

**ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA**

---

SCUOLA DI INGEGNERIA

DIPARTIMENTO di  
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE  
"Guglielmo Marconi"  
DEI

**CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA  
DELL'ENERGIA ELETTRICA**

**TESI DI LAUREA**  
in  
AZIONAMENTI ELETTRICI PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI ED  
EOLICHE M

Sviluppo e validazione sperimentale di un modello  
digital-twin per azionamento vettoriale con motore  
SPMSM in configurazione back-to-back.

**CANDIDATO**

*Oscar Bonacorsi*

**RELATORE**

*Chiar.mo prof. Luca Zarri*

**CORRELATORI**

*Dott. Ing. Franco Emilio Sindoni*

*Dott. Ing. Francesco Zanetti*

---

Anno Accademico 2024/2025

Sessione I



# Sommario

<b>Introduzione</b> .....	<b>3</b>
<b>Obbiettivo</b> .....	<b>4</b>
<b>Capitolo 1 – Fondamenti teorici</b> .....	<b>5</b>
1.1 Motore sincrono a magneti superficiali .....	5
1.2 Tecnica di controllo “Field Oriented” per SPMSM.....	11
1.3 Inverter trifase con modulazione PWM a sette intervalli .....	17
<b>Capitolo 2 – Setup sperimentale</b> .....	<b>22</b>
<b>Capitolo 3 – Modellizzazione del plant</b> .....	<b>34</b>
3.1 Modello SPMSM .....	36
3.2 Modello inverter trifase.....	41
<b>Capitolo 4 - Modellizzazione del controllo</b> .....	<b>45</b>
4.1 Modello dell’anello interno di corrente .....	46
4.2 Modello dell’anello esterno di velocità.....	50
<b>Capitolo 5 - Risultati delle simulazioni e comparazione con le prove reali</b> .....	<b>56</b>
5.1 Calcolo sperimentale di $R_S, L_S, K_e, k_t, B$ .....	57
5.2 Comportamento a regime.....	64
5.3 Comportamento in dinamica.....	71
5.3.1 Rampe di velocità .....	71
5.3.2 Variazione di carico.....	80
5.3.3 Inversione di velocità.....	89
5.3.4 Parametri PI di velocità calcolati in autotuning.....	95
<b>Conclusioni e sviluppi futuri</b> .....	<b>99</b>
<b>Bibliografia</b> .....	<b>101</b>



# Introduzione

La crescente complessità dei sistemi elettromeccanici impiegati in ambito industriale porta Selcom a richiedere un ambiente di simulazione avanzato in grado di integrare la modellazione del motore sincrono a magneti permanenti superficiali, dell'inverter di potenza e della catena di controllo della velocità. Fino ad adesso, l'azienda si è affidata esclusivamente a codice C per la gestione diretta dell'hardware di controllo, soluzione che presenta limiti durante le fasi di sviluppo e validazione. Senza un ambiente Simulink, i test sul banco prova risultano spesso difficili da riprodurre in condizioni estreme o potenzialmente pericolose, con conseguente rischio di danneggiamento di componenti costosi e compromissione della sicurezza operativa. Inoltre, l'assenza di una rappresentazione dinamica accurata in fase di progettazione rallenta l'implementazione di nuovi algoritmi di controllo, costringendo a prove su prototipi reali per ciascuna modifica significativa.

Prima dell'avvio del tirocinio presso Selcom, è stata svolta un'ampia attività di preparazione mediante il completamento di corsi ufficiali MathWorks quali Simscape Onramp, Circuit Simulation Onramp e Introduction to Motor Control. Tali percorsi formativi hanno fornito le basi necessarie per affrontare l'utilizzo di Simulink, comprendere la simulazione di circuiti elettrici e applicare i principi di controllo della velocità su motori elettrici. Grazie a questa preparazione, è possibile realizzare un modello di sistema completo che soddisfi le esigenze di simulazione dell'azienda e supporti lo sviluppo di soluzioni innovative nel settore dell'ingegneria dell'energia elettrica.

Durante lo sviluppo di questa tesi, si è instaurata una collaborazione tecnica con The MathWorks Inc., società sviluppatrice dei software MATLAB e Simulink, attraverso incontri in videoconferenza a tre parti coinvolgente il tirocinante, gli ingegneri MathWorks e i referenti di Selcom. Il supporto specialistico fornito ha permesso di risolvere criticità nella modellazione e nell'implementazione dei sistemi su Simulink, ottimizzando le architetture di controllo e aumentando la velocità delle simulazioni. Tale contributo si è rivelato molto utile per perfezionare le procedure di validazione dei modelli e per accelerare il raggiungimento degli obiettivi progettuali.

# Obiettivo

La presente tesi si propone di studiare e sviluppare un azionamento basato su motore sincrono a magneti permanenti superficiali (SPMSM) controllato con la tecnica Field Oriented Control (FOC) e pilotato da un inverter trifase con modulazione PWM a sette intervalli. Si analizza innanzitutto il sistema disponibile in laboratorio (Selcom), composto da motore e inverter, al fine di definirne le caratteristiche principali e i requisiti sperimentali. Sulla base di questa analisi, viene elaborato un modello del “plant”: da un lato, il motore SPMSM viene descritto attraverso le equazioni di flusso e coppia, con gli aspetti dinamici che ne influenzano la risposta in condizioni reali; dall’altro, l’inverter trifase con PWM a sette intervalli viene schematizzato nel suo comportamento di conversione di tensione e corrente.

Una volta definito il modello, si progetta il sistema di controllo FOC con architettura a doppio anello, comprendente la regolazione delle correnti nell’anello interno e il controllo della velocità in quello esterno. I regolatori Proporzionale–Integrale (PI) vengono dimensionati per garantire precisione di inseguimento e stabilità alle variazioni di carico. Per ridurre i tempi di taratura manuale e migliorare la qualità della risposta, si sviluppa una procedura di autotuning del regolatore di velocità, in grado di individuare automaticamente i parametri ottimali del PI sulla base delle caratteristiche reali del sistema, rendendo il controllo adattabile a eventuali modifiche progettuali o sostituzioni di componenti.

Per verificare l’efficacia del modello e del controllo, si realizza uno schema di simulazione in Simulink che integra motore, inverter e FOC con autotuning. Le simulazioni sono eseguite in scenari rappresentativi delle condizioni operative previste, come rampe di velocità e configurazioni back-to-back, per analizzare la risposta transitoria al banco di test. I risultati ottenuti costituiscono un primo riscontro sulle prestazioni del sistema e servono da riferimento per le successive fasi sperimentali.

# Capitolo 1 – Fondamenti teorici

## 1.1 Motore sincrono a magneti superficiali

I motori sincroni rappresentano una delle famiglie principali di macchine elettriche rotanti utilizzate in svariate applicazioni industriali e di potenza. La loro caratteristica fondamentale che li differenzia dai motori asincroni è la rotazione a velocità costante, sincronizzata con la frequenza della tensione di alimentazione. Il riferimento bibliografico per questo capitolo è [1].

Fra i motori sincroni, una categoria di grande rilevanza è costituita dai motori sincroni a magneti permanenti (PMSM). Tali motori utilizzano magneti permanenti montati sul rotore, eliminando la necessità di alimentazione esterna per il campo rotorico e permettendo elevati rendimenti e densità di potenza. Una variante ampiamente diffusa nei contesti industriali è rappresentata dai motori PMSM con magneti superficiali (SPMSM), che si caratterizzano per una struttura semplice.

Il motore sincrono è una macchina rotante che opera convertendo energia elettrica in energia meccanica. Si basa sul fenomeno di interazione tra un campo magnetico rotante generato dallo statore e il campo magnetico del rotore, il quale ruota a velocità elettrica sincronizzata con la frequenza di alimentazione.

Lo statore del motore sincrono è costituito da avvolgimenti trifase alimentati con tensione sinusoidale, che producono un campo magnetico rotante con velocità angolare meccanica  $\omega_m$ :

$$\omega_m = \frac{2\pi f}{p}. \quad (1.1)$$

dove  $f$  è la frequenza della tensione di alimentazione e  $p$  è il numero di coppie di poli della macchina.

Il rotore, a sua volta, genera un campo magnetico che può derivare da elettromagneti alimentati da un sistema di eccitazione (motore sincrono con rotore avvolto) oppure, nel caso dei motori PMSM, da magneti permanenti posizionati sulla superficie o nel volume del rotore. Il sincronismo tra campo statorico e rotore è garantito dalla coppia di interazione tra i due campi, che porta il rotore ad allinearsi e ruotare alla stessa velocità angolare del campo dello statore.

Per descrivere il comportamento elettromagnetico e dinamico di un motore sincrono, è necessario introdurre il modello matematico in termini di vettori di spazio. Le equazioni sono spesso espresse nel riferimento d-q rotante, che allinea l'asse d con il campo di eccitazione e mantiene l'asse q ortogonale ad esso.

Le equazioni considerate nella conversione dei diversi sistemi di riferimento sono le trasformazioni di Clarke e Park.

Le equazioni (1.2) e (1.3) sono rispettivamente la trasformata e l'anti trasformata di Clarke.

$$\begin{bmatrix} F_0 \\ F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Le equazioni (1.4) e (1.5) sono rispettivamente la trasformata e l'anti trasformata di Park:

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

in cui:

$F_a, F_b, F_c$  componenti a, b, c nel riferimento fisso con lo statore;

$F_0, F_\alpha, F_\beta$  componenti 0,  $\alpha$ ,  $\beta$  trasformate con Clarke;

$F_d, F_q$  componenti d e q nel riferimento rotante con il rotore;

$\theta$  angolo meccanico tra l'asse a fisso e l'asse d rotante.

