tale situazione accade la stessa cosa del caso precedente (figura 4.10). Stessa situazione nel transitorio della coppia tra 13 e 14 secondi (figura 4.11).

Tra 8 e 10 secondi $TL1 = TL2 = 0$ così come tra 14 e 16 secondi; in figura 4.12 e 4.13 si vede che in tali frangenti le velocità dei due motori sono le stesse e seguono bene il riferimento.

Perdite

Le perdite totali del sistema sono mostrate in figura 4.14. Il picco raggiunge circa gli 1.2 Watt. Si noti che le perdite sono più consistenti, come ci si può aspettare, quando è applicata una coppia di disturbo sei motori; altrimenti esse sono circa nulle. In generale le perdite per effetto Joule del sistema risultano molto basse. Le perdite sono state ottenute seguendo l'equazione 3.4.

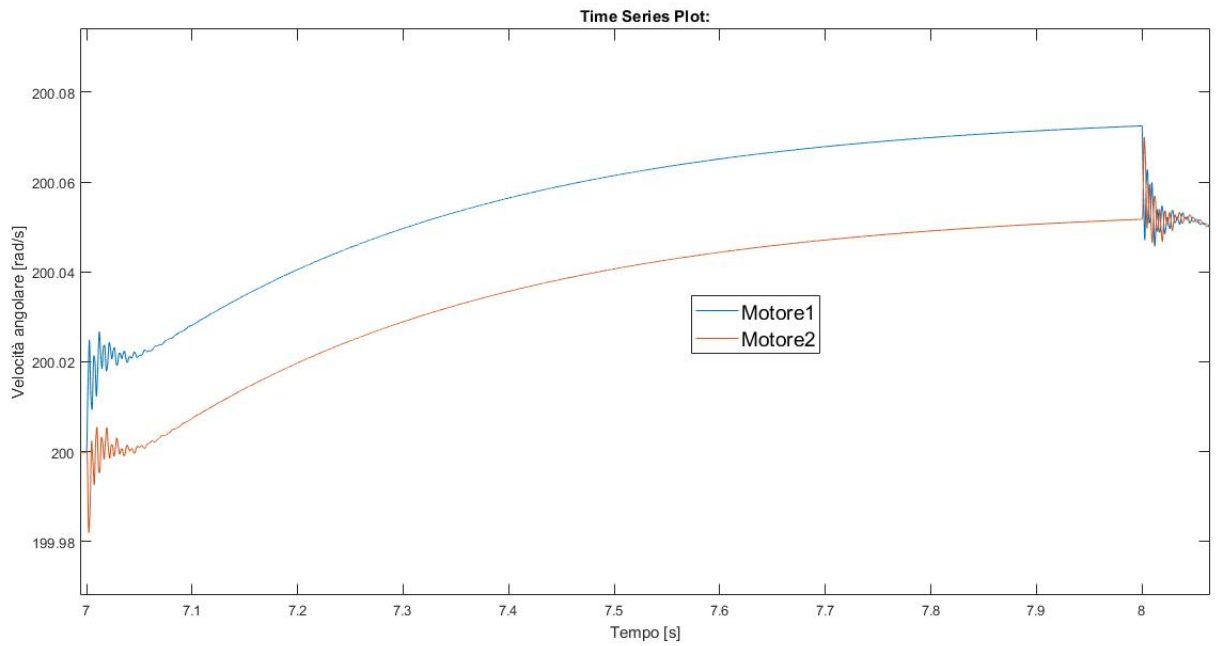


Figura 4.9: Dettaglio velocità tra 7 secondi e 8 secondi

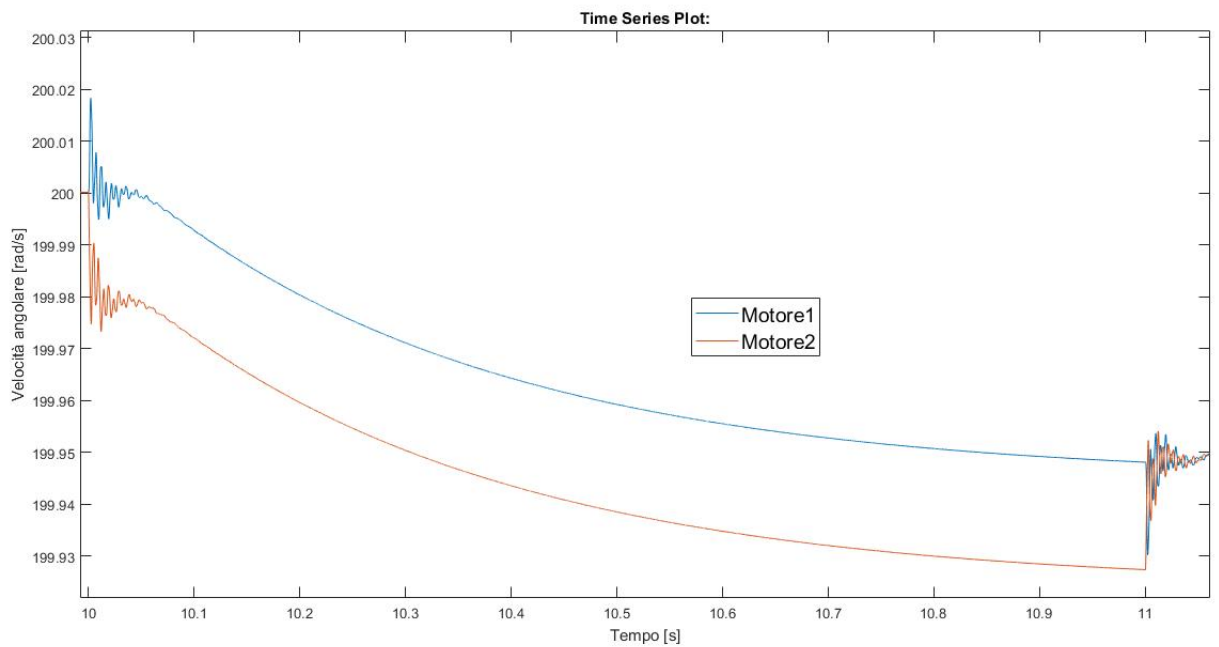


Figura 4.10: Dettaglio velocità tra 10 secondi e 11 secondi

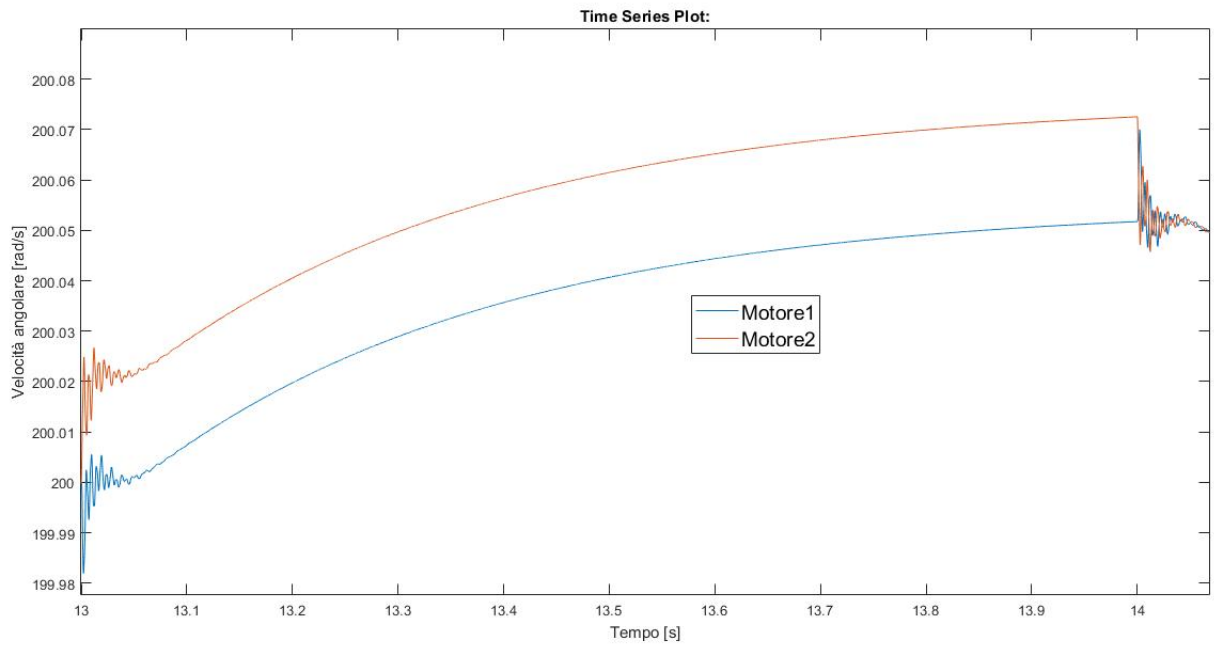


Figura 4.11: Dettaglio velocità tra 13 secondi e 14 secondi

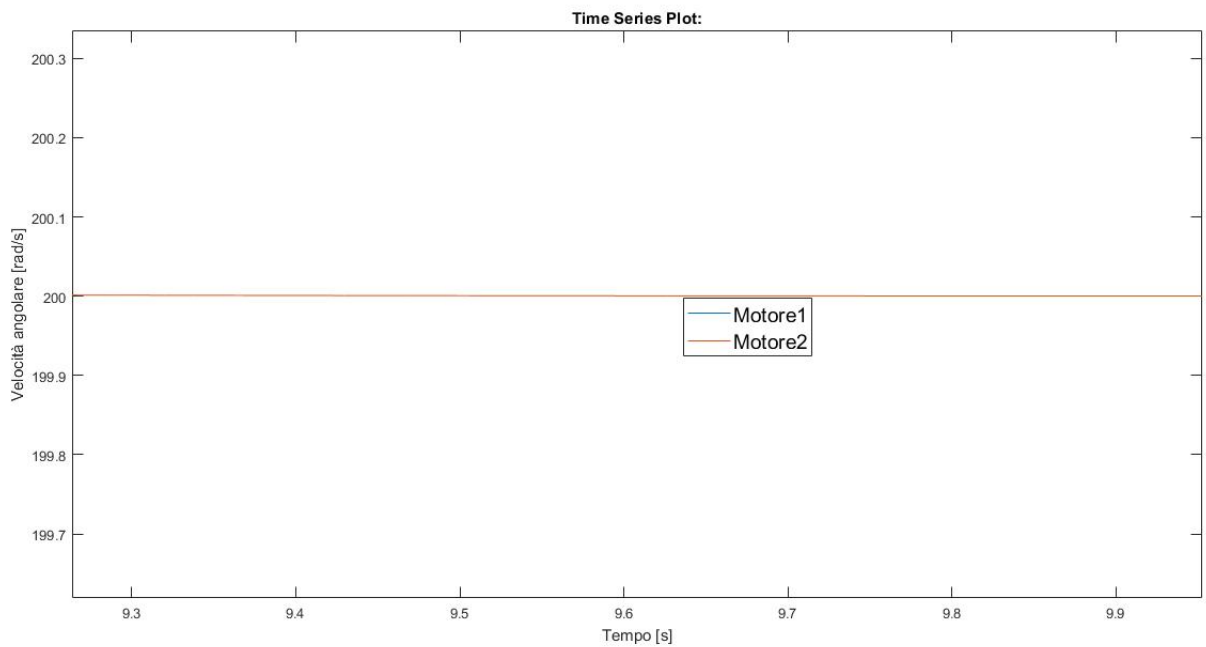


Figura 4.12: Dettaglio velocità a circa 9 secondi

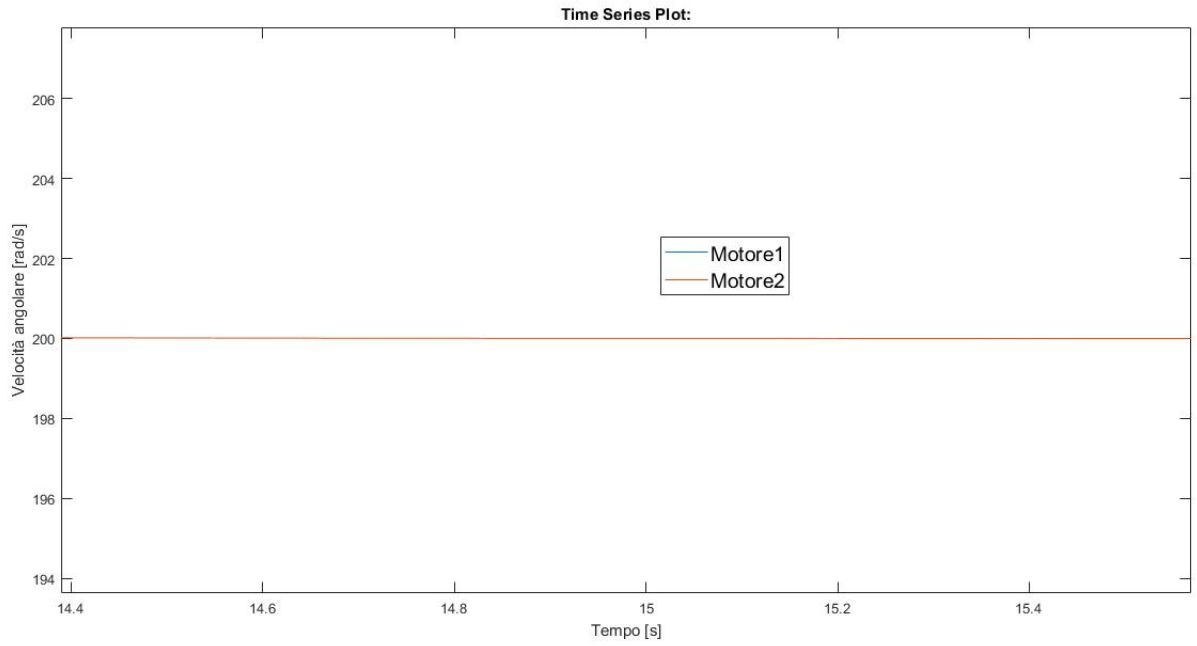


Figura 4.13: Dettaglio velocità a circa 15 secondi

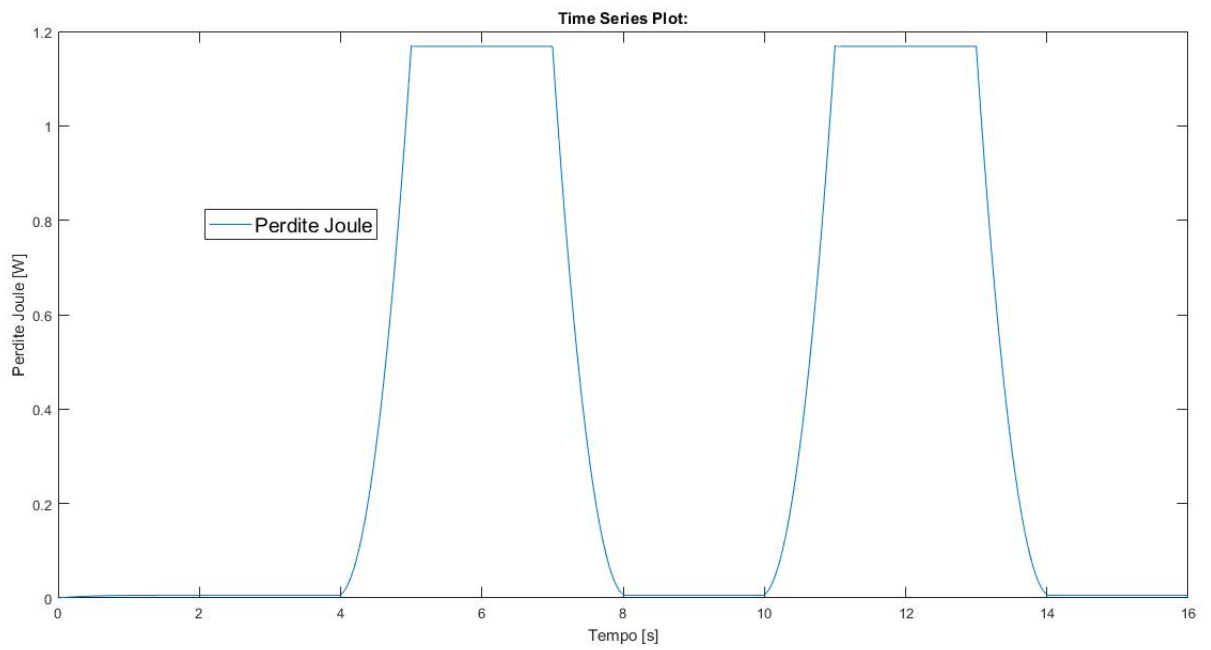


Figura 4.14: Perdite totali del sistema

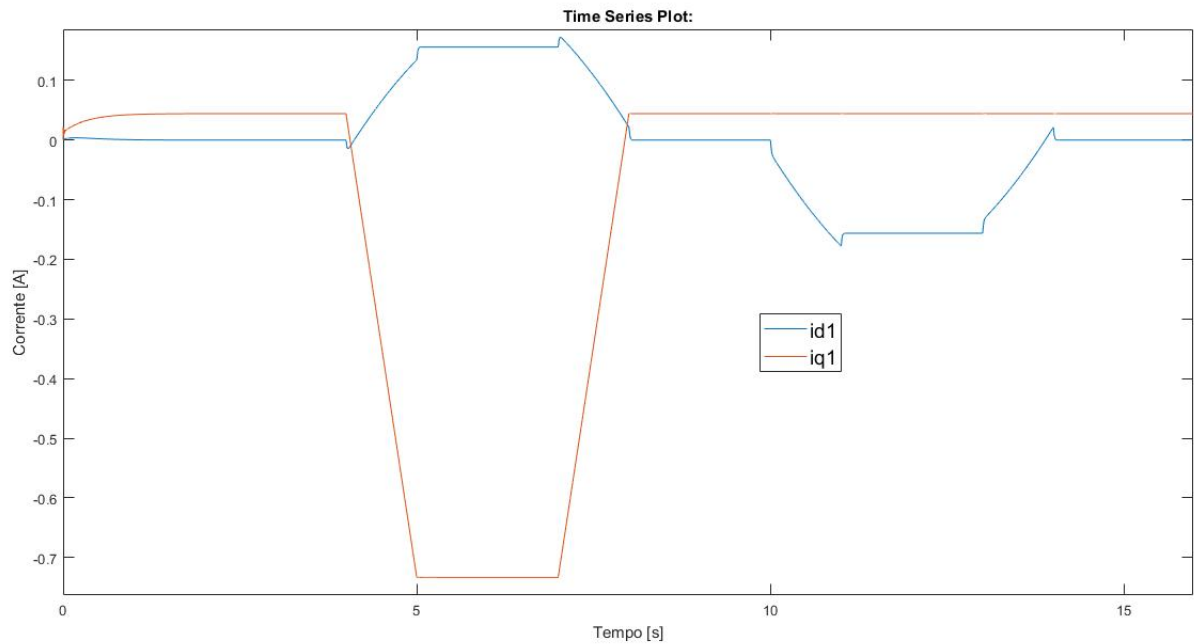


Figura 4.15: Correnti motore 1

4.3.2 Coppia di disturbo negativa

Le grandezze analizzate sono la velocità angolare, le correnti, le perdite dei due motori. La coppia di disturbo applicata ai due motori è uguale a quella mostrata in figura 3.15. Il picco è il 50 per cento della coppia nominale dei motori.