Le grandezze principali da considerare sono la tensione, la corrente e il flusso magnetico, tramite le equazioni fondamentali (1.6):

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_q i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_d i_{sd} + \omega \varphi_e \end{cases} \quad (1.6)$$

dove:

$V_{sd}, V_{sq}$  sono le tensioni di asse d-q;

$i_{sd}, i_{sq}$  sono le correnti di asse d-q;

$R_s$  è la resistenza dell'avvolgimento statorico;

$L_d, L_q$  sono le induttanze nei rispettivi assi;

$\omega$  è la velocità elettrica del rotore ( $\omega = p\omega_m$ );

$\varphi_e$  è il flusso magnetico dovuto al campo di eccitazione rotorica.

La coppia elettromagnetica sviluppata può essere espressa come:

$$C_m = \frac{3}{2}p(\varphi_e i_{sq} + (L_d - L_q)i_{sd}i_{sq}). \quad (1.7)$$

Questo termine evidenzia che la coppia nasce sia dall'interazione delle correnti con il flusso magnetico dei magneti permanenti ( $\varphi_e i_{sq}$ ), sia dall'anisotropia del rotore ( $(L_d - L_q)i_{sd}i_{sq}$ ) dato dalla differenza di riluttanza degli assi d e q.

Il modello dinamico del motore si completa con l'equazione meccanica che determina l'evoluzione della velocità angolare del rotore in funzione della coppia elettromagnetica e della coppia di carico esterna:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = C_m - C_r - B\omega_m. \quad (1.8)$$

Nell'equazione (1.8),  $J$  rappresenta il momento d'inerzia totale della macchina,  $C_m$  è la coppia elettromagnetica applicata all'albero,  $C_r$  è la coppia meccanica resistente,  $B$  è il coefficiente di attrito viscoso.

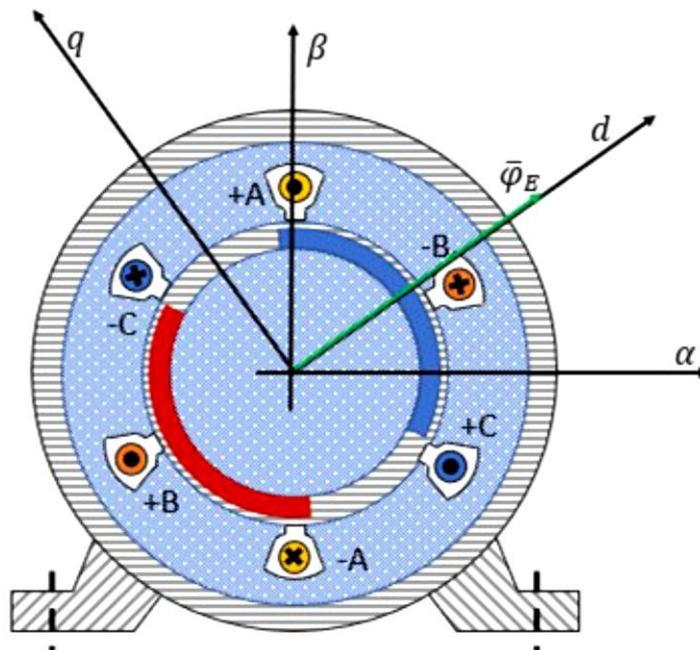


Fig. 1 Diagramma di un motore sincrono a magneti superficiali ad una coppia di poli.

Tra le topologie di motori sincroni a magneti permanenti, macchine di diffusione crescente in ambito industriale sono quelle SPMSM. Esse sono caratterizzate dalla disposizione dei magneti permanenti sulla superficie esterna del rotore, senza penetrazione nell'acciaio del rotore stesso, contrariamente ai motori con magneti interni (IPMSM).

Questa configurazione implica una struttura meccanica particolarmente semplice e robusta, con una minore complessità produttiva rispetto ad altri tipi di PMSM. Il campo magnetico generato dai magneti superficiali è sostanzialmente sinusoidale, semplificando la modellazione elettrica e magnetica della macchina.

Dal punto di vista elettromeccanico, i SPMSM sono motori sincroni isotropi, nel senso che l'induttanza statorica è uguale nei due assi d e q. Questa caratteristica rende nullo il termine di coppia di riluttanza, semplificando l'espressione della coppia elettromagnetica a:

$$C_m = \frac{3}{2} p \varphi_e i_{sq}. \quad (1.9)$$

La coppia disponibile è dunque direttamente proporzionale alla corrente  $i_{sq}$  in quadratura al flusso di eccitazione  $\varphi_e$ .

Trascurando l'attrito viscoso (B), solitamente molto piccolo, le (1.6), (1.8) e (1.9) trasformate nel dominio di Laplace (s) diventano le (1.10).

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \frac{v_{sd} + \omega L_S i_{sq}}{sL_S + R_S} \\ i_{sq} &= \frac{v_{sq} - \omega L_S i_{sd} - \omega \varphi_e}{sL_S + R_S} \\ \omega_m &= \frac{C_m - C_r}{sJ_{tot}} \\ C_m &= \frac{3}{2} p i_{sq} \varphi_e \end{aligned} \quad (1.10)$$

In Fig. 2 è riportato lo schema del motore e del carico meccanico nel dominio di Laplace.

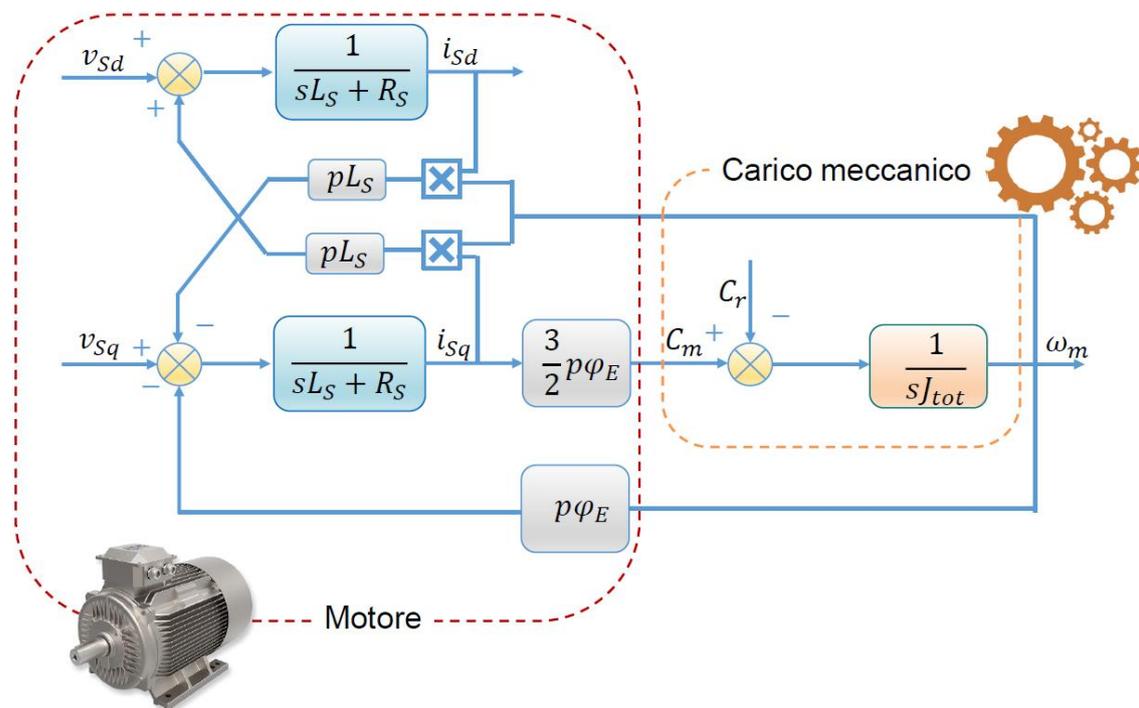


Fig. 2 Modello SPMSM e carico meccanico nel dominio di Laplace.

Dal punto di vista industriale, la semplicità costruttiva riduce tempi e costi di produzione e facilita la manutenzione. Questi motori sono frequentemente utilizzati in applicazioni dove servono elevate velocità di rotazione e alta densità di potenza, come nelle macchine utensili, nei robot industriali, nei veicoli elettrici e nei sistemi di azionamento per automazione.

L'adozione di SPMSM nel settore industriale si è consolidata grazie all'equilibrio tra prestazioni e costi. Essi sono largamente impiegati in applicazioni che richiedono alta efficienza, controllo preciso della coppia e risposta dinamica rapida.

Un ulteriore campo di applicazione è rappresentato dai veicoli elettrici, in particolare negli automezzi e negli azionamenti per motocicli e mezzi leggeri, dove la leggerezza e la semplicità costruttiva sono essenziali.

## 1.2 Tecnica di controllo “Field Oriented” per SPMSM

Il controllo vettoriale in orientamento di campo (FOC) rappresenta oggi la tecnica di riferimento per l’azionamento di SPMSM, consentendo una gestione indipendente del flusso e della coppia, analogamente alle macchine in corrente continua. Questo capitolo analizza il principio di funzionamento del FOC per SPMSM, soffermandosi sulle limitazioni imposte dai limiti fisici di tensione e corrente, che condizionano le prestazioni globali di questi azionamenti.

Il principio fondamentale del controllo FOC consiste nella trasformazione delle grandezze statoriche trifase (correnti e tensioni) all’interno di un sistema di riferimento rotante solidale al campo magnetico rotorico. Grazie a tali trasformazioni (Clarke-Park) è possibile convertire il problema del controllo di una macchina sincrona da uno spazio a tre fasi in un quadro bidimensionale con assi d-q: sull’asse “d” agisce il flusso di eccitazione, mentre sull’asse q si concentra il controllo della coppia.

Nel caso di SPMSM isotropi (tipici dei brushless a magneti superficiali), analizzando l’equazione (1.9) è subito chiaro che la corrente diretta  $i_{sd}$  non concorre alla produzione di coppia, il cui valore dipende linearmente dalla corrente quadratura  $i_{sq}$ .