Correnti

Le correnti del motore 1 sono mostrate in figura 4.15, mentre quelle del motore 2 in figura 4.16. Il motore che ha la coppia di disturbo, presenta la corrente di asse q maggiore (in modulo). Infatti essa deve generare la coppia richiesta; tale motore presenta anche una certa corrente di asse d positiva nel medesimo arco temporale. Quando sul motore non è applicata alcuna coppia la corrente di asse q è circa zero (non è mai zero a causa del carico inerziale) mentre la corrente di asse d è negativa se sull'altro motore è applicata coppia di disturbo ed è zero se su nessuno dei due motori è applicata la coppia. Quindi la corrente di asse d è zero (come da riferimento) solo se nessuno dei due motori presenta una coppia di disturbo. La spiegazione è identica al caso di coppia positiva.

La corrente che deve erogare l'inverter, in tali condizioni, è mostrata in figura 4.17. Il picco di corrente è di poco inferiore ad 1 [A].

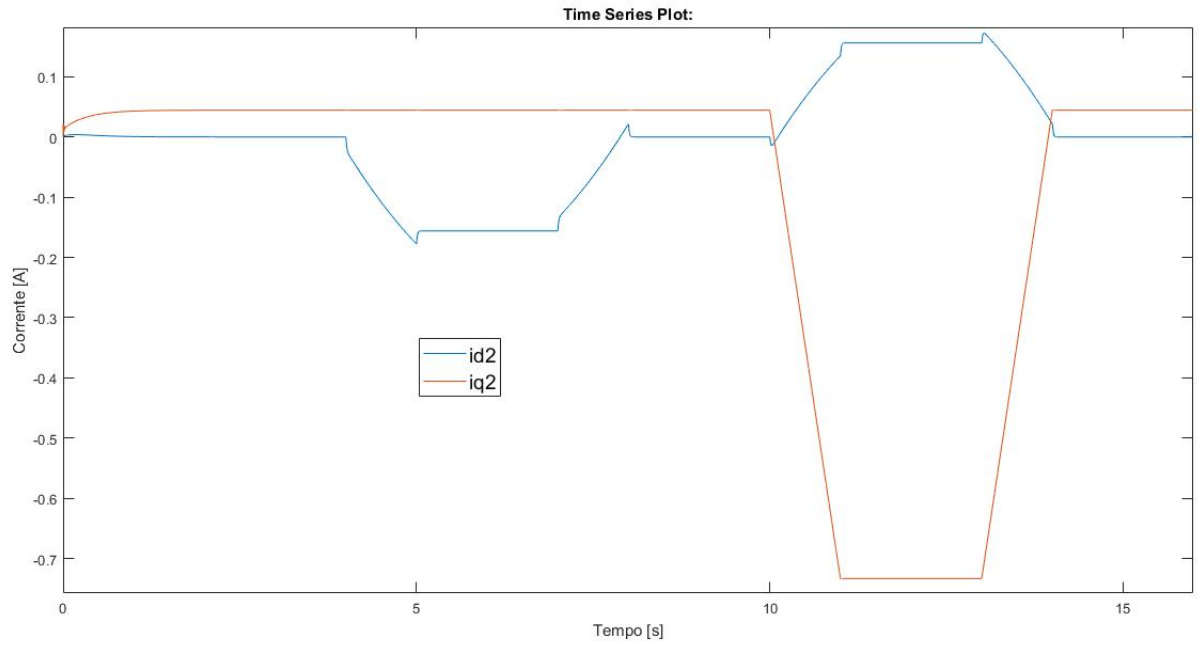


Figura 4.16: Correnti motore 2

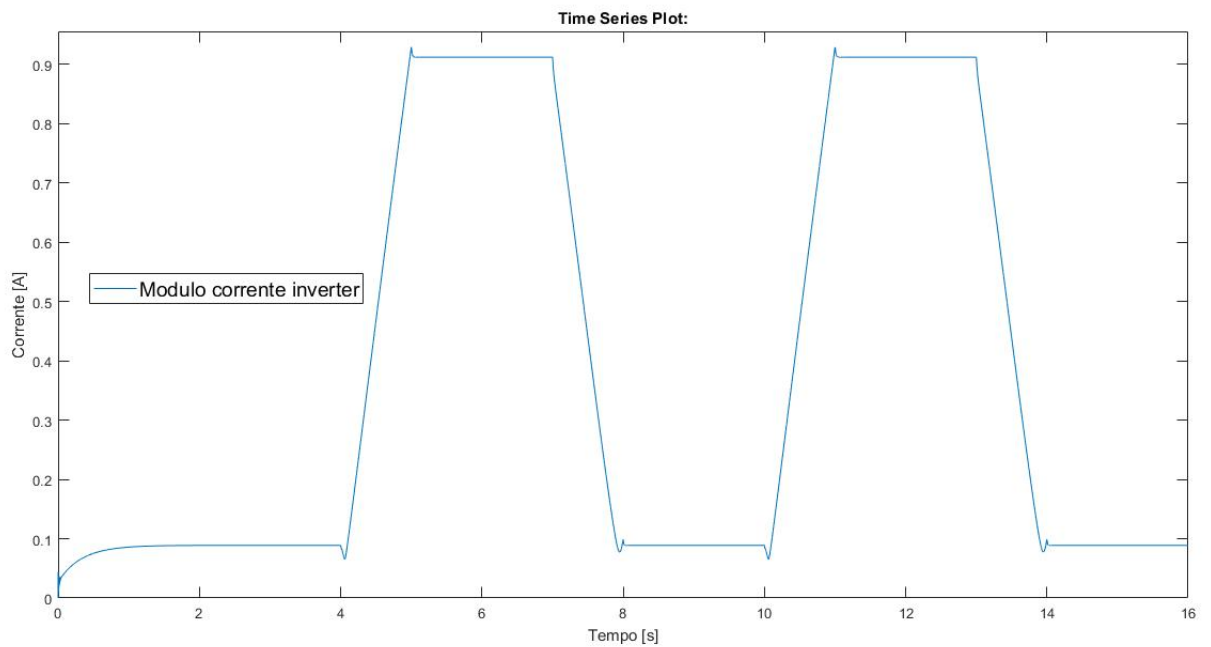


Figura 4.17: Modulo corrente in uscita dall'inverter

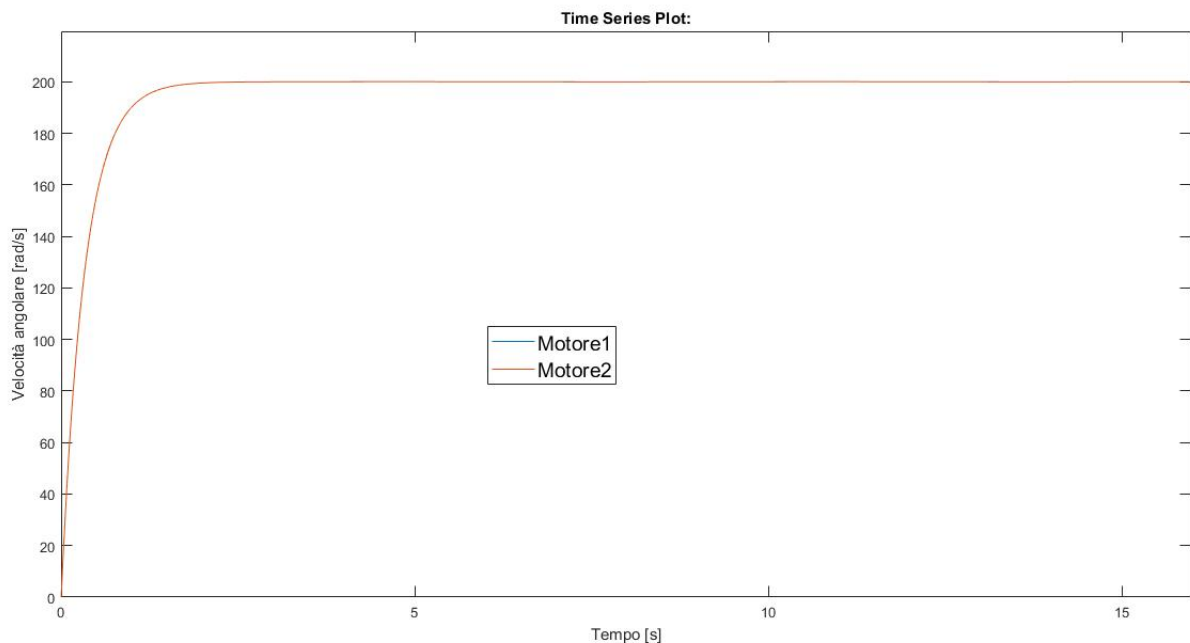


Figura 4.18: Velocità dei due motori

Velocità

Il sistema arriva a regime in circa 2,5 secondi. Le velocità dei due motori seguono bene il riferimento. In figura 4.18 e 4.19 è possibile apprezzare quanto detto. Tra 4 secondi e 5 secondi vi è una variazione di coppia sul motore 1 e ciò comporta delle oscillazioni di velocità in tale arco temporale (figura 4.20). Lo stesso accade tra 7 e 8 secondi (figura 4.21).

Tra 8 secondi e 10 secondi e tra 14 secondi e 16 secondi la $|TL1|=|TL2|=0$; il sistema, in tali condizioni, presenta un'ottima dinamica in quanto i due motori hanno la stessa velocità e quest'ultima è quella di riferimento (figure 4.22 e 4.23).

Da 10 secondi $|TL2|>|TL1|$ ed a 14 secondi. In figura 4.24 è mostrata la variazione di velocità dei due motori quando c'è il transitorio di TL2 da 0 [Nm] a -3.5 [Nm], mentre in figura 4.25 è mostrata la variazione di velocità dei due motori quando c'è il transitorio di TL2 da -3.5 [Nm] a 0 [Nm].

Perdite

Le perdite totali del sistema sono mostrate in figura 4.26. Il picco raggiunge un valore di poco inferiore ai 0.9 Watt. si noti che le perdite sono più consistenti, come ci si può aspettare, quando è applicata una coppia di disturbo