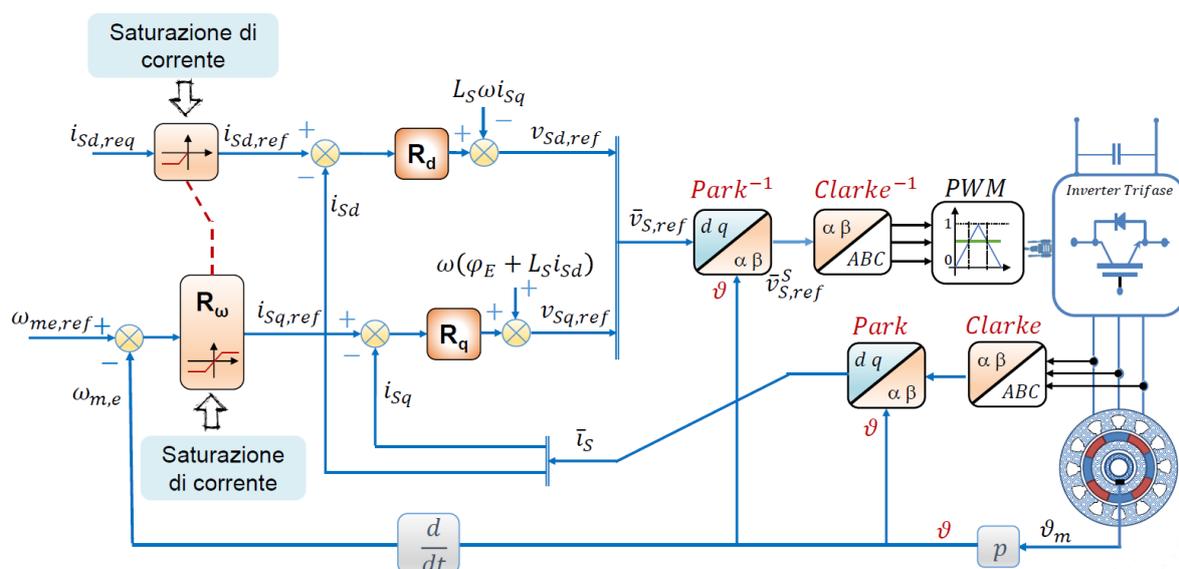


Fig. 3 Schema a blocchi generale del controllo FOC per SPMSM.

L'implementazione pratica di questi algoritmi prevede un'architettura di controllo ad anelli annidati: l'anello esterno regola la velocità, mentre due anelli più interni si occupano della regolazione indipendente delle correnti d-q. Per ottenere la separazione tra i due canali, è fondamentale la conoscenza in tempo reale della posizione del rotore.

Un motore elettrico per sua stessa natura presenta diversi vincoli fisici nelle grandezze che lo riguardano. Il limite più importante è quello sulla corrente.

Questo limite rappresenta una delle principali restrizioni operative del sistema motore-inverter: in regime sinusoidale il vettore corrente percorre una traiettoria circolare nel piano dell'asse d-q, con raggio corrispondente alla corrente massima ammissibile  $I_{max}$ , stabilita dai limiti termici e dalle soglie di protezione elettronica:

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq I_{max}^2 \quad (1.11)$$

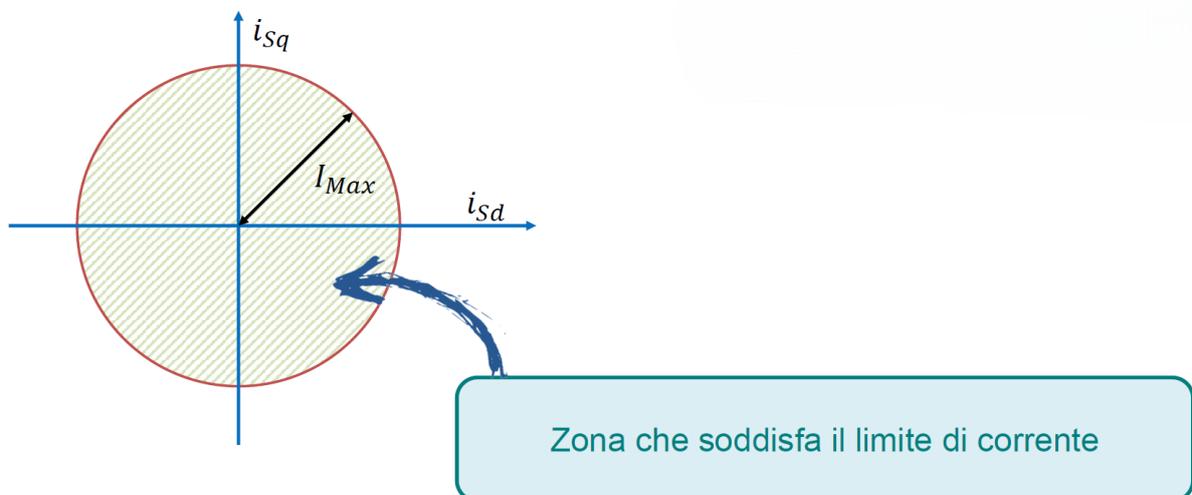


Fig. 4 Limite di corrente nel riferimento d-q.

La regione ammissibile dei riferimenti di corrente è quindi la porzione interna a tale circonferenza Fig. 4, mentre la regione esterna rappresenta situazioni di sovraccarico. Questo tipo di funzionamento del sistema, in generale, è da evitare. Quando si supera il limite di corrente, la dissipazione Joule diventa maggiore della nominale. Per questo motivo il sovraccarico è utilizzato per tempi brevi.

Parallelamente, anche la tensione massima producibile dall'inverter  $V_{max}$  rappresenta un vincolo fondamentale alla dinamica dell'azionamento. In condizioni ideali, il vettore tensione statorica ruota con un raggio massimo pari al valore calcolato in funzione della tensione del bus DC e della tecnica di modulazione adottata:

$$V_{max} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \text{ (per PWM a sette intervalli)} \quad (1.12)$$

Nel piano d-q, il limite di tensione si traduce in una ulteriore circonferenza:

$$v_{sd}^2 + v_{sq}^2 \leq V_{max}^2 \quad (1.13)$$

Trascurando le cadute di tensione sulle resistenze e sulle induttanze nell'equazioni (1.6) e sostituendole nella (1.13), si ha la (1.14):

$$i_{sq}^2 + \left( i_{sd} + \frac{\varphi_e}{L_S} \right)^2 \leq \left( \frac{V_{max}}{\omega L_S} \right)^2 \quad (1.14)$$

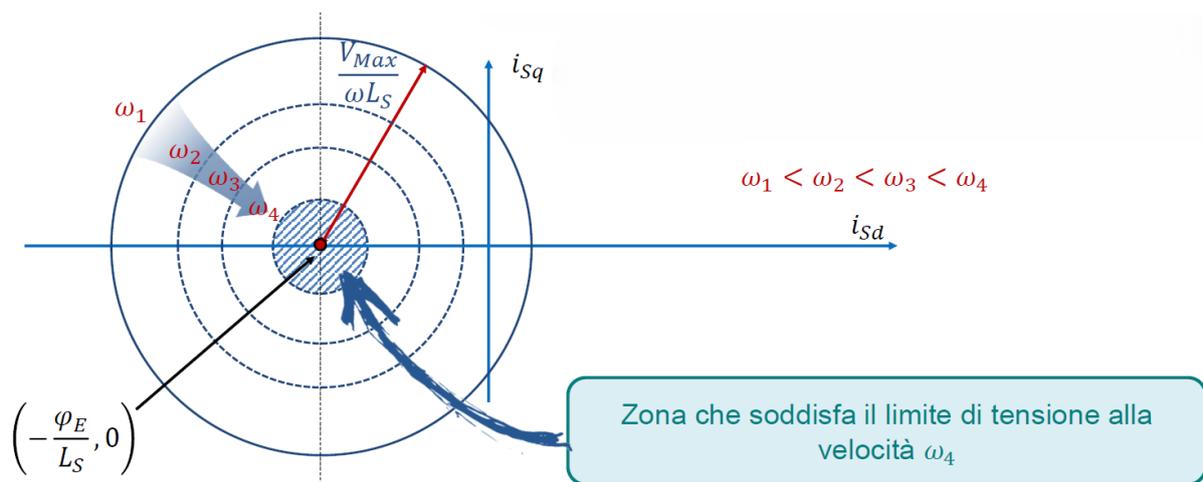


Fig. 5 Limite di tensione nel riferimento d-q.

In Fig. 5,  $L_S = L_{sd} = L_{sq}$  perché non abbiamo differenze tra l'asse d e q in termini di riluttanza del circuito magnetico.

Il rispetto di entrambi i vincoli definisce un dominio di funzionamento sicuro e garantito dal punto di vista elettromeccanico e di sicurezza. In Fig. 6 sono visibili le circonferenze limite, la regione ammessa e le curve a coppia costante in arancione.

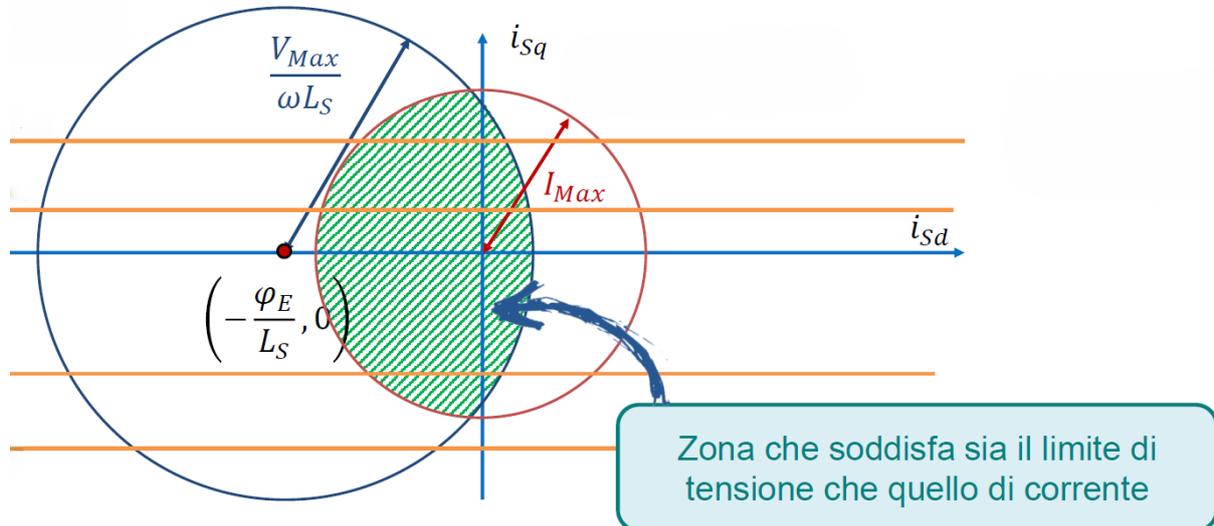


Fig. 6 Sovrapposizione dei limiti di corrente (rosso) e di tensione (blu).

A basse velocità il limite attivo è quello di corrente. In questa condizione, la massima coppia erogabile è ottenuta per  $i_{sd} = 0$  e  $i_{sq} = I_{max}$ , corrispondente al punto sulla circonferenza di corrente che massimizza la produzione di coppia  $C_{m,max}$ .

$$C_{m,max} = \frac{3}{2} p I_{max} \varphi_e \quad (1.15)$$

La velocità base dell'azionamento  $\omega_{base}$  è quella alla quale il limite di tensione e quello di corrente si toccano; essa si calcola imponendo nelle equazioni stazionarie del motore il punto  $(i_{sd} = 0, i_{sq} = I_{max})$ :

$$\omega_{base} = \frac{V_{max}}{\sqrt{L_S^2 I_{max}^2 + \varphi_e^2}} \quad (1.16)$$

Per poter operare a velocità superiori a quella base, occorre agire sulla corrente diretta  $i_{sd}$ , portandola a valori negativi. Questa azione, nota come indebolimento di campo (deflussaggio), riduce il flusso totale concatenato allo statore, permettendo al motore di operare oltre la velocità nominale grazie a una riduzione della forza elettro motrice indotta (f.e.m.) e quindi alla possibilità di rimanere sotto il vincolo di tensione.

La strategia ottimale di deflussaggio prevede inizialmente il mantenimento di  $i_{sd} = 0$  ed essere in condizione di Maximum Torque Per Ampere (MTPA) fino all'intersezione con il limite di tensione; a velocità superiori,  $i_{sd}$  viene progressivamente ridotta (valori negativi) fino al valore minimo consentito dal limite di corrente.

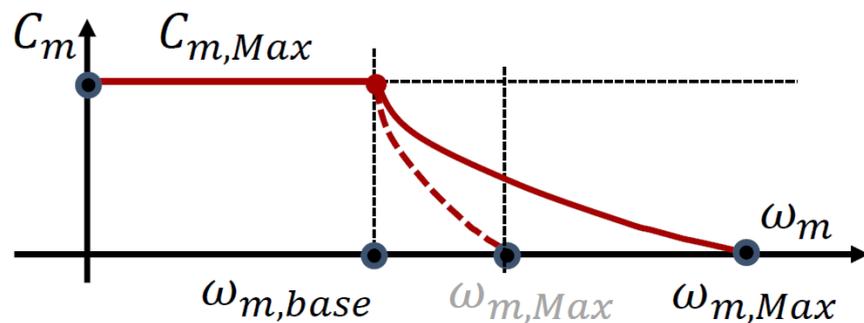


Fig. 7 Grafico coppia massima SPMSM senza deflussaggio (tratteggiato) e con deflussaggio (continua).

Una volta raggiunto il bordo più estremo della regione ammissibile, la velocità massima teoricamente raggiungibile può essere calcolata imponendo le condizioni (1.16):

$$i_{sq} = 0, i_{sd} = -I_{max}. \quad (1.17)$$

Imposte le (1.17) la velocità massima raggiungibile teoricamente dal PMSM sarà calcolata dalla (1.18):

$$\omega_{max} = \frac{V_{max}}{\varphi_e - L_S I_{max}}. \quad (1.18)$$

Nei motori SPMSM, la possibilità di deflussaggio è limitata, essendo  $L_S$  tipicamente piccolo (caratteristica tipica dei rotor superficiali), la velocità massima raggiungibile è poco superiore a quella base.

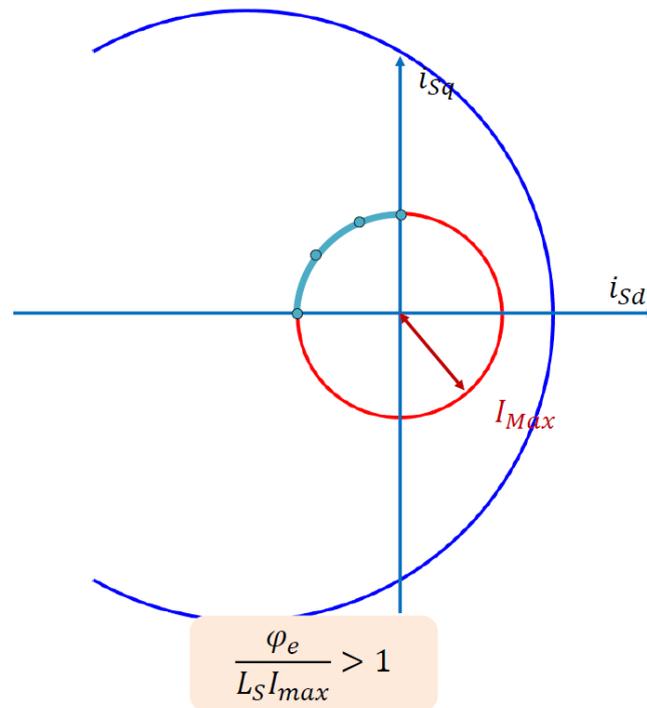


Fig. 8 Traiettoria di controllo tipica in indebolimento di campo SPMSM in azzurro.

Quando il riferimento di corrente richiesto dal controller supera i limiti fisici, la strategia di controllo prevede la saturazione della corrente diretta  $i_{sd}$ , in modo da privilegiare la componente in quadratura  $i_{sq}$  e massimizzare così la produzione di coppia. Il diagramma di controllo di velocità integrato in Fig. 3 mostra il coordinamento degli anelli di corrente e delle limitazioni sulle componenti d e q, inclusa la saturazione coordinata dei riferimenti per il rispetto rigoroso dei limiti di corrente.

Se la velocità è superiore alla velocità base, è applicato l'algoritmo di controllo ad indebolimento di campo per raggiungere velocità superiori.

I regolatori PI utilizzati sono tre: due per le correnti, uno per la velocità. Nel caso di un SPMSM i regolatori di corrente vengono tarati con i medesimi guadagni dato che i parametri dei due assi sono gli stessi.

### 1.3 Inverter trifase con modulazione PWM a sette intervalli

Gli inverter trifase rappresentano una tecnologia fondamentale nell'elettronica di potenza per la conversione di tensione continua (DC) in tensione alternata (AC) trifase, necessaria per l'alimentazione di motori elettrici a velocità variabile e varie applicazioni industriali. Essi costituiscono un elemento cruciale in settori che spaziano dall'automazione industriale alla trazione elettrica, dalle energie rinnovabili agli azionamenti per veicoli elettrici. I dispositivi MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) vengono ampiamente impiegati negli inverter ad alta frequenza grazie alle loro eccellenti caratteristiche di commutazione, bassa resistenza di conduzione e capacità di lavoro ad alte velocità di switching, rendendo possibili architetture efficaci anche a tensioni relativamente elevate.

Un inverter trifase tipico a ponte completo è costituito da sei interruttori elettronici (solitamente MOSFET o IGBT nelle versioni più robuste), disposti in tre rami, ciascuno collegato ad una delle fasi della macchina elettrica. La commutazione degli interruttori viene controllata secondo strategie di modulazione specifiche, al fine di sintetizzare una tensione di uscita che approssimi una forma d'onda sinusoidale trifase a partire dalla tensione DC di alimentazione.

Il riferimento bibliografico per questo capitolo è [2].

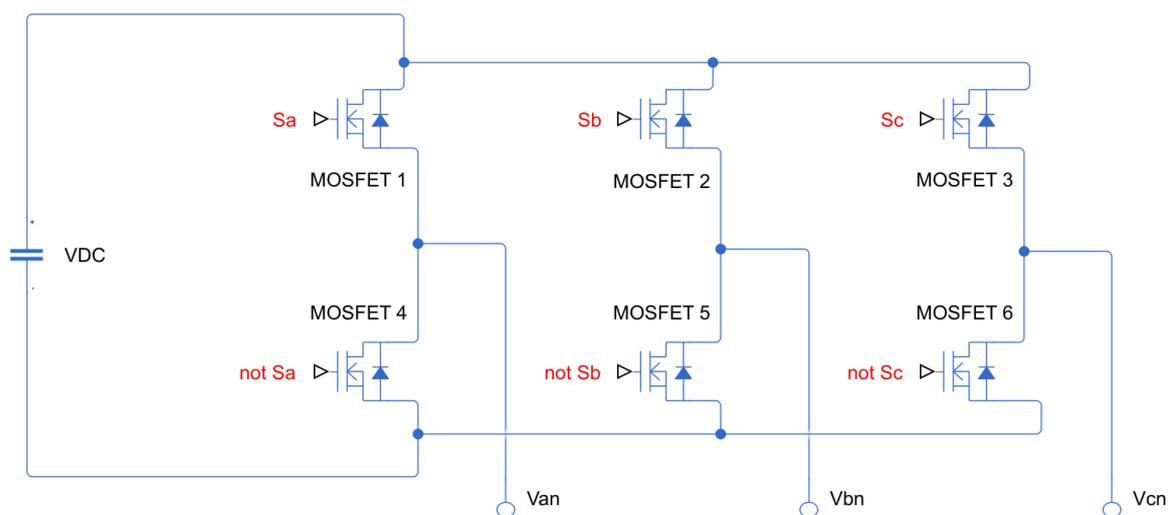


Fig. 9 Schema elettrico di un inverter trifase.