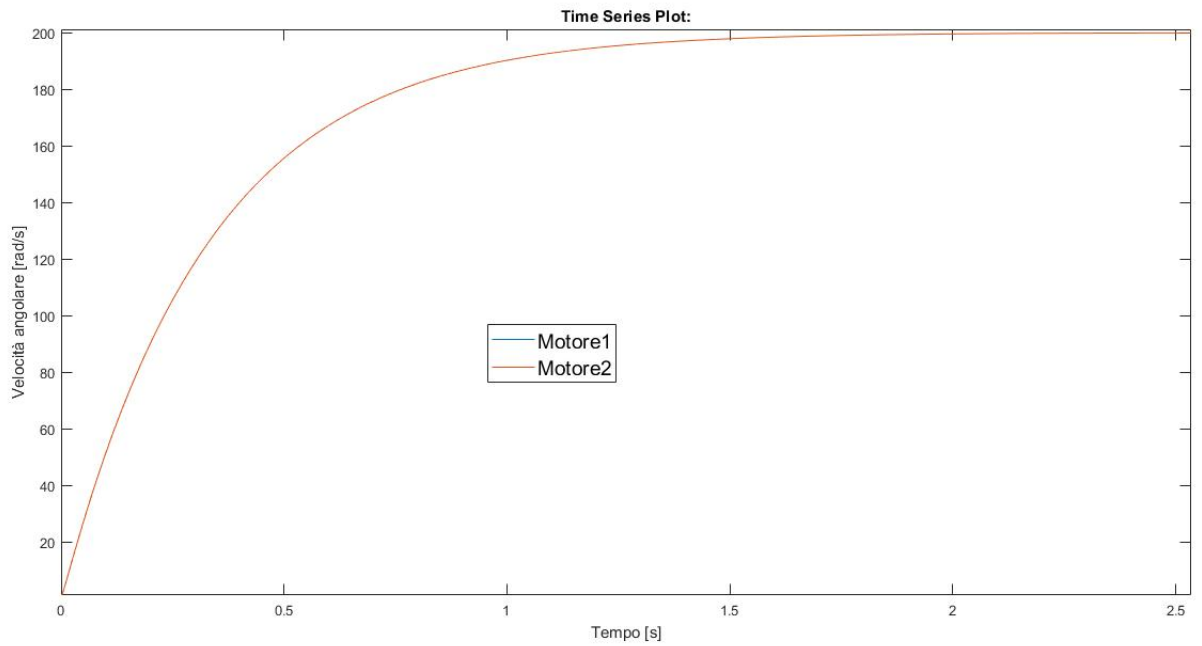


Figura 4.19: Transitorio iniziale velocità

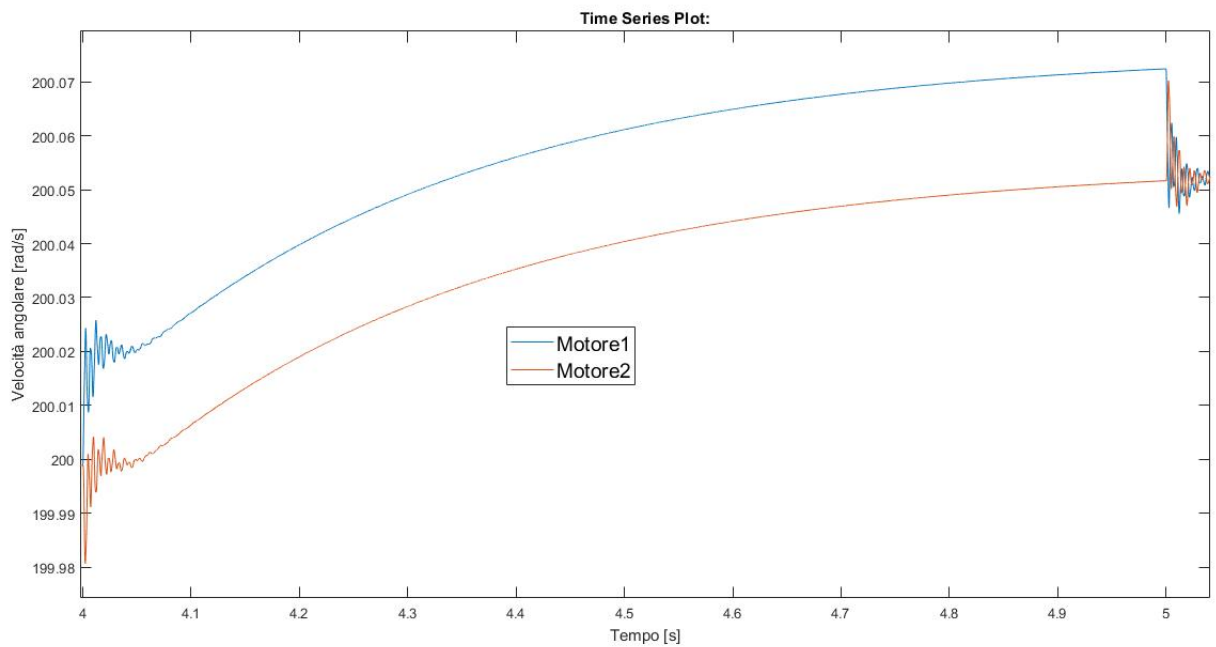


Figura 4.20: Dettaglio velocità tra 4 secondi e 5 secondi

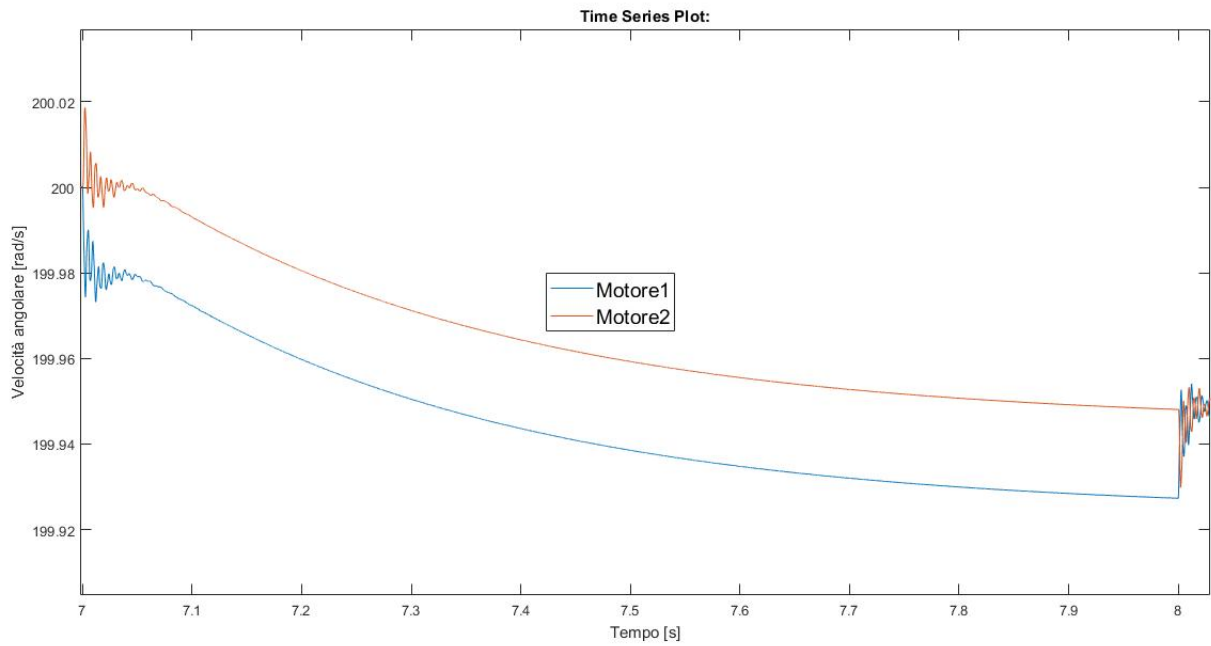


Figura 4.21: Dettaglio velocità tra 7 secondi e 8 secondi

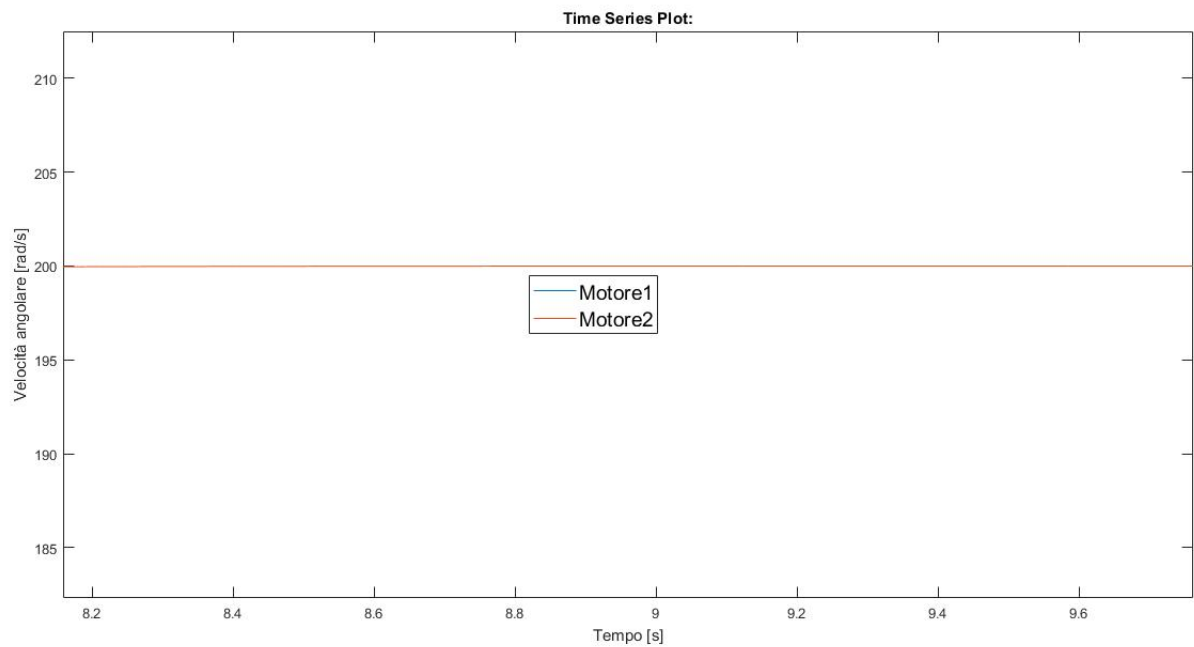


Figura 4.22: Dettaglio velocità a circa 8 secondi

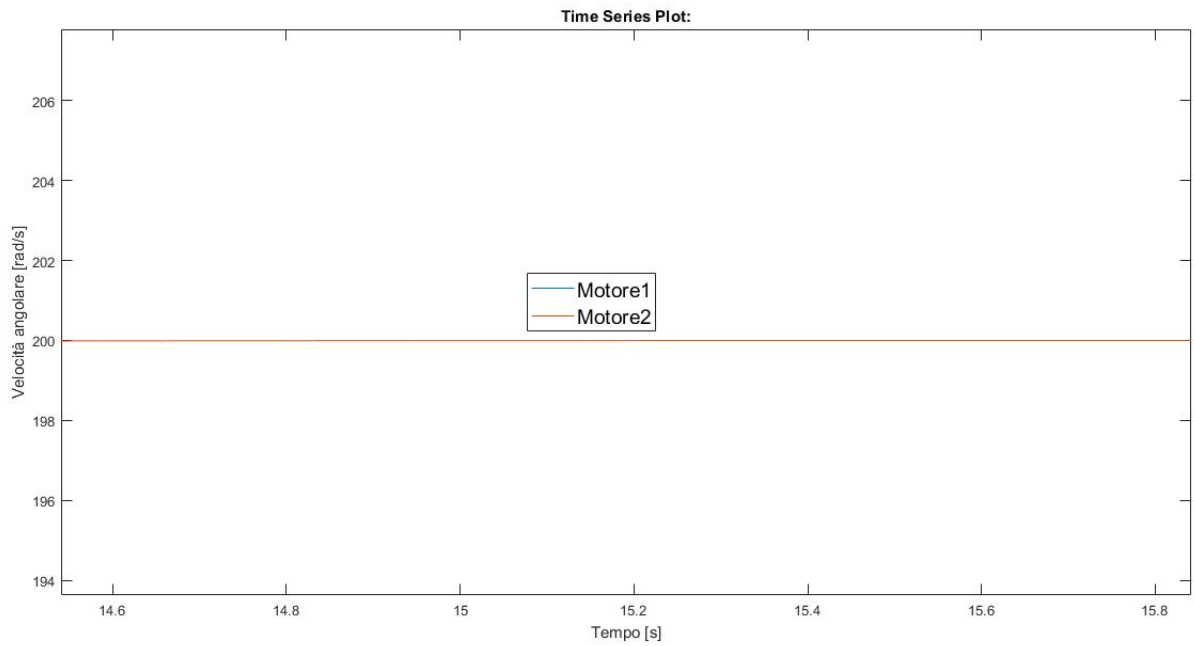


Figura 4.23: Dettaglio velocità a circa 14 secondi

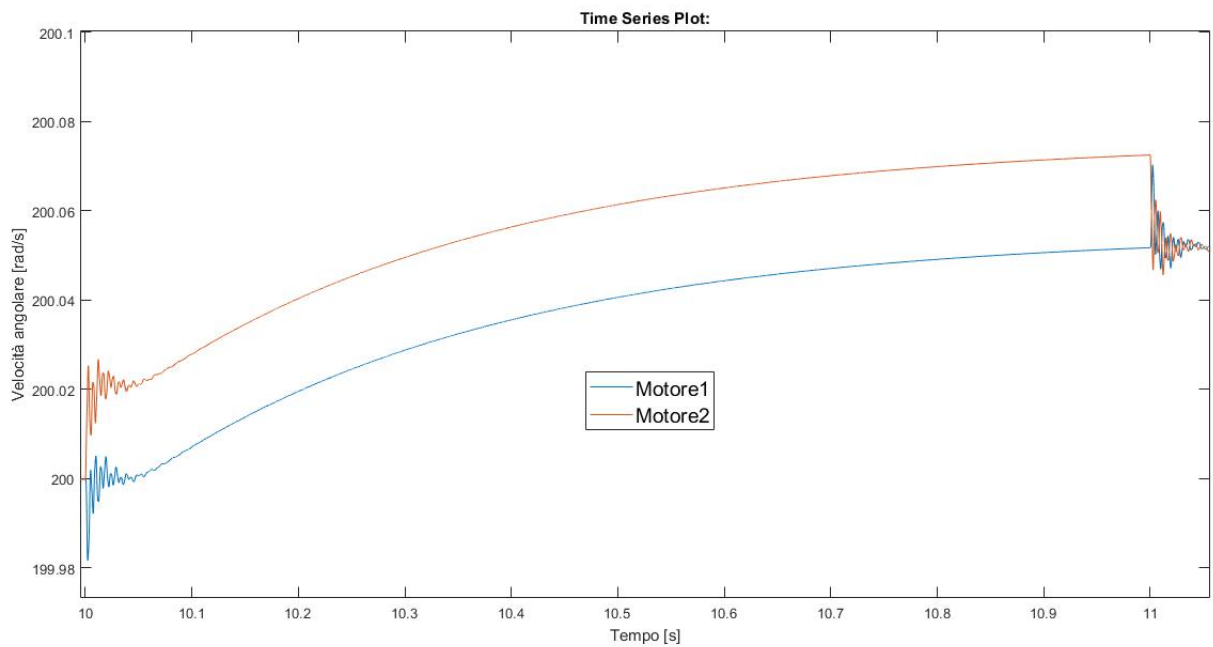


Figura 4.24: Dettaglio velocità tra 10 secondi e 11 secondi

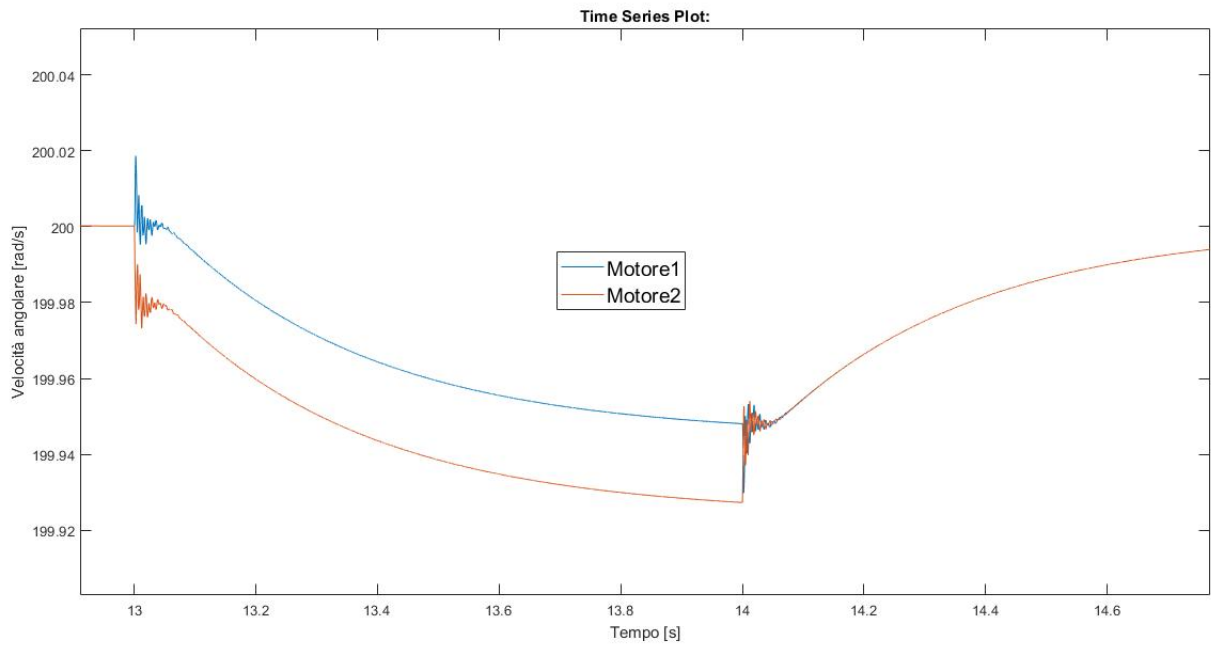


Figura 4.25: Dettaglio velocità tra 13 secondi e 15 secondi circa

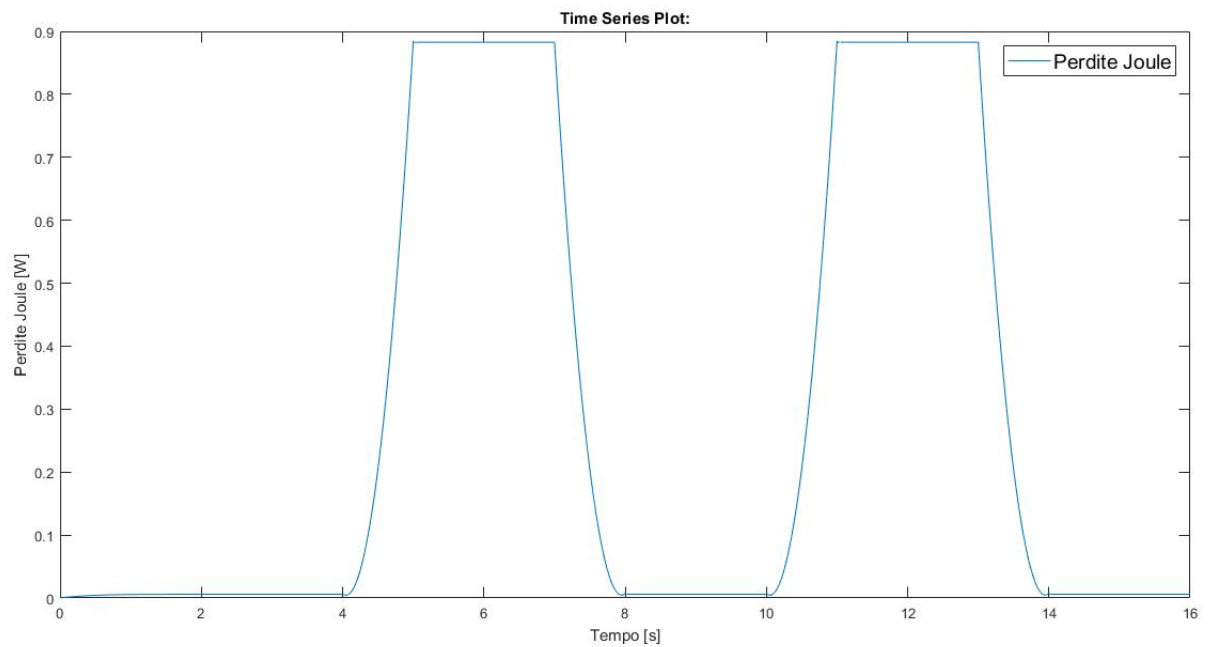


Figura 4.26: Perdite totali del sistema

sui motori. In generale le perdite per effetto Joule risultano molto basse. Anche in questo caso le perdite sono state ottenute seguendo la 3.4.

Capitolo 5

Analisi comparativa

In questo capitolo si confrontano i risultati ottenuti per le due tecniche di controllo implementate ed illustrate in precedenza. Con la dicitura "tecnica 1" si definisce il sistema di controllo con scelta del motore master, mentre con "tecnica 2" il controllo con la media delle grandezze misurate.

5.0.1 Senza coppia di disturbo

In tale analisi nessuna coppia di disturbo è applicata ai motori, quindi si prenderanno come riferimento le grandezze tra 0 e 4 secondi (coppia di disturbo figura 3.4).

Dinamica

Nella figura 5.1 è mostrato il transitorio iniziale per entrambi i sistemi di controllo. Si vede che con entrambe le tecniche di controllo, i due motori, raggiungono il regime in circa 2,5 secondi. In figura 5.2 è mostrato il dettaglio della differenza di velocità rispetto al riferimento a regime; entrambi i sistemi di controllo si comportano bene in quanto mantengono bene il riferimento. In tali condizioni, si può affermare che i sistemi di controllo posti a confronto si equivalgono.

Correnti

In figura 5.3 e 5.4 sono mostrate le correnti sul motore 1. La corrente di asse q con la tecnica 1 è maggiore della corrente di asse q con tecnica 2; essa presenta anche un ripple nel transitorio iniziale leggermente maggiore. Con entrambe le tecniche la corrente di asse q è circa zero come deve essere. La corrente di asse d è zero in entrambe le soluzioni, tranne che per un breve transitorio iniziale utilizzando la tecnica 2. In figura 5.5 e 5.6 sono mostrate le correnti sul motore 2. Praticamente le correnti sono quasi uguali a quelle del motore 1, così come le considerazioni fatte. Il modulo della corrente che

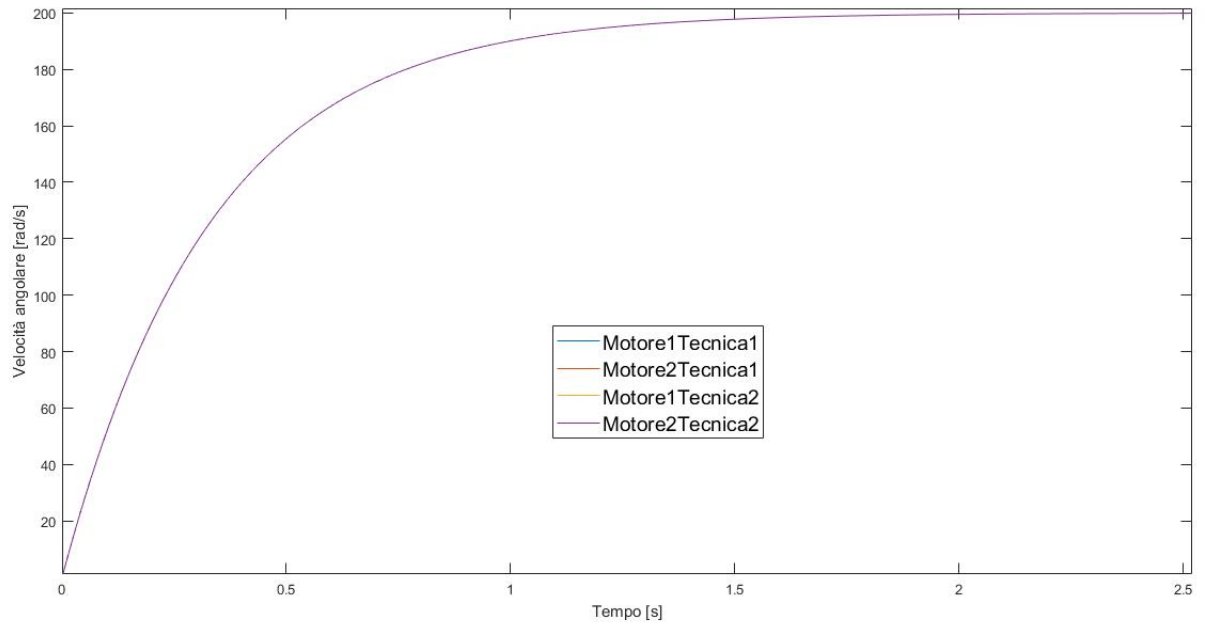


Figura 5.1: Transitorio iniziale velocità

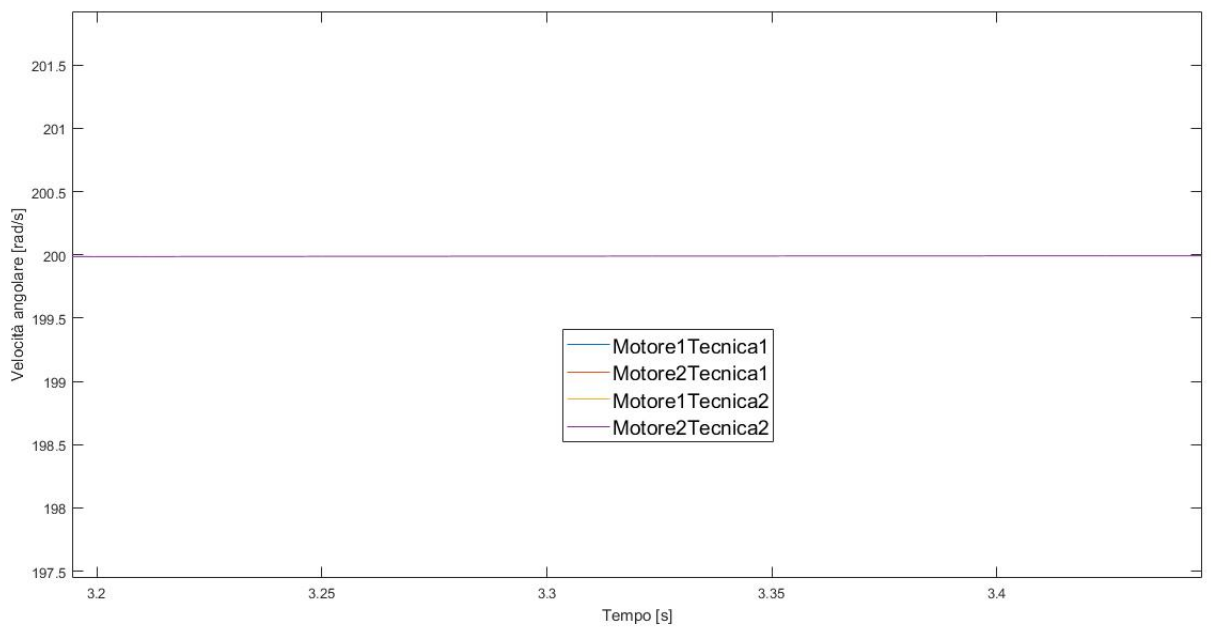


Figura 5.2: Dettaglio velocità a regime

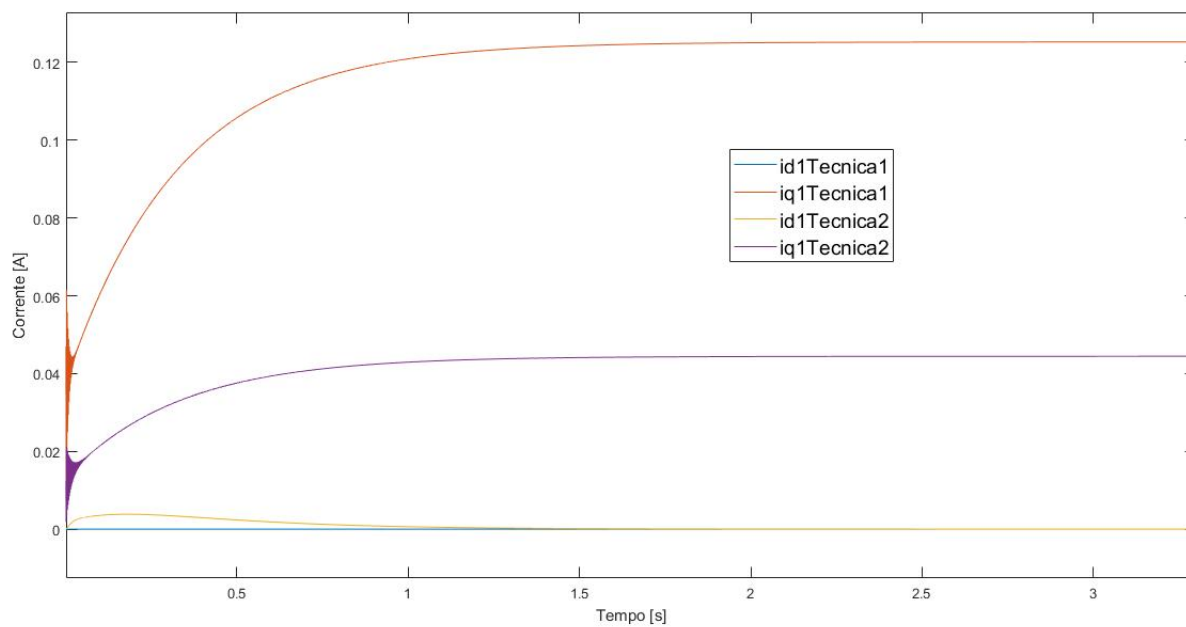


Figura 5.3: Correnti motore 1

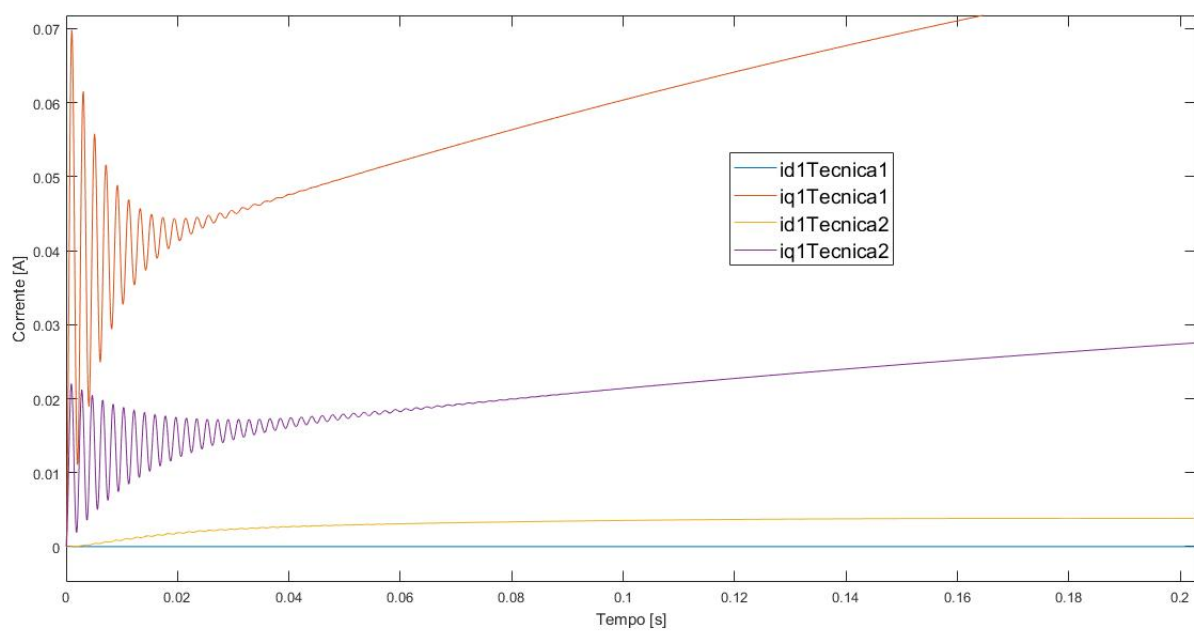


Figura 5.4: Correnti motore 1

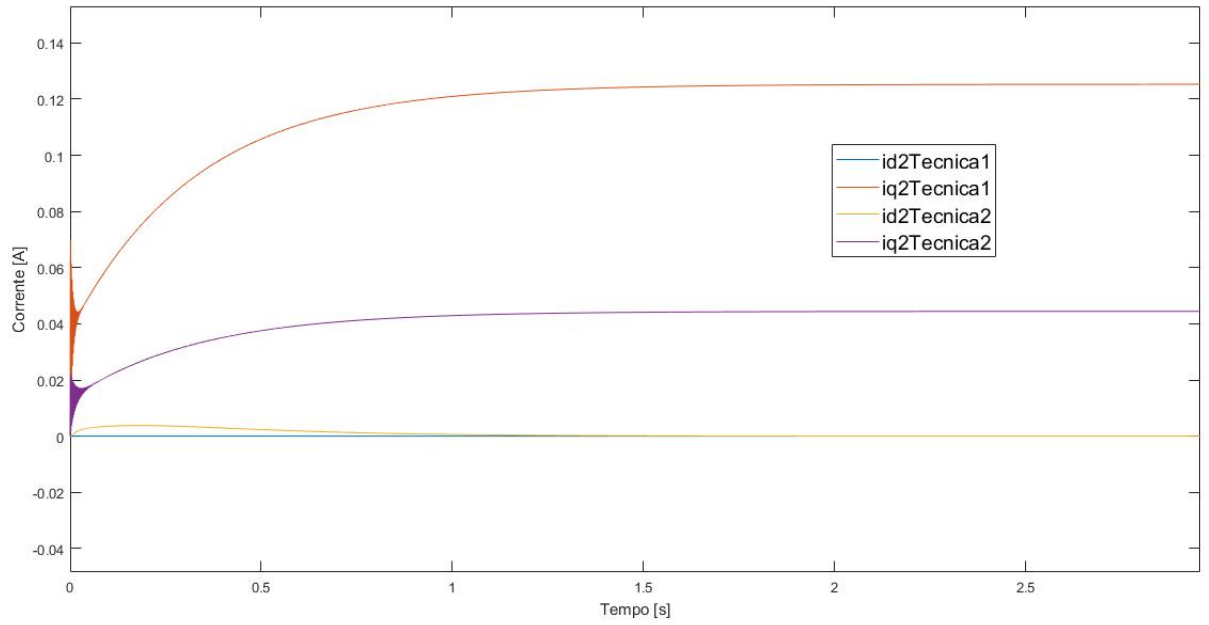


Figura 5.5: Correnti motore 2

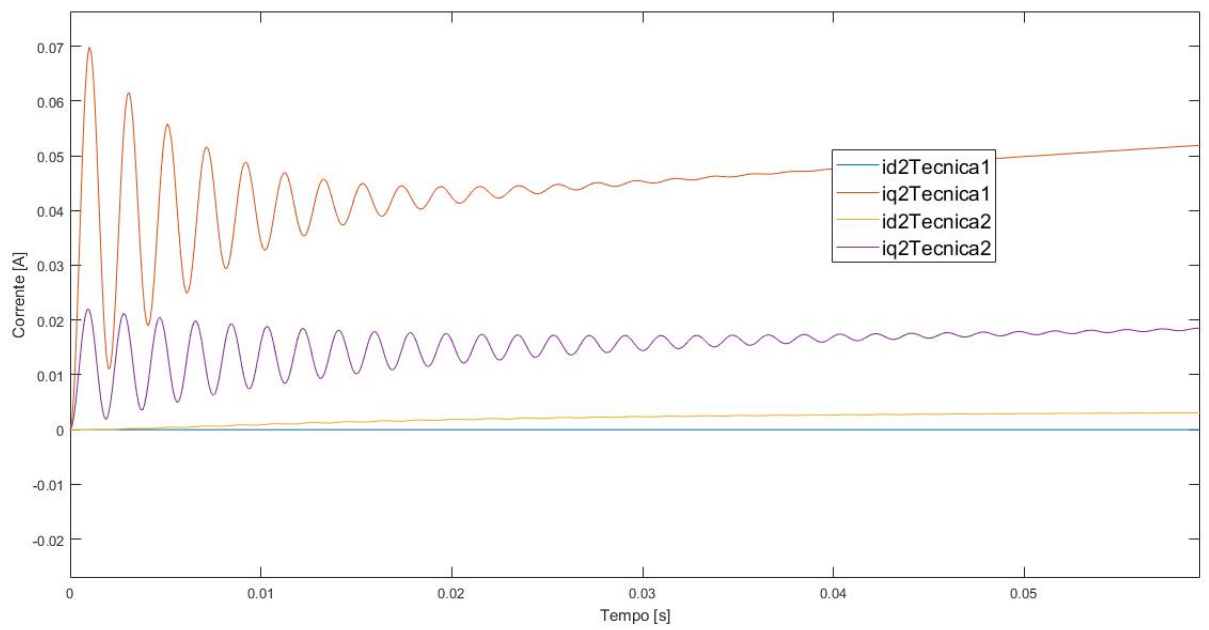


Figura 5.6: Correnti motore 2

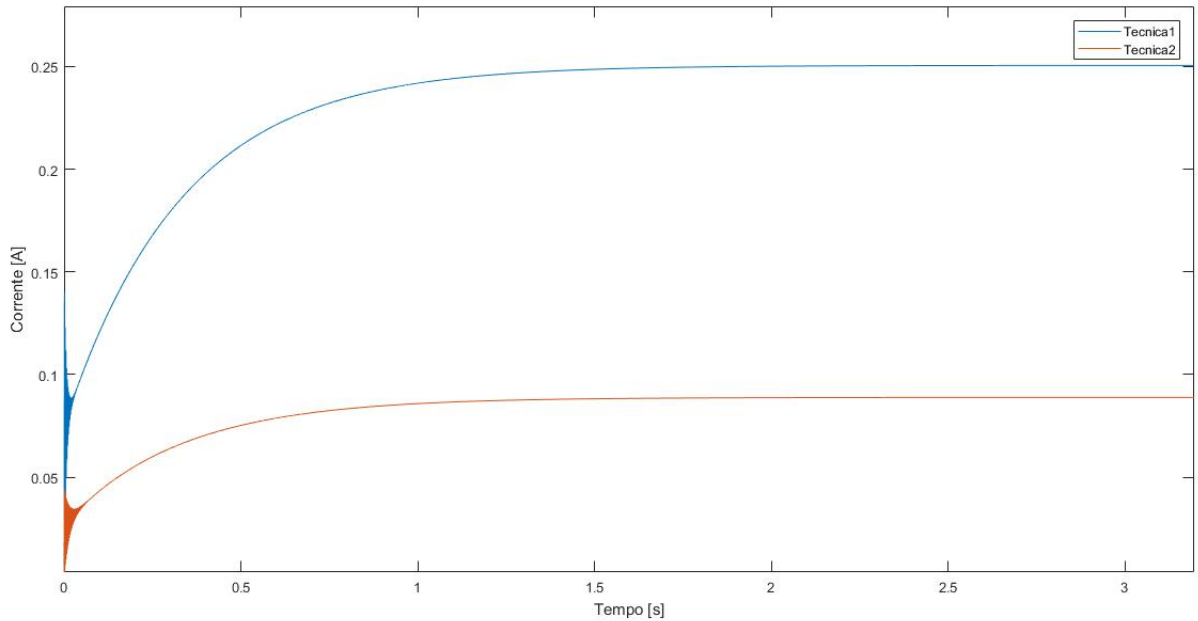


Figura 5.7: Modulo correnti inverter

deve erogare l'inverter sono mostrate nelle figure 5.7 e 5.8. Da notare come la corrente è circa zero, come deve essere, quando nessuna coppia è applicata ai due motori; tuttavia con la tecnica 1 la corrente che eroga l'inverter è maggiore rispetto alla tecnica 2, così come è maggiore il ripple iniziale.

Perdite

Le perdite totali del sistema con tecnica di controllo 2 sono leggermente inferiori alla tecnica di controllo 1, ma comunque entrambe circa nulle (figura 5.9).

5.0.2 Coppia di disturbo positiva

La coppia di disturbo è quella mostrata in figura 3.4. L'analisi sarà focalizzata quando sono presenti coppie differenti e di valore positivo sui motori.

Dinamica

In figura 5.10 si può osservare come a circa 4 secondi, quando $TL1 > TL2$, c'è un'oscillazione di velocità sui motori con entrambe le tecniche; con la tecnica 1 ci si discosta molto di più dal riferimento rispetto alla tecnica 2, inoltre con la tecnica 1 si presenta un leggero ritardo della risposta del sistema a