L'obiettivo principale nella progettazione e nel controllo degli inverter trifase a MOSFET è quello di gestire in modo ottimale la generazione delle tensioni di fase, massimizzando l'efficienza, minimizzando le perdite di commutazione e conduzione e riducendo le armoniche indesiderate nella sinusoide prodotta.

Si consideri uno schema tipico di inverter trifase, costituito da sei MOSFET, come in (Fig. 9). La tensione di alimentazione del bus dc,  $V_{DC}$  viene distribuita ai carichi trifase attraverso la commutazione degli interruttori secondo sequenze precise che determinano il vettore di uscita.

La tensione di fase rispetto al centro stella, per ciascuna fase (a, b, c), può essere espressa come:

$$\begin{aligned}V_{an} &= \frac{V_{DC}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\V_{bn} &= \frac{V_{DC}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\V_{cn} &= \frac{V_{DC}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c)\end{aligned}\tag{1.19}$$

dove  $S_a, S_b, S_c$  rappresentano lo stato di conduzione ('1' per ON, '0' per OFF) del ramo superiore di ciascuna fase.

Le combinazioni possibili degli stati di commutazione corrispondono agli 8 stati possibili ( $2^3$ ), di cui sei portano a vettori attivi e due corrispondono ai vettori nulli (in cui tutte le fasi superiori sono ON o tutte sono OFF).

Nel controllo di un inverter trifase il tempo morto previene il cortocircuito dei rami dell'inverter separando lo spegnimento e l'accensione degli switch complementari.

Questo ritardo, implementato con interblocchi hardware o ritardi software nel gate-driver, deve superare i tempi di commutazione e propagazione (1–5  $\mu$ s per IGBT).

L'introduzione del tempo morto genera un offset di tensione nella forma d'onda, aumentando armoniche e THD.

Nei motor-drive il tempo morto influisce sull'oscillazione di corrente e sulla coppia, provocando vibrazioni e perdite meccaniche se mal dimensionato.

Un ritardo eccessivo peggiora la qualità di uscita mentre uno insufficiente compromette la sicurezza dei dispositivi.

La forma d'onda ideale delle tensioni di fase dovrebbe essere sinusoidale, ma un inverter a commutazione discreta fornisce solamente valori di tensione discreti, generando così un'elevata distorsione armonica totale (THD). Si rende quindi necessario implementare tecniche di modulazione che permettano di approssimare la sinusoide attraverso la combinazione temporale di diversi vettori di uscita, riducendo il contenuto armonico e migliorando la qualità della tensione fornita ai carichi.

La modulazione PWM svolge un ruolo fondamentale in questa conversione, variando la durata degli intervalli di accensione degli interruttori elettronici all'interno di ogni periodo del segnale fondamentale. Esistono numerosi algoritmi PWM, tra cui il PWM sinusoidale, la modulazione vettoriale spaziale (SVM), la modulazione ad onda quadra e, particolarmente interessante per le sue prestazioni, la modulazione generalizzata a sette intervalli simmetrici.

La tecnica PWM generalizzata a sette intervalli rappresenta una delle tecniche PWM più efficaci nell'azionamento di inverter trifase, per la sua capacità di massimizzare il valore efficace della tensione di uscita, minimizzare le armoniche e consentire una semplice implementazione digitale. Questa tecnica di modulazione risulta essere equivalente in risultati rispetto alla SVM.

Un segnale detto "portante" viene confrontato con le tre modulanti dei rami, il risultato saranno i segnali di gate forniti al driver di ogni ramo.

Il segnale portante è un'onda triangolare simmetrica tra 0 e 1, la sua frequenza definisce la frequenza di commutazione dell'inverter.

La simmetria della sequenza temporale ha effetto diretto sia sulla riduzione delle armoniche dispari multiple della frequenza di switching che sul contenimento delle armoniche associate al duty cycle di commutazione dei dispositivi. Nel caso di inverter a MOSFET, la riduzione delle transizioni di stato e la regolarità delle commutazioni nei sette intervalli porta ad una più uniforme distribuzione delle sollecitazioni su ciascun dispositivo, traendo vantaggio dalle elevate  $dV/dt$  e  $dI/dt$  tipiche dei MOSFET.

Con questo tipo di modulazione si ottiene una forma d'onda PWM con un'elevata componente fondamentale e armoniche di switching. Nel dominio armonico, le componenti multiple dispari della frequenza fondamentale sono fortemente attenuate, a beneficio del THD totale.

Uno degli effetti principali della modulazione a sette intervalli simmetrica è l'aumento del massimo valore di tensione fondamentale che l'inverter può fornire rispetto alla modulazione PWM sinusoidale convenzionale. A parità di tensione di alimentazione, la strategia PWM a sette intervalli consente di sfruttare appieno la forma esagonale del limite di modulazione.

Questo è provato dall'incremento della massima tensione sinusoidale linea-linea di picco ( $V_{LL,max}$ ) del 15,47% in uscita:

$$V_{LL,max} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}. \quad (1.20)$$

Nel caso del PWM sinusoidale invece si ha:

$$V_{LL,max} = \frac{V_{DC}}{2}. \quad (1.21)$$

Inoltre, la simmetria degli intervalli di commutazione suddivide le transizioni in modo bilanciato tra i dispositivi MOSFET, garantendo una distribuzione termica più equa e

minimizzando la generazione interferenze elettromagnetiche (EMI) e di oscillazioni sulla corrente trifase, cruciali per la compatibilità elettromagnetica dell'azionamento.

Le modulanti sono generate secondo le (1.22):

$$\begin{aligned}
 m_A &= m_0 + \frac{V_{an,ref}}{V_{DC}} \\
 m_B &= m_0 + \frac{V_{bn,ref}}{V_{DC}} \\
 m_C &= m_0 + \frac{V_{cn,ref}}{V_{DC}}
 \end{aligned}
 \tag{1.22}$$

in cui  $m_0$  è calcolato come nella (1.23):

$$m_0 = \frac{1}{2} \left[ 1 - \min\left(\frac{V_{an,ref}}{V_{DC}}, \dots\right) - \max\left(\frac{V_{an,ref}}{V_{DC}}, \dots\right) \right]
 \tag{1.23}$$

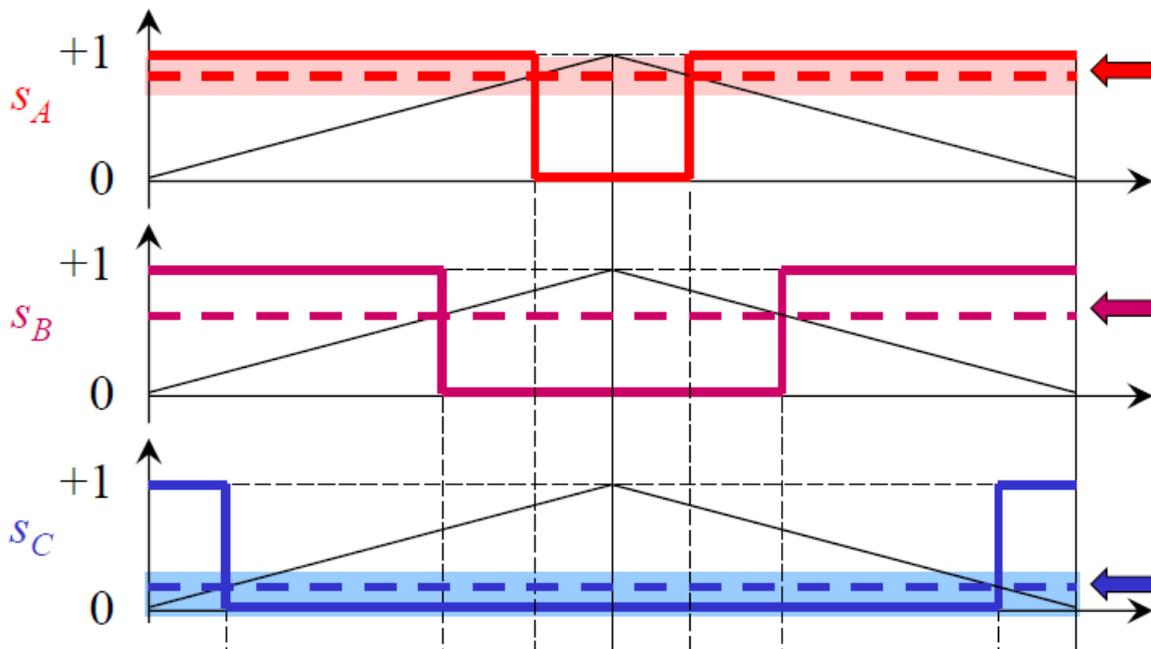


Fig. 10 Confronto tra portante e modulanti (tratteggiate) in un generico tempo di ciclo  $T_c$  e calcolo segnali di gate.

# Capitolo 2 – Setup sperimentale

Il presente capitolo descrive nel dettaglio il banco di prova Selcom impiegato per la validazione del modello di controllo SPMSM in configurazione back-to-back. Verrà illustrata la struttura generale del sistema, evidenziando le sue funzionalità principali e il ruolo di ciascun componente. Si intende mostrare come il banco sia stato allestito per consentire il confronto tra i risultati ottenuti in simulazione e quelli rilevati in laboratorio. L'obiettivo dell'elaborato, infatti, è quello di sviluppare un modello Simulink in grado di replicare quanto più fedelmente possibile il banco prova in Selcom. Questo banco permette di ricreare un ambiente operativo realistico in cui due macchine sincrone a magneti permanenti, collegate back-to-back, scambiano energia, mentre un torsionometro e un sistema di acquisizione dati registrano le grandezze meccaniche ed elettriche. Le informazioni raccolte saranno quindi confrontate con i dati generati dalle simulazioni in Simulink, al fine di calibrare e migliorare il modello teorico.