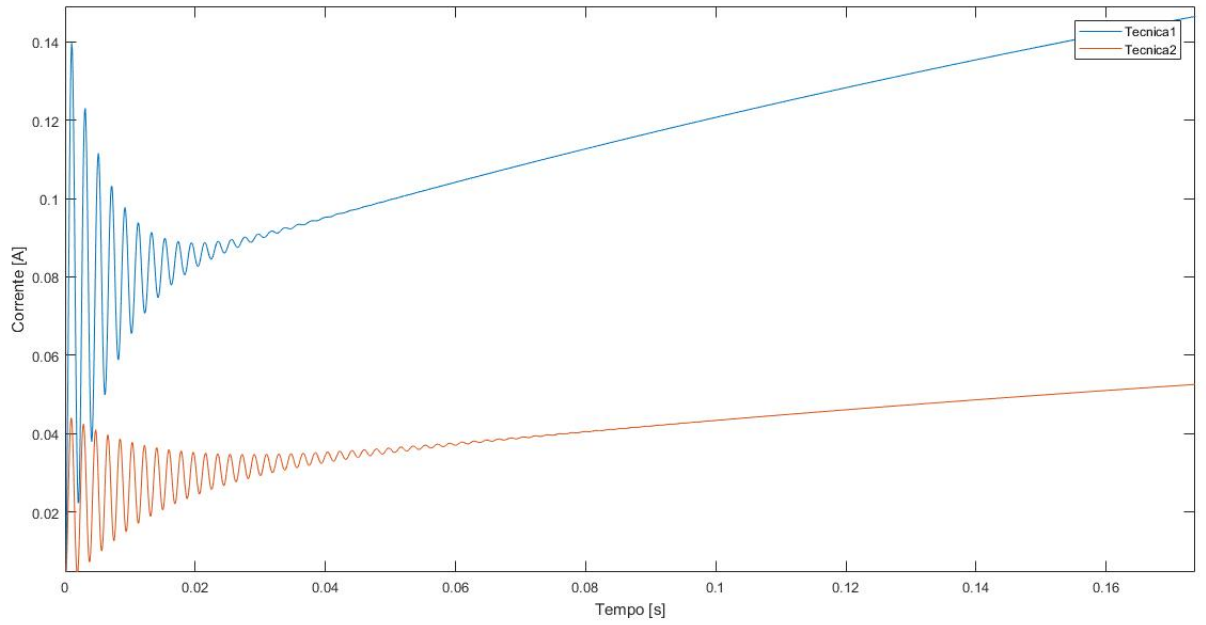


Figura 5.8: Modulo correnti inverter

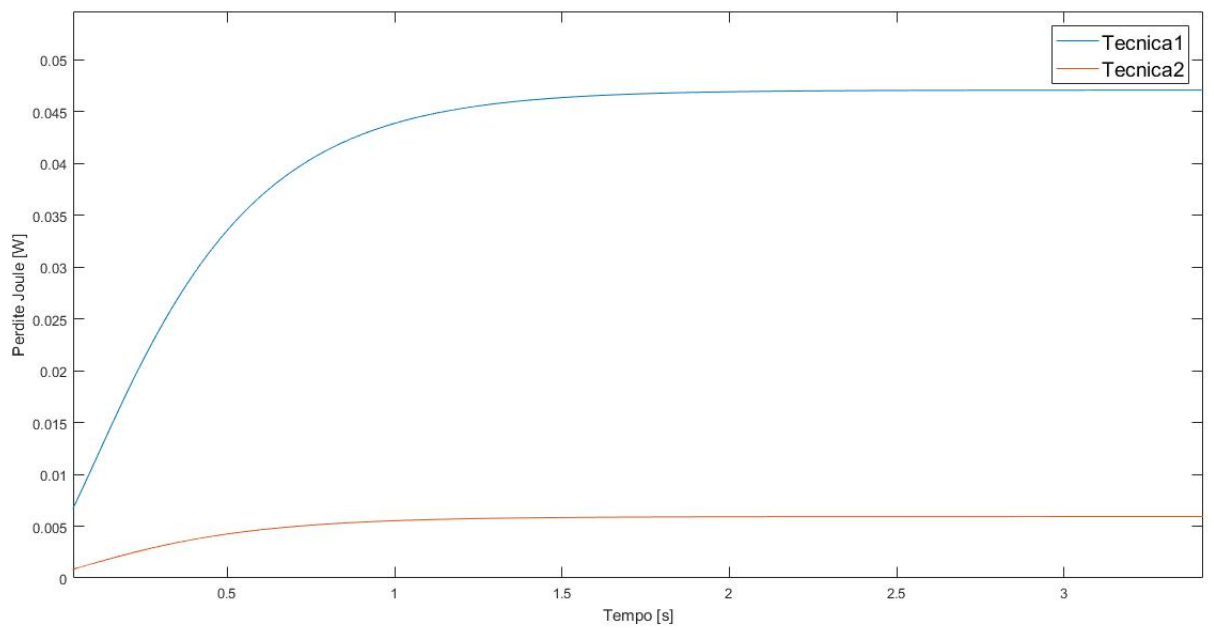


Figura 5.9: Perdite Joule

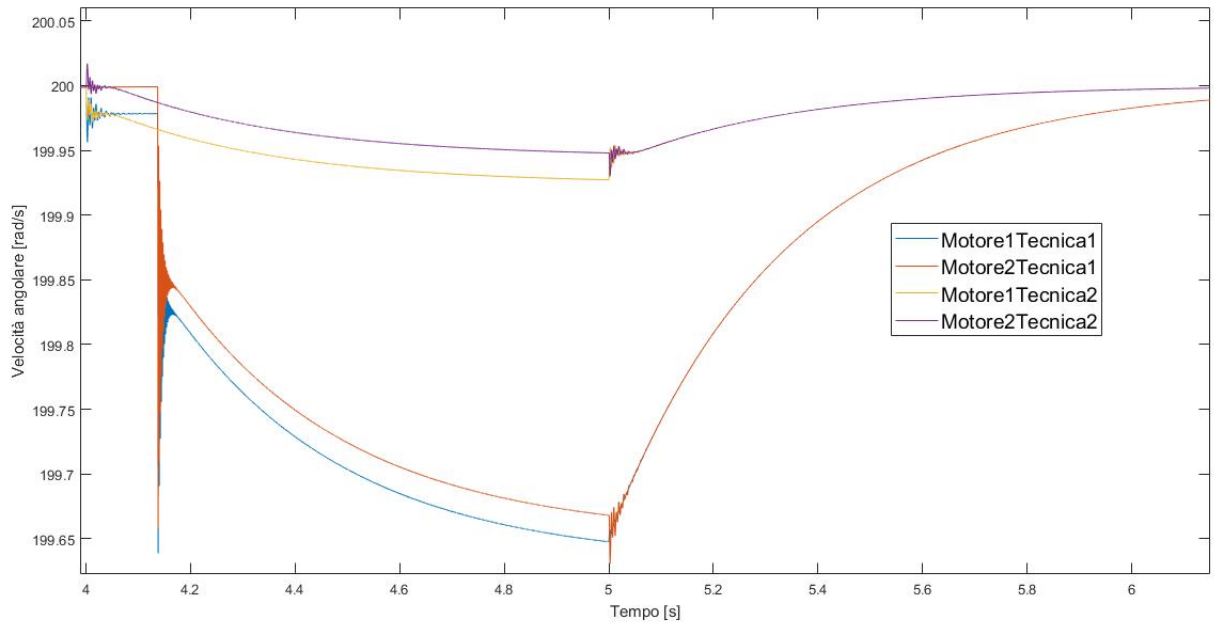


Figura 5.10: Dettaglio dinamica a circa 4 secondi

causa dell'isteresi che regola il cambio del motore master. Con la tecnica 2, discostandosi meno dal riferimento, le velocità ritornano sullo stesso in un lasso di tempo inferiore rispetto alla tecnica 1. Inoltre nelle figure 5.11 e 5.12 si può notare come ci sia un'oscillazione delle velocità maggiore con la tecnica 1 rispetto alla tecnica 2. Da 10 secondi a 14 secondi $TL2 > TL1$, quindi si verifica la stessa situazione precedente a motori invertiti (figure 5.13 e 5.14).

Correnti

Le correnti sul motore 1 sono mostrate in figura 5.15. Si può notare che dall'applicazione della coppia la corrente di asse q con tecnica 1 è maggiore di quella con tecnica 2, mentre la corrente di asse d è circa zero con la tecnica 1 ed è leggermente negativa con la tecnica 2. Stessa situazione quando la coppia è applicata sul motore 2. Le correnti sul motore 2 sono mostrate in figura 5.16. Il modulo delle correnti in uscita dall'inverter è mostrato in figura 5.17. Si noti che con la tecnica 2, la corrente che deve erogare l'inverter, è inferiore di più della metà rispetto alla tecnica 1.