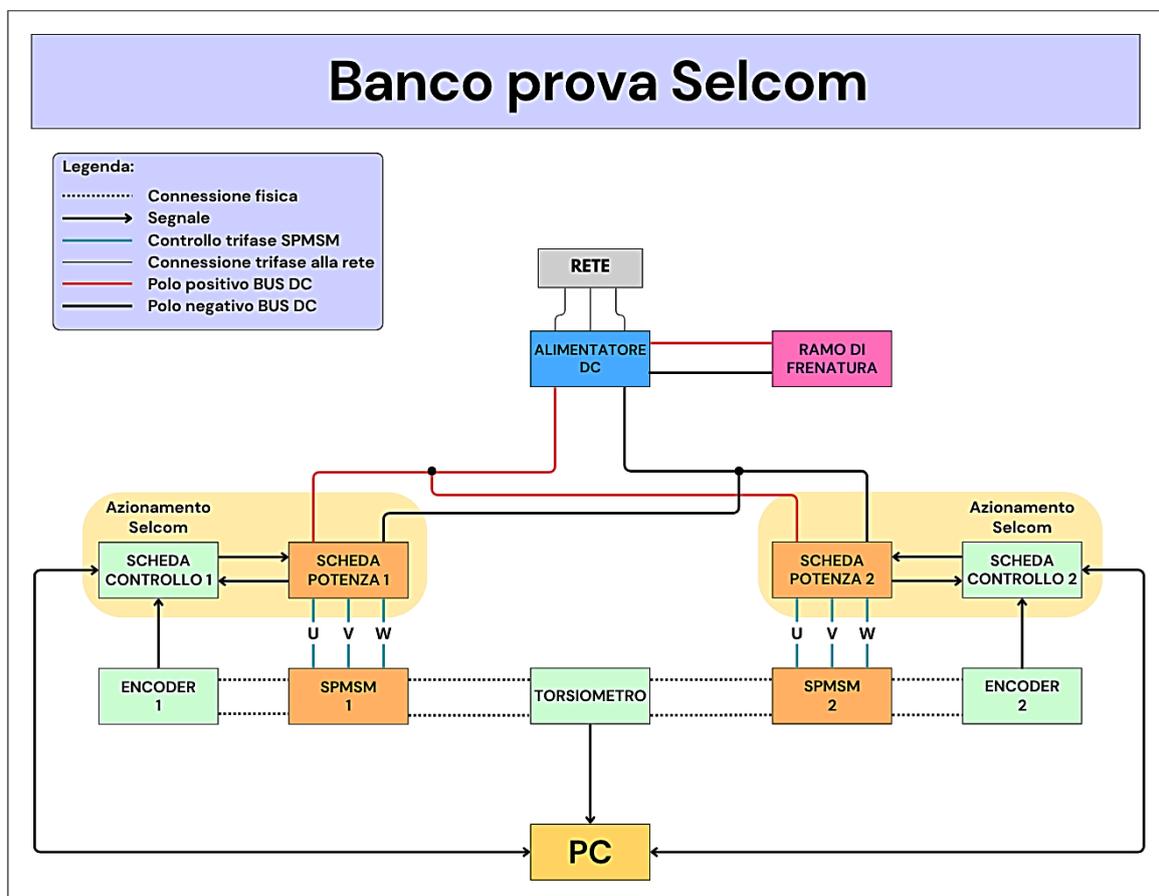


Fig. 11 Schema a blocchi di principio del banco prova utilizzato.

In Fig. 11 si illustra lo schema a blocchi del sistema, in cui la tensione trifase di rete a 400 V linea-linea alimenta due alimentatori che generano il bus DC del banco. Questo bus fornisce energia a due moduli di potenza, ciascuno deputato a erogare la terna di tensioni trifase necessarie al pilotaggio dei due SPMSM. I moduli di potenza, progettati da Selcom come parte di un unico azionamento, integrano dettagliatamente i tre ponti inverter e i relativi gate driver, oltre a un filtro RC posto in cascata sul bus DC per attenuare i disturbi di commutazione. Ciascuna scheda di controllo, saldamente collegata al proprio modulo di potenza, provvede a generare i comandi PWM per i ponti e a monitorare diversi parametri operativi, quali tensione di bus, correnti di fase e stato dei dispositivi di potenza.

Il cuore logico di ogni scheda di controllo è un microcontrollore che gestisce il firmware, coordina le uscite e gli ingressi analogici e digitali, e si interfaccia via UART o CAN con il PC di supervisione tramite il software dedicato. Sull'albero principale sono montati encoder sin-cos che trasmettono alle schede di controllo i valori di posizione e velocità meccanica, informazioni indispensabili per il calcolo dei riferimenti di corrente e per il corretto svolgimento dell'algoritmo di controllo vettoriale. Alle estremità dello stesso albero sono calettati i due SPMSM, che in questo modo assumono la configurazione back-to-back, mentre un torsionmetro centrale consente la misura diretta della coppia meccanica. I segnali di coppia vengono acquisiti dal software Sensortool su PC, completando così il quadro delle grandezze elettriche e meccaniche necessarie per confrontare le prestazioni reali con quelle ottenute in simulazione.

### **Alimentazione DC [3]**

Il sistema di alimentazione del banco di prova è costituito da due alimentatori industriali collegati in serie tra loro, alimentati dalla rete trifase a 400 V linea-linea. La configurazione in serie consente di ottenere la tensione continua complessiva sul bus DC, necessaria per garantire un corretto pilotaggio dei motori in tutte le condizioni operative. Il bus DC così generato rappresenta la sorgente comune da cui le due sezioni di potenza prelevano energia per alimentare rispettivamente ciascun motore e gli azionamenti Selcom.



*Fig. 12 Coppia di alimentatori utilizzati nel banco Selcom.*

Nel caso specifico di una configurazione back-to-back, la potenza meccanica sviluppata da un motore viene trasferita direttamente all'altro attraverso l'albero comune, con uno scambio energetico che avviene quasi completamente all'interno del sistema stesso. Questo implica che, nella maggior parte dei casi, la corrente effettivamente prelevata dagli alimentatori, è piuttosto contenuta, poiché il bus DC serve principalmente a compensare le perdite e a gestire gli sbilanciamenti energetici temporanei. In condizioni stazionarie, infatti, l'energia richiesta dal sistema è limitata alla copertura delle perdite di conversione, di attrito meccanico e alla gestione del circuito di frenatura.

Il modello degli alimentatori utilizzati, Delta Elektronika SM30-100D, consente il funzionamento in configurazione serie fino a tensione totale massima di 600 V. Le caratteristiche elettriche principali comprendono una tensione d'uscita regolabile fino a 30 V ciascuno, per un totale di 60 V sul bus, una corrente massima pari a 100 A e una potenza nominale complessiva di 6000 W. Questa architettura di alimentazione garantisce stabilità e sicurezza, assicurando che eventuali transitori o richieste di energia istantanea siano ben gestiti senza introdurre disturbi nel sistema di controllo. Questi alimentatori non sono bidirezionali in corrente. In caso di rigenerazione considerevole si potrebbe avere un pericoloso innalzamento della tensione sul bus, che va quindi gestita con un ramo di frenatura apposito.

## **Dispositivo di frenatura**

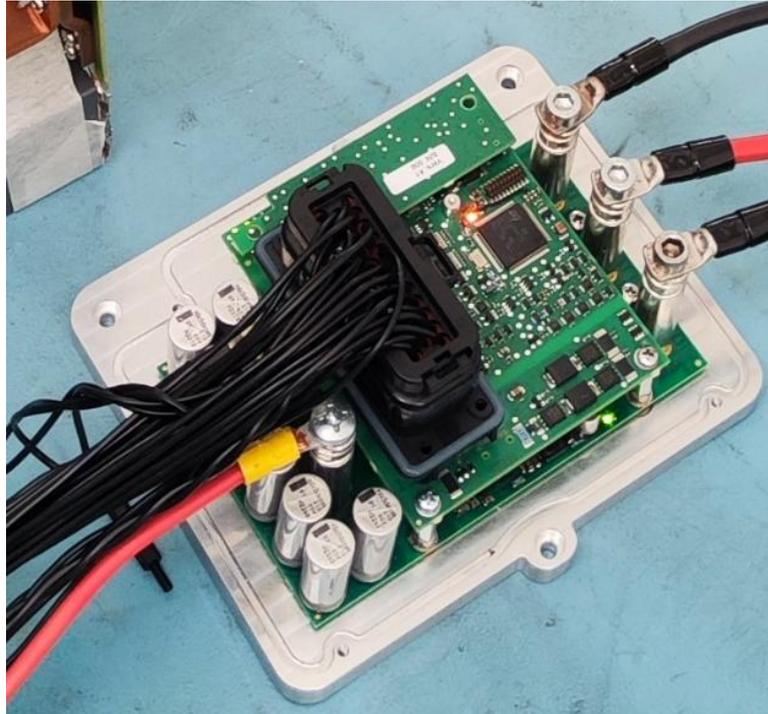
All'interno del banco di prova è integrato un dispositivo di frenatura collegato direttamente al bus DC, con la funzione di dissipare l'energia in eccesso generata durante particolari condizioni operative, quali fasi di decelerazione o rigenerazione. In una configurazione back-to-back, i due motori si scambiano energia attraverso l'albero meccanico comune e, idealmente, il sistema tende a mantenersi bilanciato energeticamente a meno delle perdite. Tuttavia, nei transitori, può verificarsi un accumulo di energia sul bus DC che, se non adeguatamente gestito, potrebbe causare un innalzamento eccessivo della tensione, mettendo a rischio l'integrità delle schede di potenza e degli alimentatori.

Il dispositivo di frenatura impiegato nel banco è progettato per intervenire automaticamente nel caso in cui la tensione DC superi una soglia prefissata. Quando ciò avviene, un resistore di potenza viene inserito nel circuito attraverso un chopper controllato, convertendo l'energia elettrostatica dei condensatori in calore in modo controllato e sicuro. Questo meccanismo consente di mantenere la tensione del bus DC entro limiti accettabili, evitando sovratensioni che potrebbero compromettere l'affidabilità del sistema.