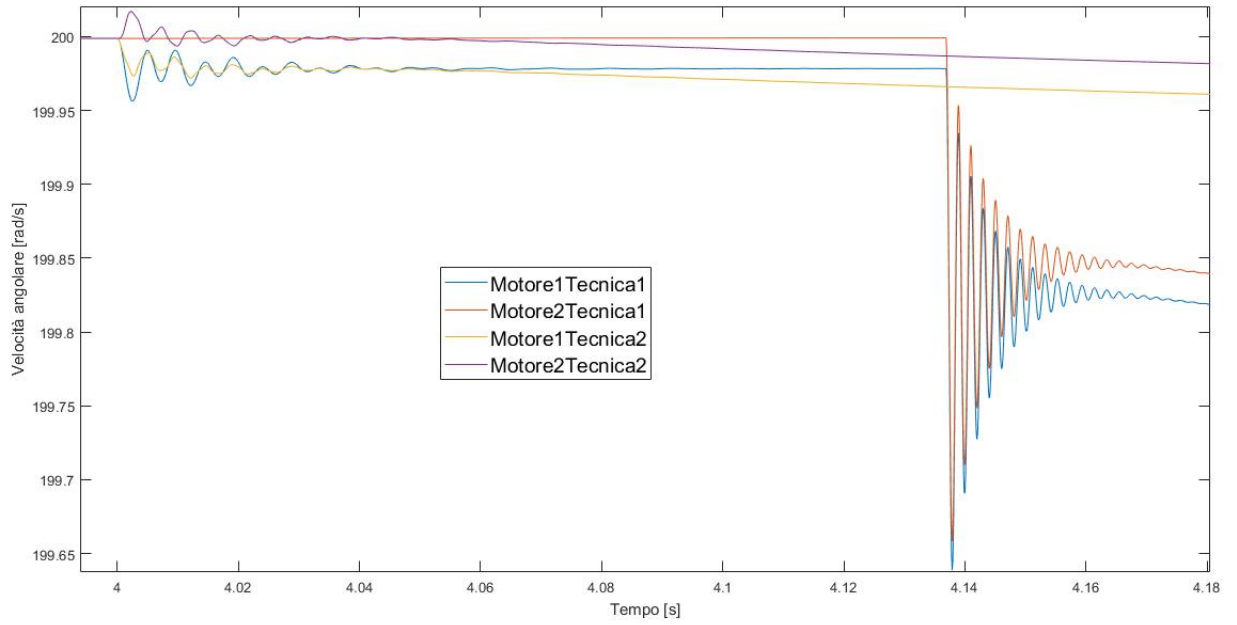


Figura 5.11: Ripple di velocità a circa 4 secondi

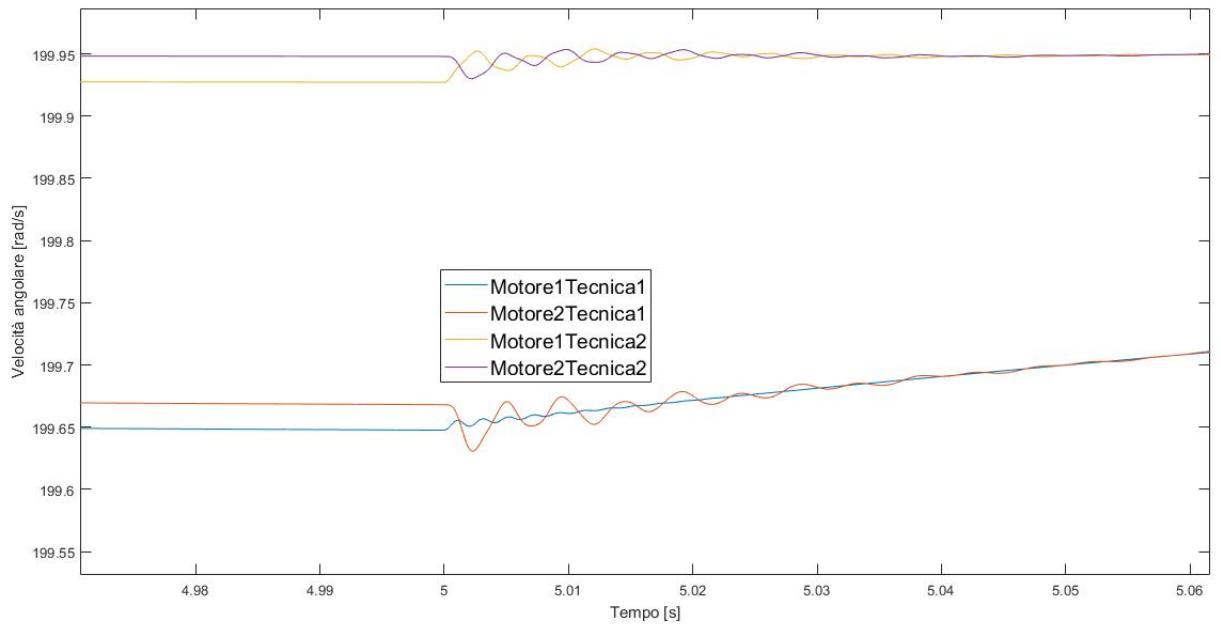


Figura 5.12: Ripple di velocità a circa 5 secondi

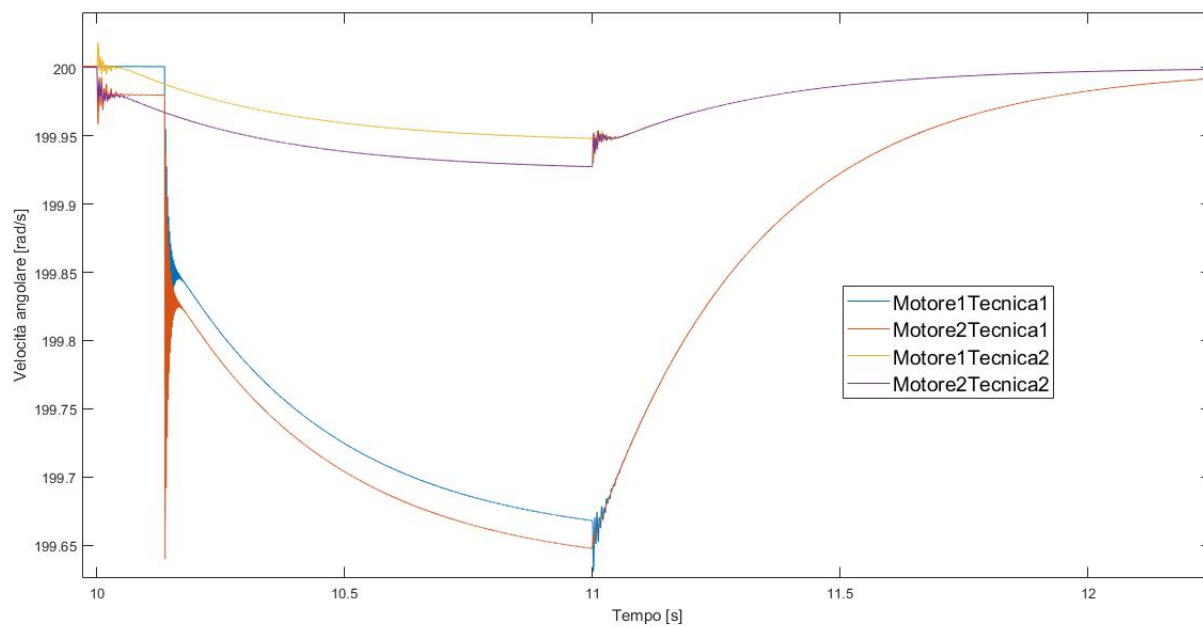


Figura 5.13: Dettaglio dinamica tra 10 secondi e 12 secondi

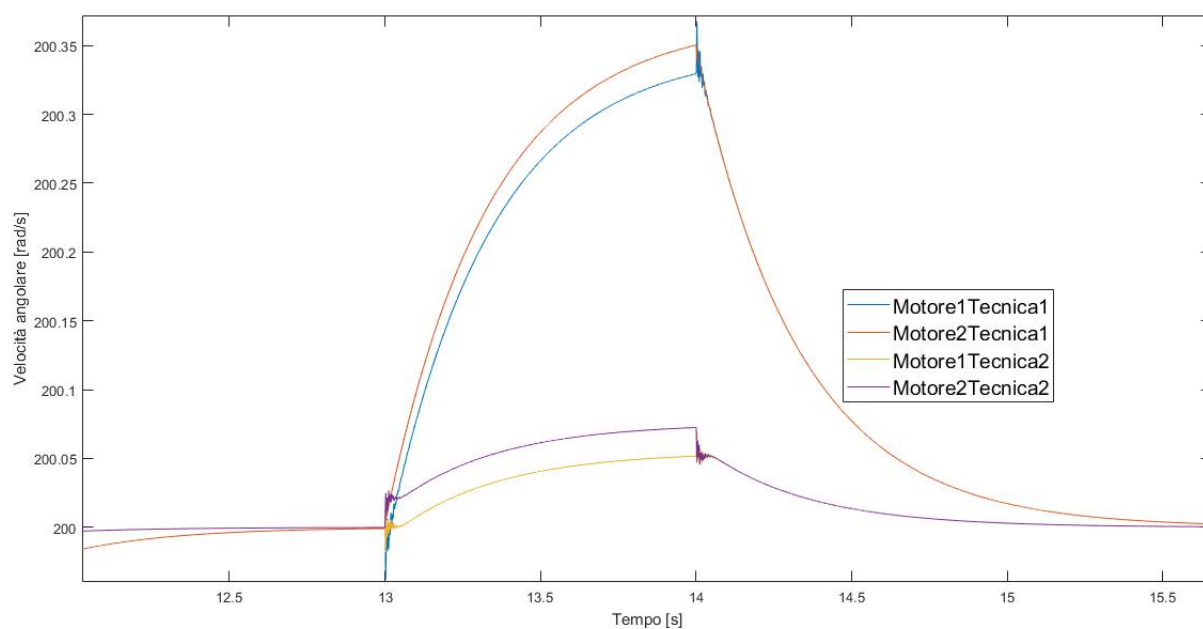


Figura 5.14: Dettaglio dinamica tra 13 secondi e 15 secondi

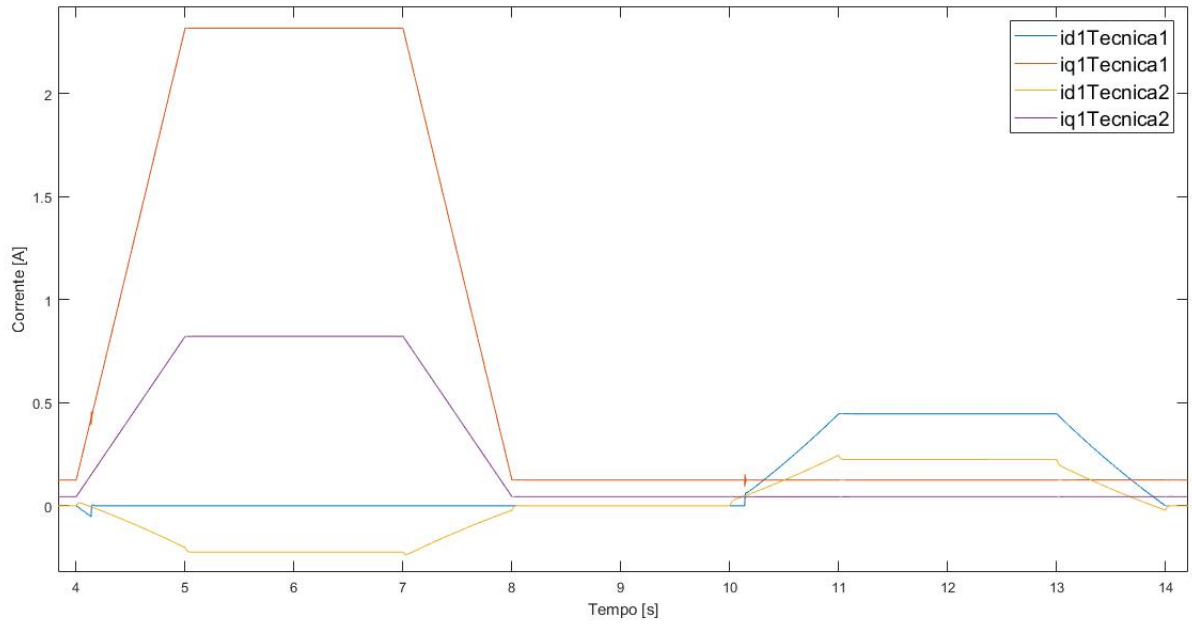


Figura 5.15: Correnti motore 1

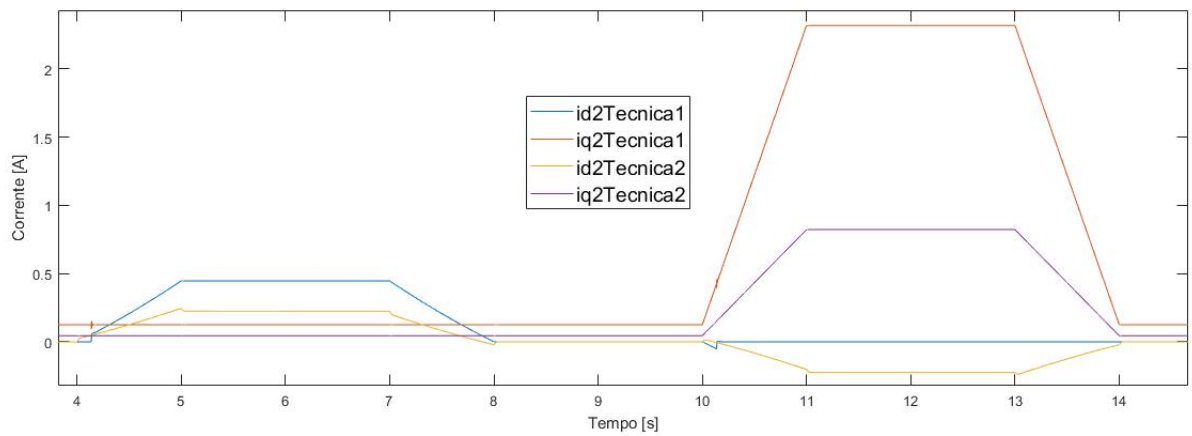


Figura 5.16: Correnti motore 2

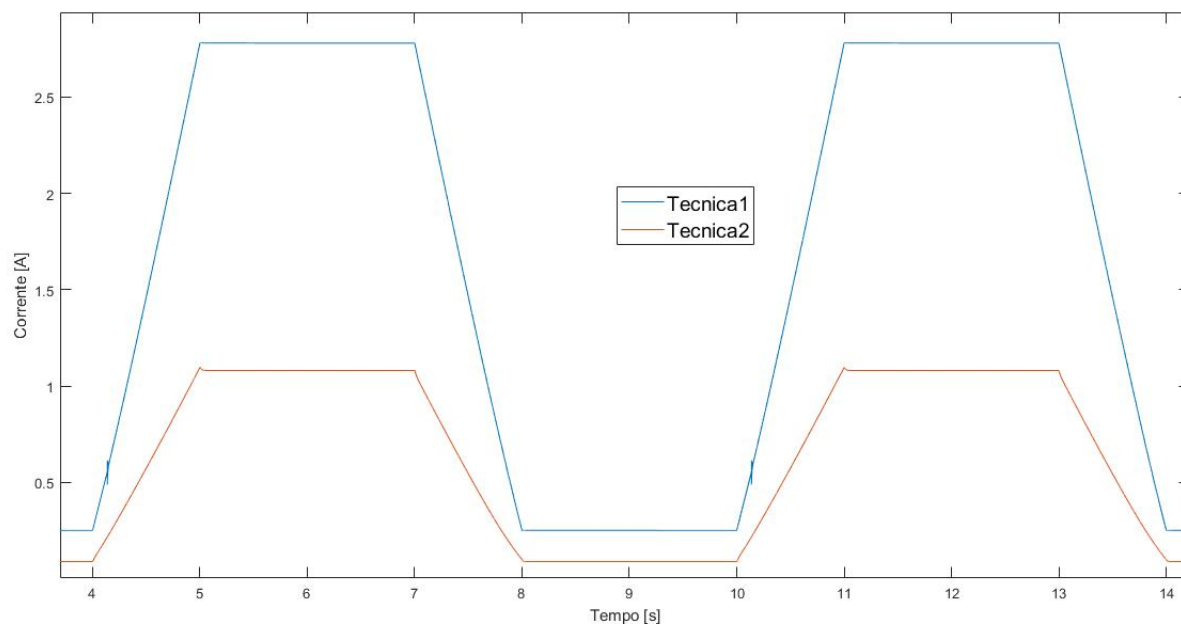


Figura 5.17: Modulo corrente in uscita dall'inverter

Perdite

In figura 5.18 è possibile apprezzare le perdite con entrambe le tecniche di controllo. Con la tecnica 1 le perdite superano gli 8 [W], mentre con la tecnica 2 le perdite sono di molto inferiori e di circa 1 [W].

5.0.3 Coppia di disturbo negativa

La coppia di disturbo è mostrata in figura 3.15.

Dinamica

Quando a 4 secondi $|TL1| > |TL2|$ vi sono delle oscillazioni di velocità (figura 5.19); si può osservare il minor scostamento della velocità rispetto al riferimento con la tecnica di controllo 2, come avveniva anche per coppia positiva. Con la tecnica 2 c'è un ripple di molto inferiore. A 5 secondi la TL1 si stabilizza e quindi c'è un'ulteriore oscillazione delle velocità prima di ritornare sul riferimento (figura 5.20). Quando a 7 secondi la TL1 sta variando, per ritornare a zero, vi è ancora una volta oscillazione di velocità; ad 8 secondi TL1 si stabilizza e quindi le velocità dei motori tendono a tornare sul riferimento. Quanto appena detto è mostrato in figura 5.21. Stessa cosa

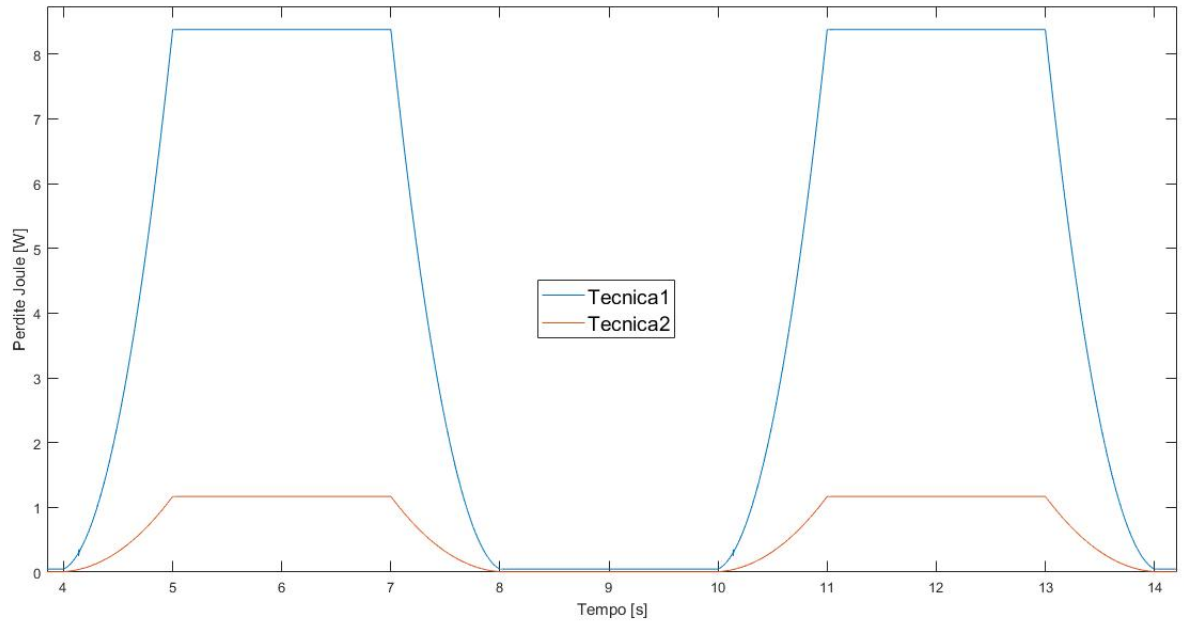


Figura 5.18: Perdite del sistema

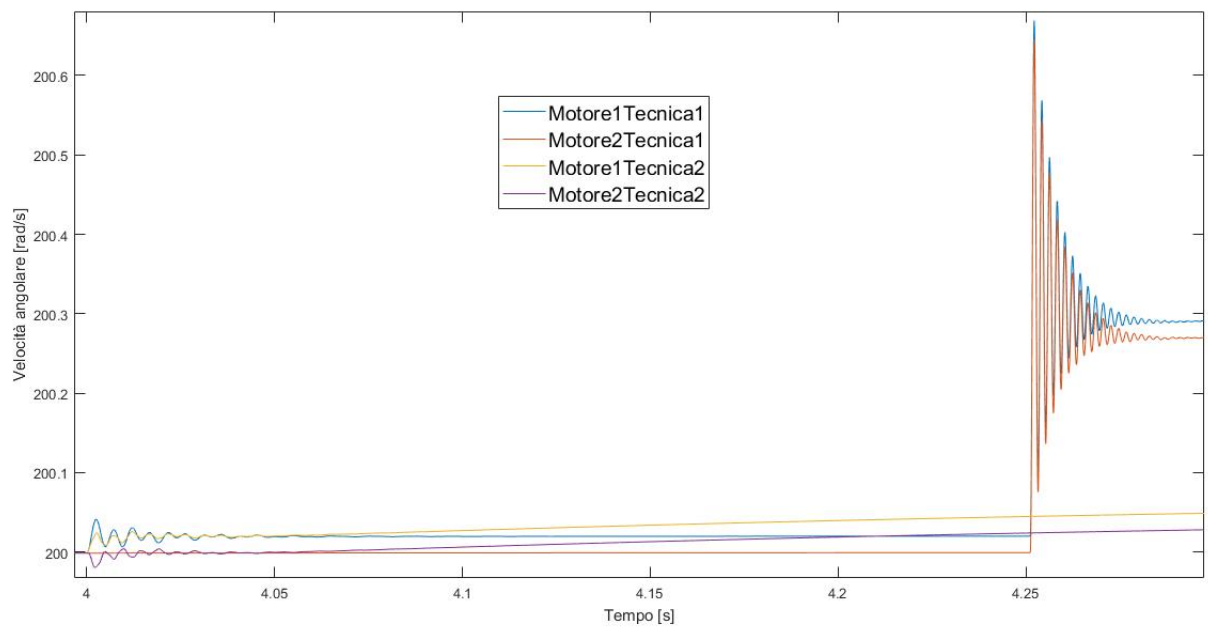


Figura 5.19: Dinamica del sistema a 4 secondi circa

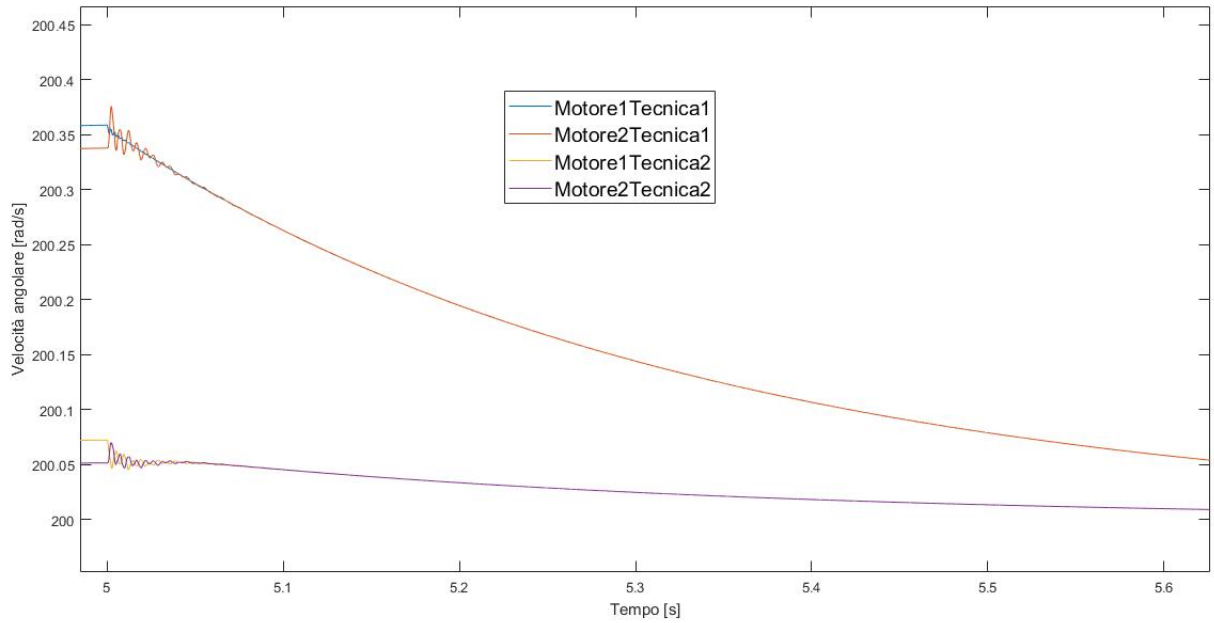


Figura 5.20: Dinamica del sistema a 5 secondi

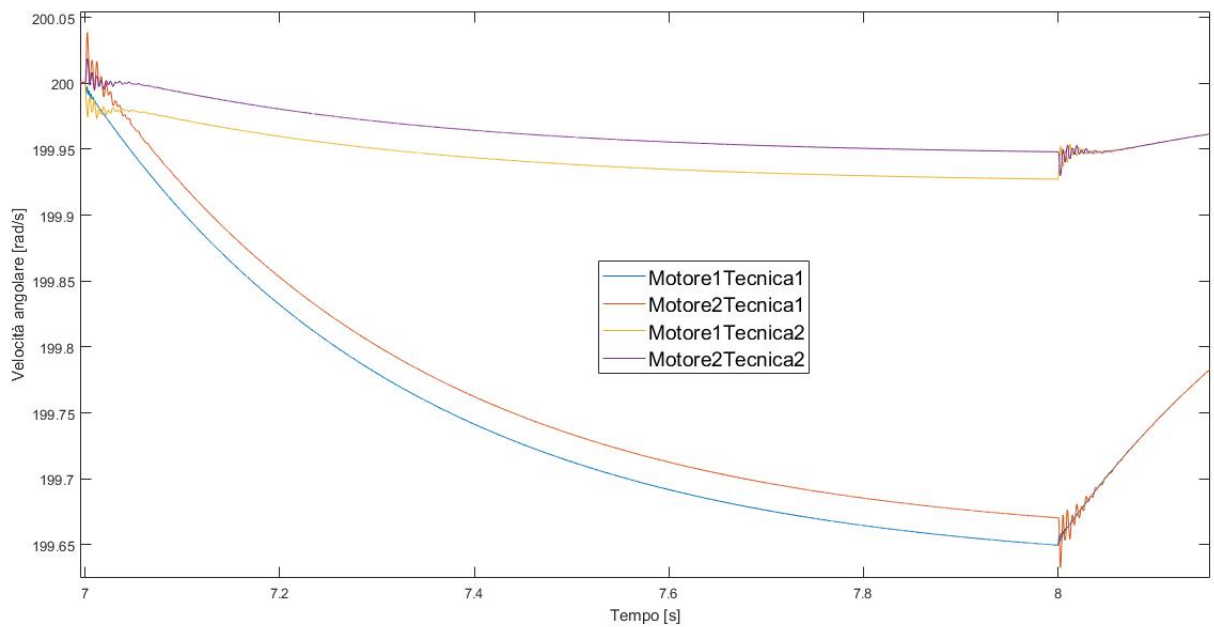


Figura 5.21: Dettaglio dinamica tra 7 secondi e 8 secondi

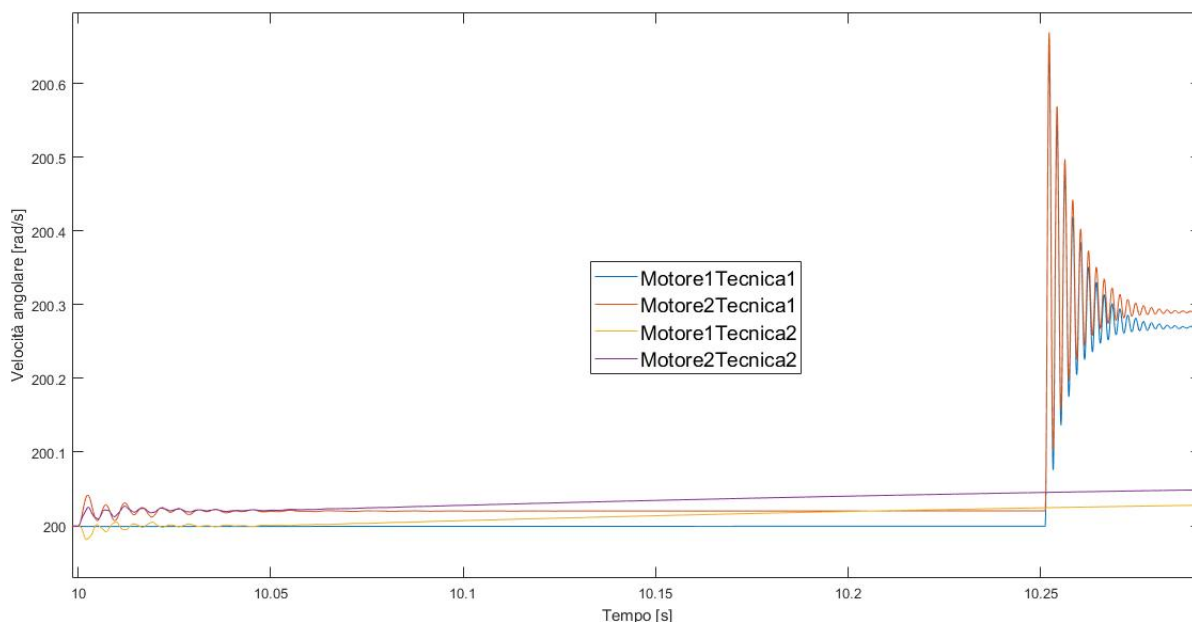


Figura 5.22: Dettaglio dinamica a circa 10 secondi

quando $|TL2| > |TL1|$, ovviamente a motori invertiti. Ciò è mostrato nelle figure 5.22, 5.23 e 5.24.

Correnti

Le correnti sul motore 1 sono mostrate in figura 5.25. Le correnti sul motore 2 sono mostrate in figura 5.26. Si verifica la stessa situazione del caso di coppia positiva, ovviamente con i segni di corrente invertiti. La corrente che deve erogare l'inverter è mostrata in figura 5.27. Con la tecnica 1 l'inverter deve erogare più del doppio della corrente rispetto alla tecnica 2.