Il dispositivo è inoltre dotato di protezioni termiche per evitare il surriscaldamento del resistore in caso di cicli di frenatura prolungati. Grazie alla sua integrazione nel bus DC e alla rapidità di risposta, il sistema di frenatura garantisce la stabilità del banco anche in condizioni di carico dinamico o durante test ad alta variabilità di coppia e velocità.

## **Scheda di controllo**

Le schede di controllo impiegate nel banco di prova costituiscono l'elemento centrale per la gestione e la regolazione degli azionamenti. Ogni scheda di controllo è accoppiata in modo strutturale e funzionale alla relativa scheda di potenza, formando insieme un azionamento unico, sviluppato internamente dal reparto Ricerca e Sviluppo di Selcom. Questa integrazione garantisce una piena compatibilità tra le due unità e consente di ottenere elevate prestazioni in termini di affidabilità, tempi di risposta e densità di integrazione.



*Fig. 13 Azionamento Selcom in cui la scheda superiore è la scheda di controllo.*

Le schede di controllo sono responsabili dell'intero ciclo di elaborazione necessario al funzionamento del controllo vettoriale, inclusi l'acquisizione delle misure di corrente e tensione, la decodifica dei segnali encoder, l'esecuzione delle trasformate di Clarke e Park, e la generazione dei riferimenti d-q. Il cuore del sistema è il microcontrollore ST da 170MHz che esegue in tempo reale gli algoritmi di controllo, aggiornando i segnali PWM da inviare ai MOSFET della scheda di potenza. L'algoritmo implementato comprende regolatori PI per il controllo di corrente e di velocità, una logica di gestione degli stati dell'azionamento e funzioni di protezione integrate.

Un ruolo fondamentale è svolto dalla retroazione di posizione e velocità fornita dagli encoder incrementali installati sui motori. I segnali encoder vengono elaborati direttamente dalla scheda di controllo, che ne esegue la decodifica e ne utilizza i dati per il calcolo delle grandezze rotanti e per la sincronizzazione del campo statorico con la posizione del rotore. La corretta misura di queste grandezze è essenziale per mantenere la stabilità e la precisione del controllo, soprattutto in condizioni dinamiche o di elevata variazione di carico.

Le schede dispongono inoltre di interfacce UART e CAN che consentono la comunicazione con un PC esterno tramite software.

Tramite questa interfaccia è possibile accedere in tempo reale alle variabili interne, modificare i parametri di controllo, avviare procedure di tuning e registrare log sperimentali. Questa funzione è particolarmente utile durante la fase di confronto tra i dati sperimentali e quelli simulati.

Le grandezze nominali caratteristiche della scheda di controllo includono una tensione di alimentazione di 24 V e una frequenza di aggiornamento del controllo di corrente pari a 10 kHz, permettendo il funzionamento stabile anche a velocità elevate. La memoria disponibile e la potenza di calcolo del microcontrollore permettono di eseguire in parallelo il controllo motore, le logiche di protezione e le funzioni diagnostiche, senza compromettere la tempestività delle elaborazioni.

L'elevato grado di integrazione tra hardware e firmware, unito al disegno unitario dell'azionamento, rende questo sistema particolarmente adatto a scopi sperimentali e di validazione in ambito ricerca, assicurando al tempo stesso robustezza e flessibilità nell'utilizzo operativo.

### **Scheda di potenza**

La scheda di potenza, che in Fig. 13 è posizionata sotto quella di controllo, rappresenta l'interfaccia elettrica tra il bus DC e i motori impiegati nel banco di prova. Ciascuna scheda è progettata per il pilotaggio di un motore trifase e integra al suo interno tre rami di inverter a MOSFET. Questi sono comandati dai segnali PWM provenienti dalla scheda di controllo e permettono la modulazione della tensione trifase applicata agli avvolgimenti del motore. La topologia del ponte inverter consente la gestione bidirezionale dell'energia, caratteristica fondamentale per l'operatività in configurazione back-to-back, in cui uno dei due motori funziona in rigenerazione. La scheda è in grado di gestire tensioni di bus fino a 60 V e correnti di linea fino a 100 A RMS, con margini di sicurezza definiti per prevenire condizioni di sovraccarico.

All'ingresso di ciascuna scheda è presente un filtro RC progettato per ridurre sia l'oscillazione di tensione che quella di corrente e attenuare le armoniche ad alta frequenza che si possono generare nel funzionamento a PWM. Questo filtro migliora la qualità della tensione sul bus DC e contribuisce alla protezione del sistema da disturbi

elettromagnetici. Oltre alla funzione di conversione statica, la scheda è dotata di circuiti di sensing per la misura delle correnti di fase e della tensione di alimentazione.

Le protezioni implementate a livello hardware comprendono limitatori di corrente, protezioni da cortocircuito, sovratensione e sovratemperatura, in grado di intervenire in modo rapido e selettivo. Queste misure garantiscono un elevato grado di robustezza dell'azionamento e permettono al banco di operare in condizioni di sicurezza anche durante test ad alta dinamicità o in presenza di sollecitazioni impreviste.

La progettazione compatta e l'alta densità di integrazione della scheda di potenza, unita al raffreddamento passivo, ne permettono l'utilizzo in applicazioni sperimentali che richiedono precisione e affidabilità.

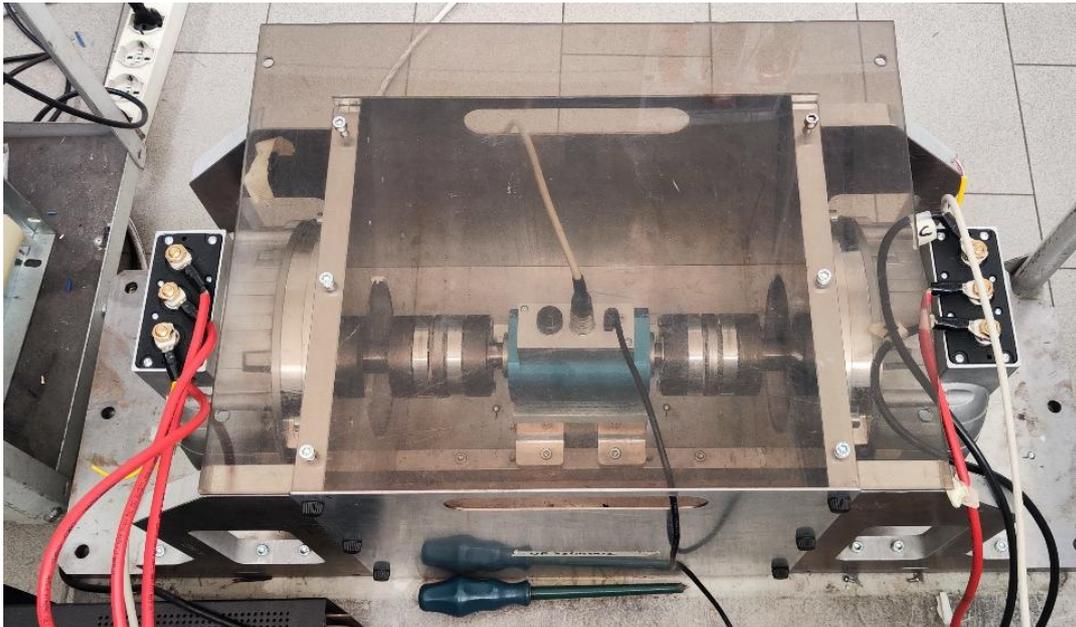
Per il motore in controllo di velocità è stata impiegata una scheda da 100 A RMS. Per il motore in controllo di coppia si è adottata la stessa tipologia di scheda, ma con corrente nominale di 200 A RMS. Un notevole svantaggio del sistema Back-to-Back consiste nell'impossibilità di utilizzare schede con pari potenza nominale, poiché, provando il banco al limite, l'alimentazione del motore "generatore" può risultare insufficiente.

Dal punto di vista tecnico, ciascuna scheda di potenza è progettata per funzionare con una tensione nominale di bus pari a 48 V e una corrente nominale per ciascuna fase di inserire valore 100 Arms. I moduli MOSFET montati sulla scheda sono in grado di sopportare correnti di picco fino a 279 A, con tempi di commutazione dell'ordine di 32 – 87 ns.

### **Motore SPMSM [4]**

I motori impiegati nel banco sono Bonfiglioli BPM 200 L1 a quattro coppie polari, progettati per operare a una tensione nominale pari a 48 V. La corrente nominale assorbita per ciascuna fase corrisponde a 90 A (S1), in linea con le esigenze del controllo di coppia implementato. In condizioni nominali, il motore può raggiungere una velocità meccanica massima di 2250 giri al minuto (48 V), erogando una coppia fino a 15.5 Nm. Un parametro essenziale per il dimensionamento del controllo è la costante di coppia, la cui determinazione sperimentale ha restituito un valore di 0.14 Nm/Ap, utilizzato come riferimento nella taratura degli anelli di corrente. Il valore misurato è risultato più basso rispetto a quanto dichiarato sul datasheet di 0.18 Nm/Ap.

Sotto l'aspetto meccanico, ciascun motore è dotato di un albero con estremità cilindrica, soluzione che consente un accoppiamento sicuro e stabile all'albero comune del sistema back-to-back. Le dimensioni complessive del motore garantiscono un'inerzia di  $0.04 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ , insieme a una massa di 13 kg, ne confermano la compattezza e la facilità di integrazione all'interno del banco prova.



*Fig. 14 Motori SPMSM montati alle estremità dell'asse in opposizione tra loro.*

### **Encoder [5]**

Nel sistema di prova, gli encoder giocano un ruolo cruciale nella retroazione delle grandezze meccaniche fondamentali per il controllo dei motori sincroni a magneti permanenti. Ciascun motore è dotato di un encoder RLS RM58BC0001S10F2E96 montato direttamente sull'albero, in modo da garantire una misura precisa della posizione angolare e della velocità meccanica. Queste informazioni sono essenziali per il corretto funzionamento del controllo vettoriale, in quanto permettono di stimare la posizione del rotore e di sincronizzare il campo statorico generato dagli inverter.