Perdite

Le perdite totali del sistema sono mostrate in figura 5.28. Si può osservare che con la tecnica di controllo 1 ci sono perdite maggiori rispetto alla tecnica di controllo 2.

5.0.4 Considerazioni

Per quanto riguarda gli oneri di misura, le due tecniche di controllo si equivalgono in quanto bisogna misurare le correnti dei motori e le velocità rotatorie degli stessi.

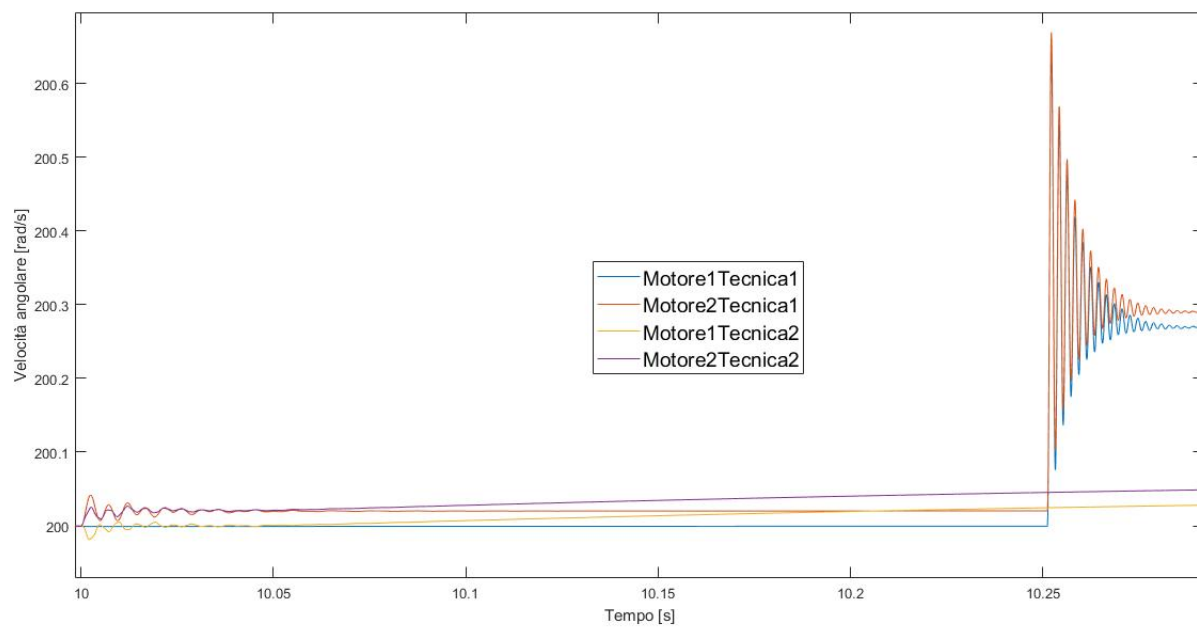


Figura 5.23: Dettaglio dinamica a circa 11 secondi

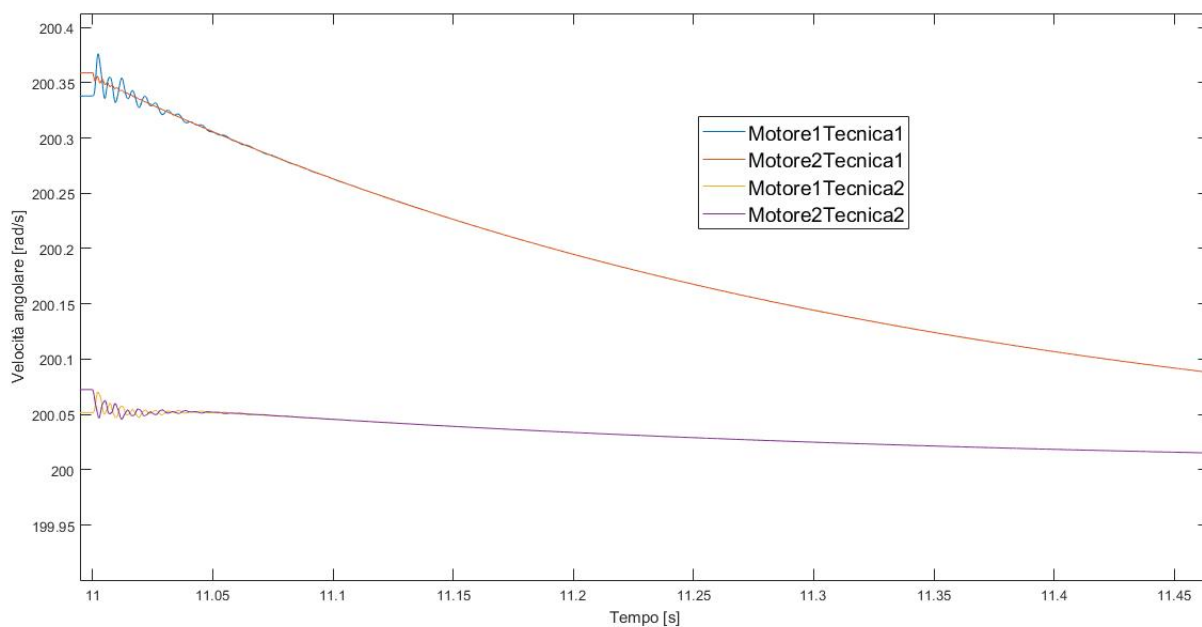


Figura 5.24: Dettaglio dinamica tra 13 secondi e 14 secondi

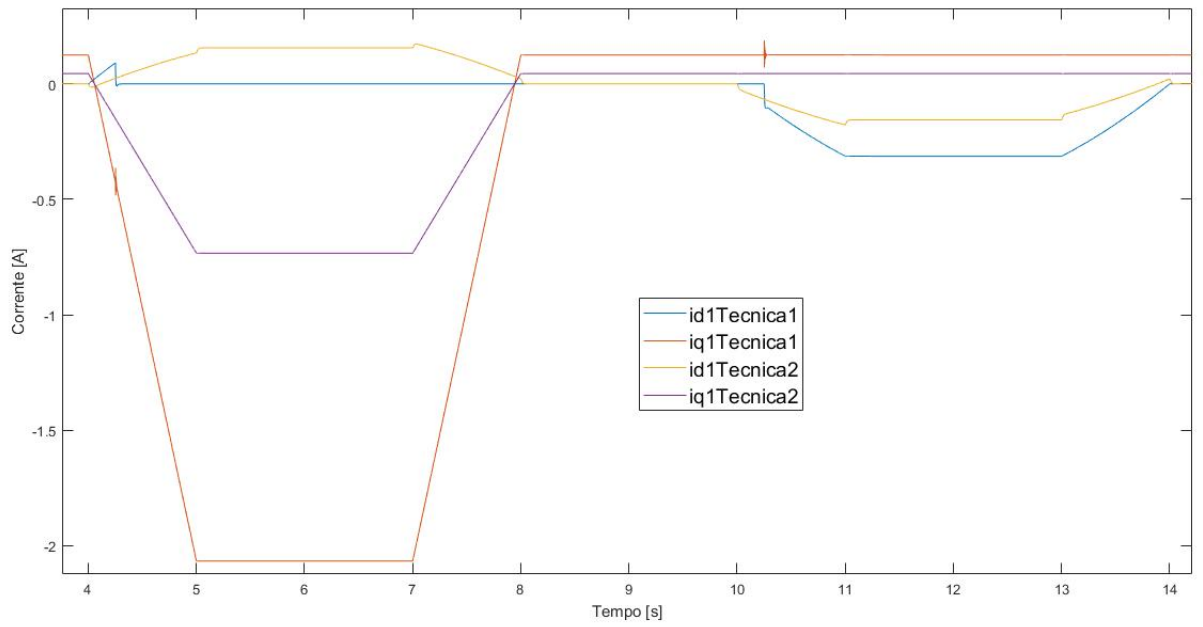


Figura 5.25: Correnti motore 1

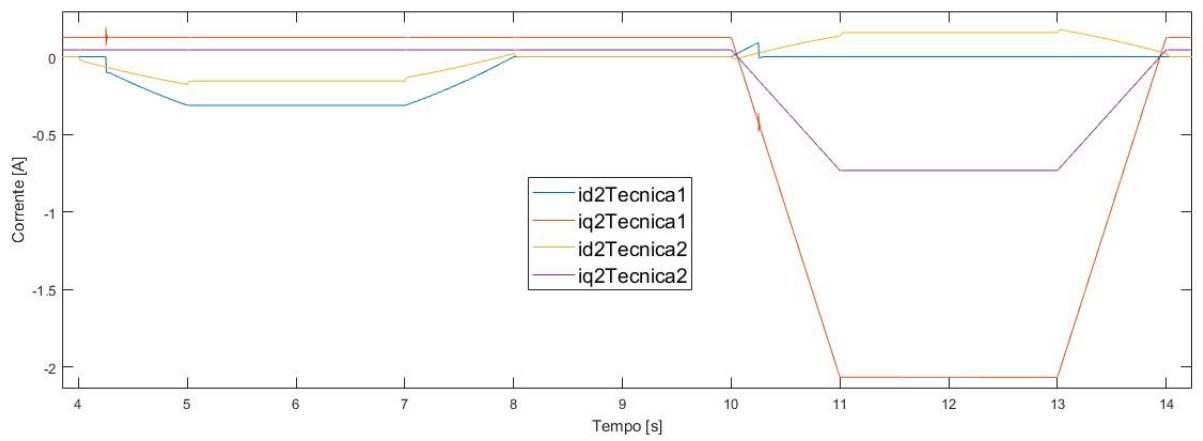


Figura 5.26: Correnti motore 2

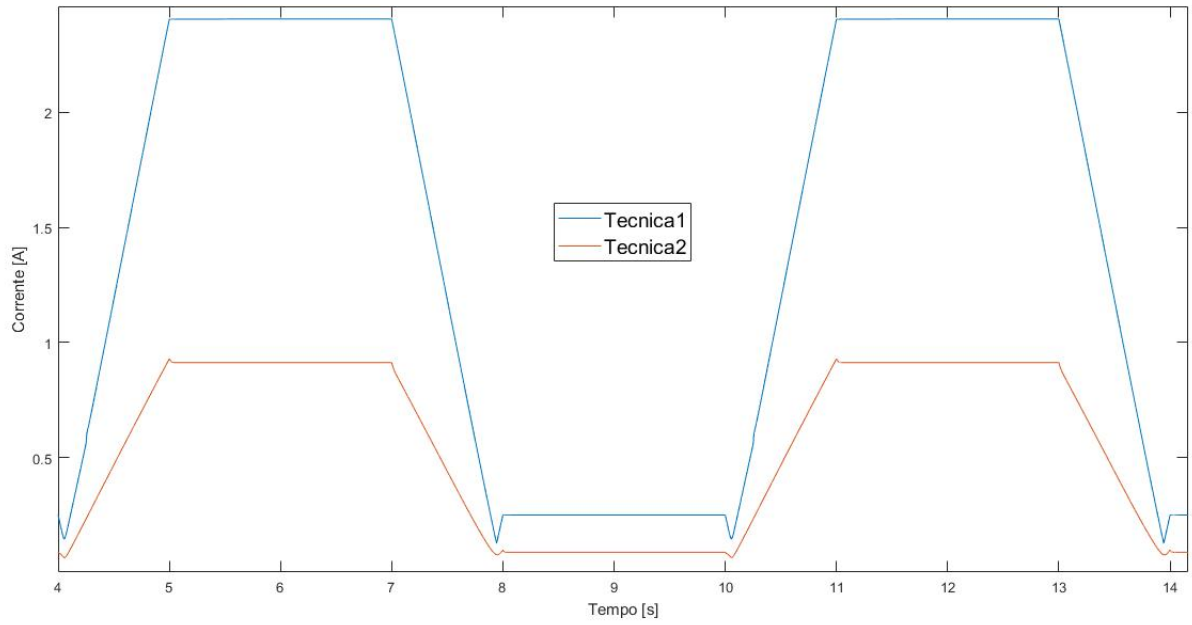


Figura 5.27: Modulo corrente inverter

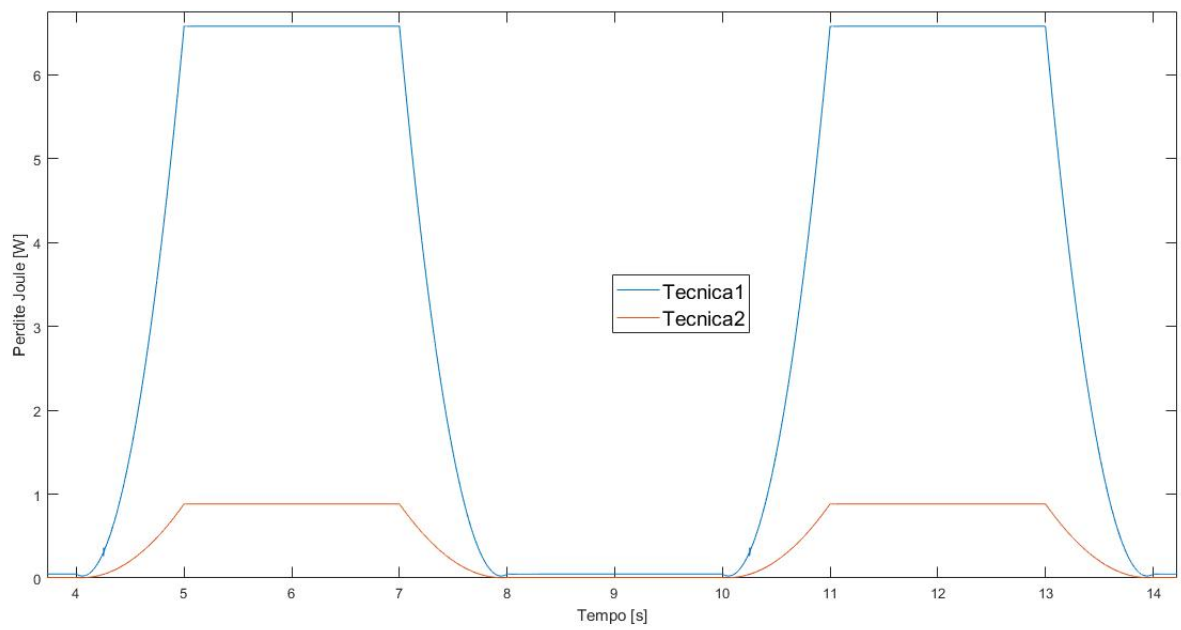


Figura 5.28: Perdite totali del sistema

Gli oneri computazionali, invece, sono sicuramente più gravosi per la tecnica 1 rispetto alla tecnica 2; infatti con la tecnica 1 dobbiamo scegliere il motore master di volta in volta e per far ciò si sono implementati degli interruttori logici e un blocco di generazione per il segnale Enable che va a comandare gli stessi; da questo punto di vista la tecnica 2 risulta molto semplice in quanto manda in retroazione le grandezze misurate e ricavate dopo aver fatto la media delle stesse tra i due motori.

Inoltre la tecnica 2 presenta migliori prestazioni sotto tutti i punti di vista: infatti la dinamica del sistema, quando vi è una coppia di disturbo applicata, risulta migliore in quanto si discosta meno dal riferimento di velocità e quindi ritorna prima a tale valore una volta che la coppia di disturbo si è stabilizzata; la corrente che deve erogare l'inverter risulta di minore entità ed anche le perdite del sistema risultano essere minori.

In linea teorica, un vantaggio della tecnica 1, potrebbe essere quello di poter alimentare con lo stesso inverter non solo due motori connessi in parallelo ma anche più motori; infatti tramite il segnale Enable, ovviamente implementato per più di due motori, si andrebbe comunque a comandare il motore più vicino al limite di stabilità. Comandare più di due motori con lo stesso inverter risulterebbe, invece, di difficile realizzazione con la tecnica 2, in quanto le correnti di asse q sugli stessi potrebbero risultare molto differenti rispetto alla loro media.

Capitolo 6

Sperimentazione

In questo capitolo si è voluto verificare il comportamento reale di un azionamento multimotore. Per problematiche logistiche di laboratorio non si sono potute implementare, in modo completo, nessuna delle due tecniche di controllo progettate nei capitoli precedenti. Tuttavia si è riusciti ad effettuare una prova preliminare con una soluzione "ibrida" tra le due tecniche sviluppate precedentemente. Infatti, in questa prova sperimentale, si è utilizzata la somma delle correnti (equivalente alla media) dei due motori e la velocità e la posizione di un solo motore. La soluzione risultante è mostrata in figura 6.1.

In particolare si è voluto verificare un aspetto cruciale delle due strategie di controllo progettate ovvero il funzionamento di un motore sincrono a magneti permanenti alimentato da inverter e senza sincronizzazione del proprio trasduttore di posizione.

6.1 Banco di prova

Il banco di prova è composto dai due motori brushless SPM "LUST" già descritti nel capitolo 2, un inverter industriale, l'interfaccia dSpace, un encoder. L'inverter è un MC LUST 7404 ed alimenta i due motori connessi in parallelo. Tale inverter, come accennato in precedenza, è di tipo industriale, quindi presenta al suo interno un algoritmo già implementato ed è settato per far lavorare il motore che esso alimenta in MTPA; l'inverter utilizza dei controllori di tipo proporzionale-integrativo (PI).

La dSpace è stata utilizzata per dare il riferimento di velocità all'inverter e per leggere le velocità misurate sui motori; sul motore 1, che è il motore controllato, si è utilizzato un resolver, mentre sul motore 2, per la misura di velocità, è stato utilizzato un encoder. L'encoder posto sul motore 2 è utilizzato solo per misura e non viene utilizzato per il controllo del motore. In figura 6.2 è mostrato il banco di prova, mentre in figura 6.3 vi è l'encoder utilizzato. In figura 6.4 è mostrata la dspace.

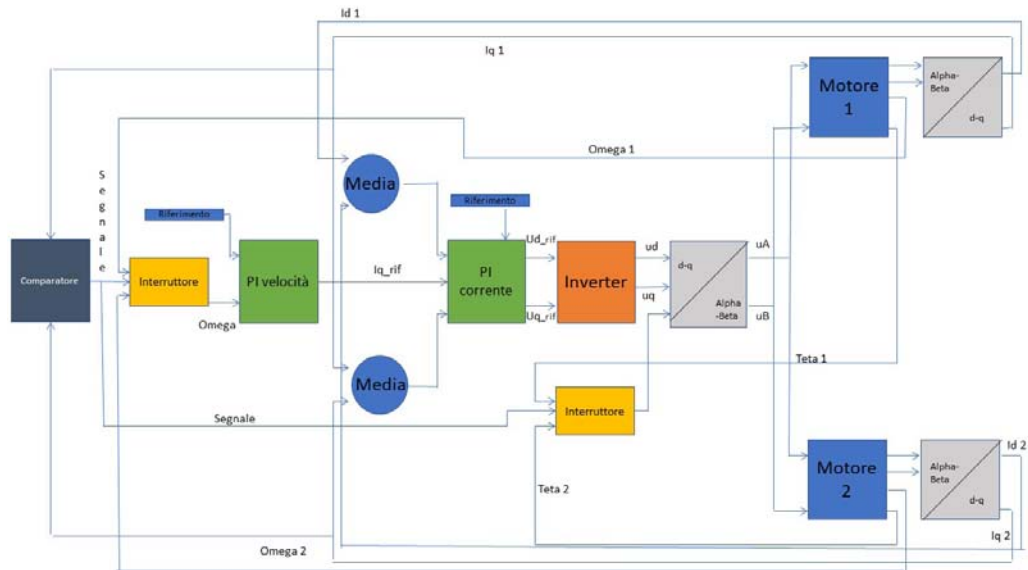


Figura 6.1: Configurazione "ibrida"

6.2 Risultati

6.2.1 Prova con rampa

In questa prova si è testata la capacità del motore non controllato (il motore 2 nel banco di prova) di seguire quello controllato in termini di velocità rotorica, quando al motore controllato (il motore 1 nel banco di prova) viene applicata una rampa di velocità. La rampa di velocità è fatta variare tra un range di 800 e -800 giri al minuto.

Nella figura 6.5 si possono apprezzare i risultati di tale prova. Dalla figura appena citata si può vedere come il motore 2 segua bene il motore 1.

6.2.2 Prova con inversione

In questa prova si verifica la capacità del motore non controllato di seguire il motore controllato quando a quest'ultimo viene applicata una velocità di 100 giri al minuto per poi invertire bruscamente quest'ultima a -100 giri al minuto.

I risultati sono mostrati in figura 6.6. Come si può notare, anche per questo tipo di prova i risultati risultano buoni in quanto il motore non controllato non presenta particolari problemi nel seguire il motore controllato.

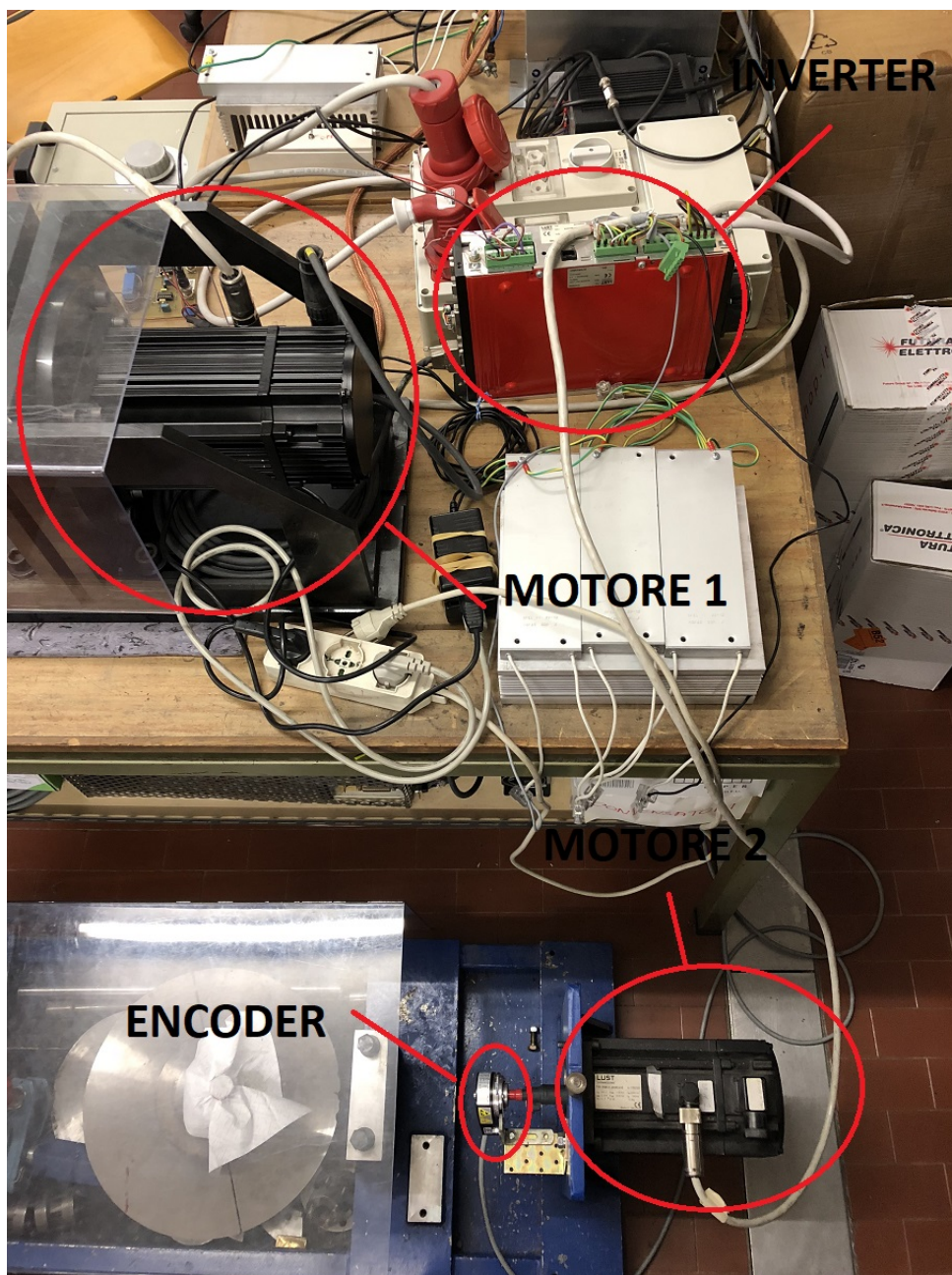


Figura 6.2: Banco di prova



Figura 6.3: Encoder

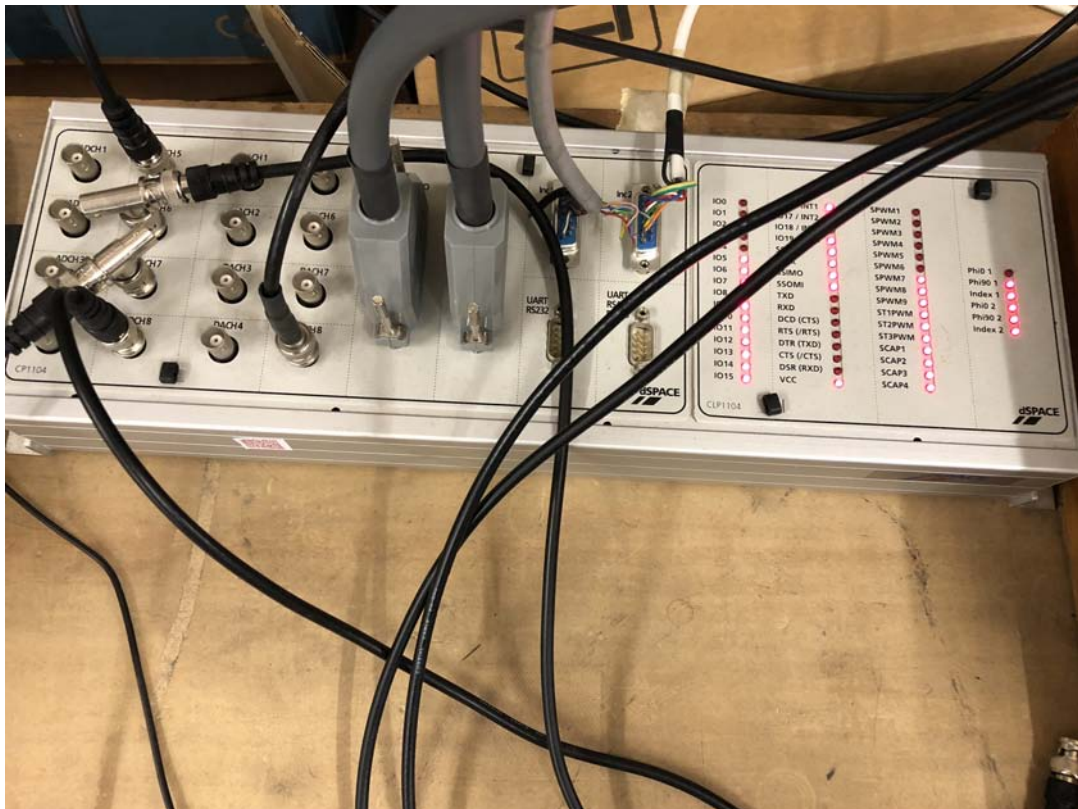


Figura 6.4: dSpace

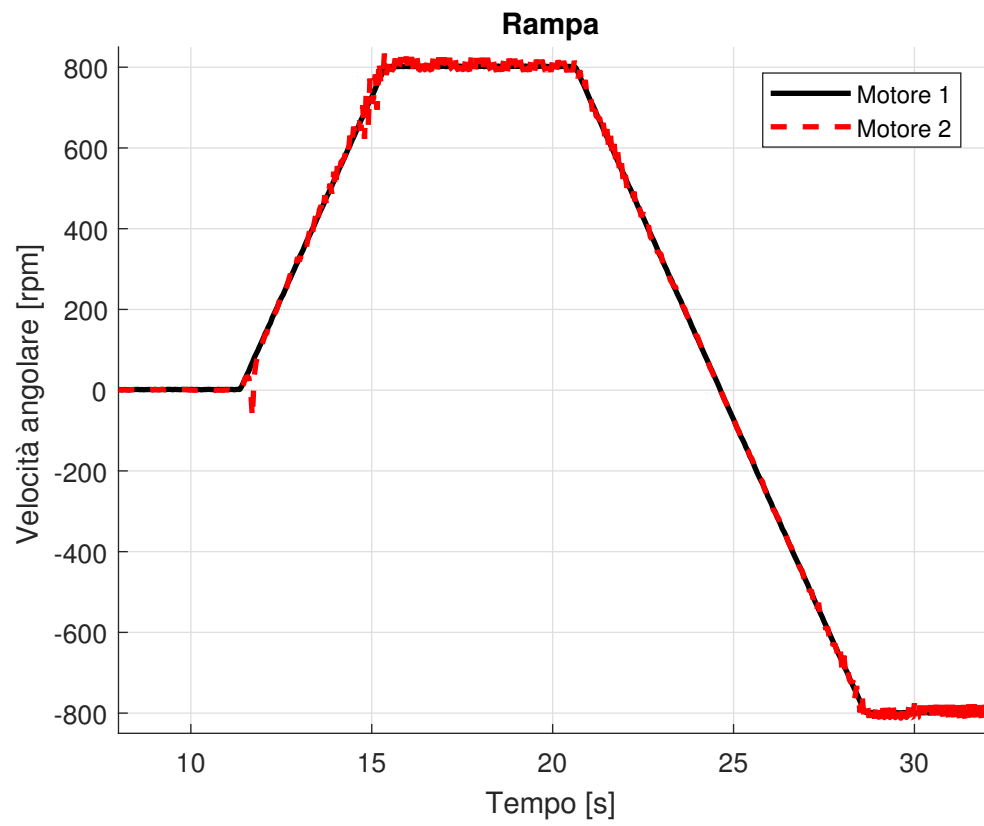


Figura 6.5: Risultati della prova con rampa applicata

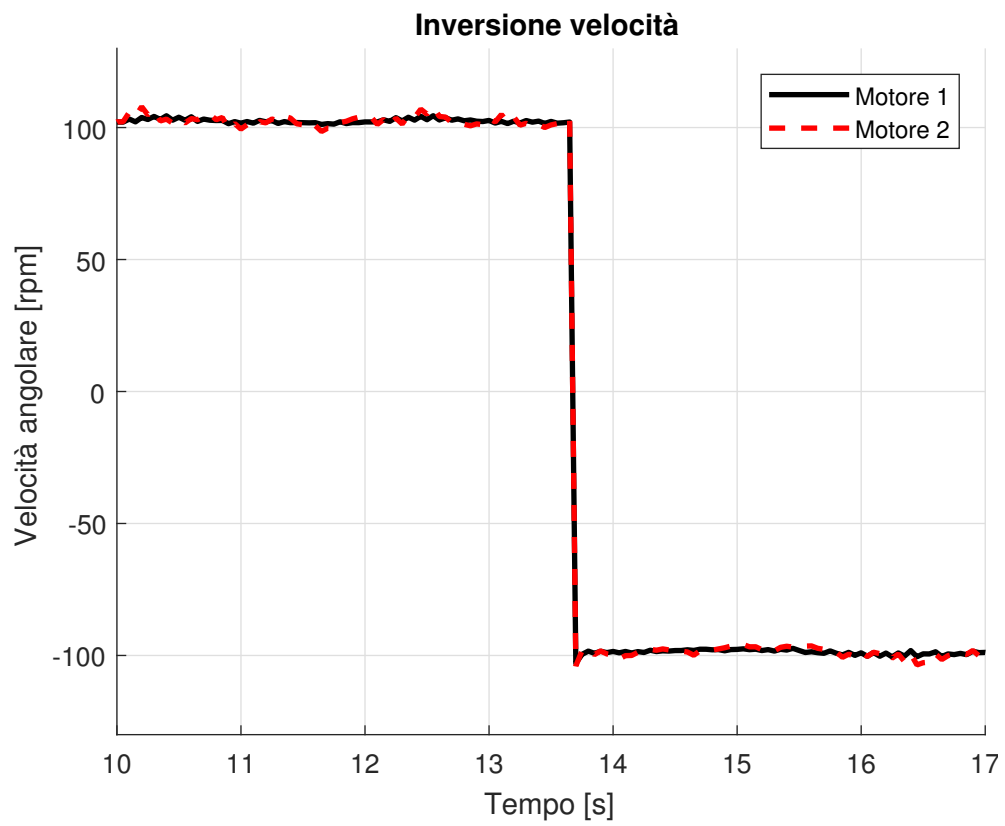


Figura 6.6: Risultati della prova con inversione di velocità

Conclusioni

Come detto nell'introduzione, l'obiettivo degli azionamenti multimotore è quello di ridurre l'elettronica di potenza (con conseguente diminuzione dei costi e del peso dell'azionamento stesso) garantendo, allo stesso tempo, una certa stabilità del sistema.

Partendo dallo studio degli azionamenti brushless multimotore, presenti in letteratura, è stato possibile progettare due tecniche di controllo per poi confrontarne i risultati ottenuti dalle simulazioni. Le simulazioni sono state effettuate mediante software Simulink di Matlab.

La tecnica con scelta del motore master, è risultata meno performante della tecnica con la misura della media delle grandezze sotto tutti i punti di vista. In particolare la tecnica con la misura della media delle grandezze, risulta avere una dinamica più veloce e "pulita" per quanto riguarda il ripple.

Tuttavia la tecnica con scelta del motore master è più indicata per controllare più motori connessi in parallelo e non limitarsi a due; questo per la tecnica con la misura delle medie, in linea teorica, risulterebbe molto azzardato in quanto le correnti di asse q sui rispettivi motori, risulterebbero molto diverse rispetto alla corrente mandata in retroazione.

Si può affermare che entrambe le tecniche hanno mostrato una dinamica stabile, quindi le simulazioni indicano un buon risultato ottenuto dalle strategie di controllo sviluppate.

La sperimentazione preliminare ha confermato la fattibilità del sistema multimotore che quindi può essere oggetto di sviluppi futuri.

Tuttavia, tali tipi di azionamenti, sono adatti a tutti quei settori dove non è richiesta una dinamica veloce e quindi sono applicabili in campi dove le prestazioni del sistema non devono essere alte.

Come era lecito aspettarsi, quindi, ad una riduzione dell'elettronica di potenza corrisponde una diminuzione delle prestazioni.

Bibliografia

- [1] Fadel Maurice, Llor Ana "*Comparison of different solutions in predictive control for two PMSM in parallel*", In IFAC Proceedings Volumes, Volume 47, Issue 3, 2014, Pages 11962-11967.
- [2] Jurifa Mat Lazi, Zulkiflie Ibrahim, Md Hairul Nizam Talib, Raihana Mustafa "*Dual motor drives for PMSM using average phase current technique*", IEEE international conference on power and energy, Kuala Lumpur, Malaysia, Nov 29-Dec 1 2010, pag. 786-790.
- [3] Ahmad Asri, Dahaman Ishak, Shahid Iqbal, Mohamad Kamarol "*A Speed Sensorless Field Oriented Control of Parallel- Connected Dual PM-SM*", IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering, Penang, Malaysia, Nov 25-27 2011, pag. 567-570.
- [4] Ngoc Linh Nguyen, Maurice Fadel, Ana Llor "*A New Approach to Predictive Torque Control with Dual Parallel PMSM System*", 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Cape Town, South Africa , 25-28 Feb. 2013 , pag. 1806-1811.
- [5] D. Bidart, M. Pietrzak-David, P. Maussion, M. Fadel "*Mono inverter multi-parallel permanent magnet synchronous motor: structure and control strategy* ", IET Electric Power Applications, Vol. 5, Num. 3, 12 May 2011, Pages: 288 - 294
- [6] D. Bidart, M. Pietrzak-David, P. Maussion, M. Fadel "*Mono inverter dual parallel PMSM - structure and control strategy* ", 2013 IEEE 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Orlando, FL, USA , 10-13 Nov. 2008, pag. 268-273.
- [7] Andrea Del Pizzo, Diego Iannuzzi, Ivan Spina "*Optimum Torque/Current Control of Dual-PMSM Single-VSI Drive* ", ELECTRONICS, Vol. 14, Num. 1, June 2010, pag. 61-66.
- [8] Silverio Bolognani "*Appunti di azionamenti elettrici* ", 2015.
- [9] Bisiacco Mauro, Valcher Maria Elena "*Controlli Automatici*", Progetto libreria, 2015.