Gli encoder installati sono in grado di generare segnali con una risoluzione pari a 12 bit, corrispondente a una precisione angolare sufficiente a garantire elevate prestazioni anche nei transitori rapidi e nei controlli a bassa velocità. I segnali encoder vengono acquisiti da appositi moduli collegati alle schede di controllo, che provvedono alla

decodifica in tempo reale, generando i riferimenti di velocità e posizione utilizzati dagli anelli di regolazione.

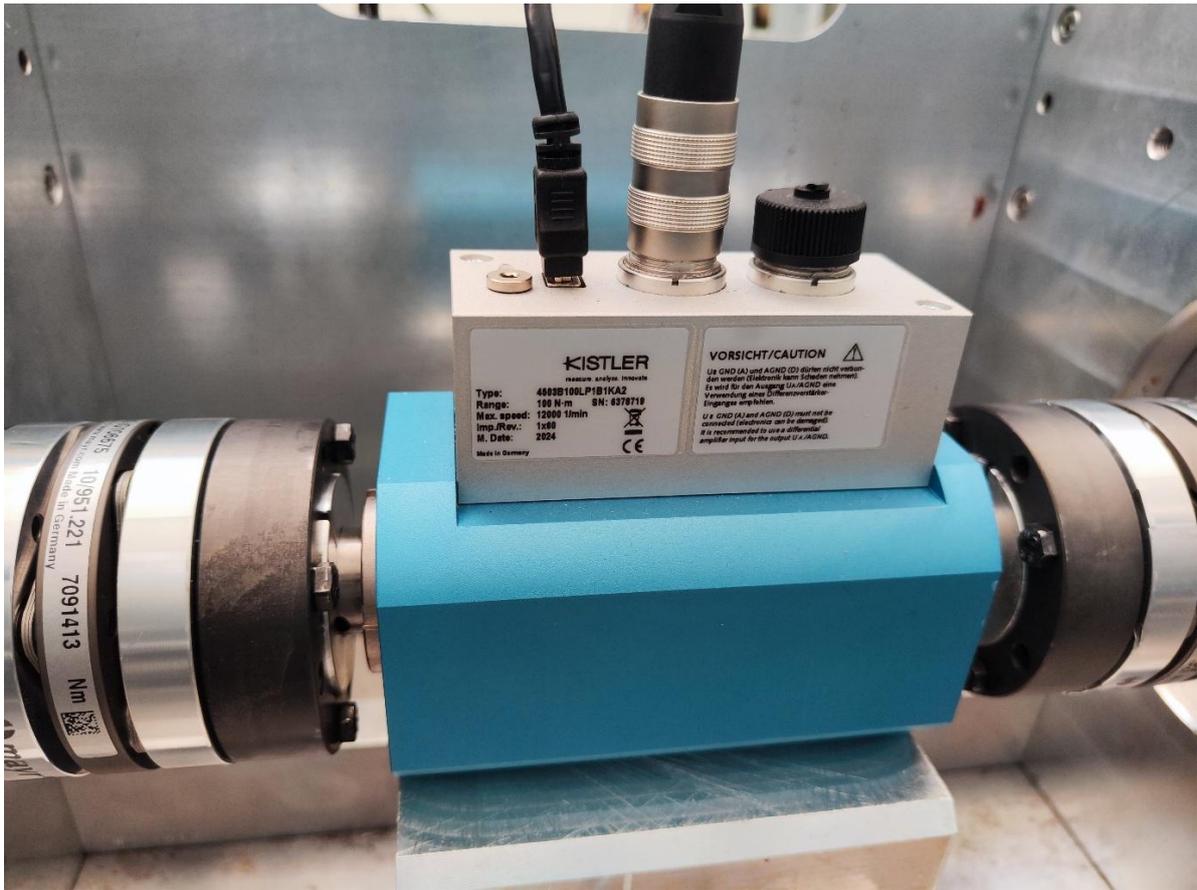
Dal punto di vista elettrico, gli encoder operano con una tensione di alimentazione di 5 V, compatibili con gli ingressi digitali ad alta velocità delle schede di controllo. La robustezza elettrica e meccanica dei dispositivi selezionati permette un funzionamento stabile anche in presenza di vibrazioni, disturbi elettromagnetici o variazioni termiche tipiche delle applicazioni dinamiche.

La scelta di encoder sin-cos è motivata da un compromesso tra semplicità, compatibilità con l'hardware di controllo e velocità di risposta. I dati acquisiti dagli encoder non solo alimentano il controllo in tempo reale, ma vengono anche registrati per analisi successive, permettendo il confronto diretto con i risultati delle simulazioni in ambiente Simulink.

### **Torsiometro [6]**

Il torsiometro Kistler 4503B100LP1B1KA2 installato sull'albero comune ai due motori in configurazione back-to-back consente la misura diretta della coppia meccanica scambiata. Il suo impiego è fondamentale per validare sperimentalmente le prestazioni del controllo, permettendo il confronto tra i dati simulati e quelli ottenuti al banco. Il sensore è montato in modo coassiale, senza introdurre flessibilità meccanica significativa, garantendo così l'affidabilità della misura anche in presenza di sollecitazioni dinamiche.

Dal punto di vista tecnico, il torsiometro è dimensionato per rilevare coppie fino a 100 Nm, con una risoluzione di 0.05 Nm e una frequenza di acquisizione tra i 10 Hz e i 50 Hz tramite il software dedicato. Il segnale in uscita è acquisito tramite interfaccia PC utilizzando Sensortool, che consente il monitoraggio e la registrazione della coppia in tempo reale. Nel capitolo dedicato alle misure sul banco reale verrà precisato che, alle misure di coppia effettuate con questo torsiometro, è stato aggiunto un offset fisso che non è stato possibile eliminare tramite calibrazione.



*Fig. 15 Torsiometro Kistler montato a banco in gabbia protettiva.*

## **Oscilloscopio [7]**

Durante la fase sperimentale è stato impiegato un oscilloscopio LeCroy WaveSurfer 424 dotato di banda di 200 MHz, quattro canali di acquisizione e una velocità di campionamento di 2 GS/s. Pur essendo utilizzato solo sporadicamente, questo strumento si è rivelato fondamentale quando sono state necessarie misure di corrente particolarmente accurate. In tali occasioni, una sonda Rogowski e una sonda Hall collegate all'oscilloscopio hanno permesso di rilevare forme d'onda di corrente con elevata fedeltà, senza introdurre distorsioni significative. L'ampia banda in frequenza e il campionamento ad alta velocità hanno garantito la cattura di transitori rapidi, conferendo affidabilità alle analisi dei profili di corrente nei punti critici del sistema.

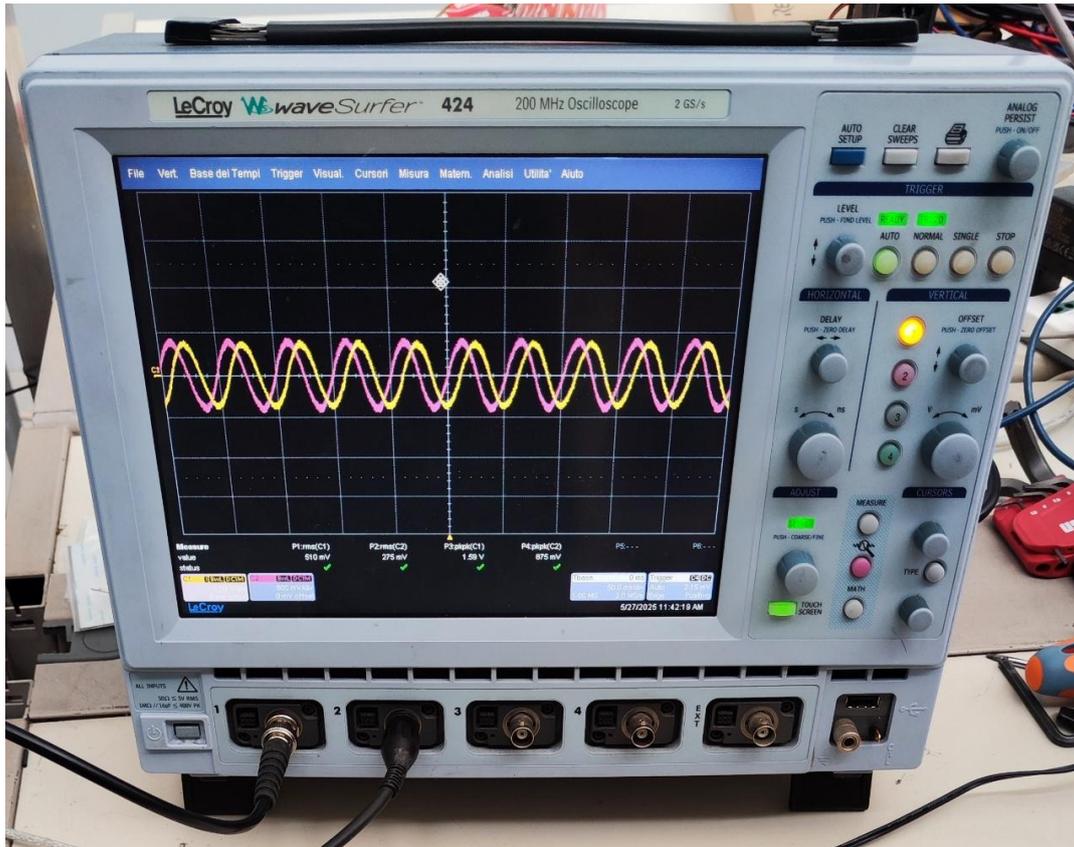


Fig. 16 Oscilloscopio LeCroy WaveSurfer 424 utilizzato.

In Fig. 17 si può osservare tutto il banco Selcom completo dei componenti descritti in questo capitolo.

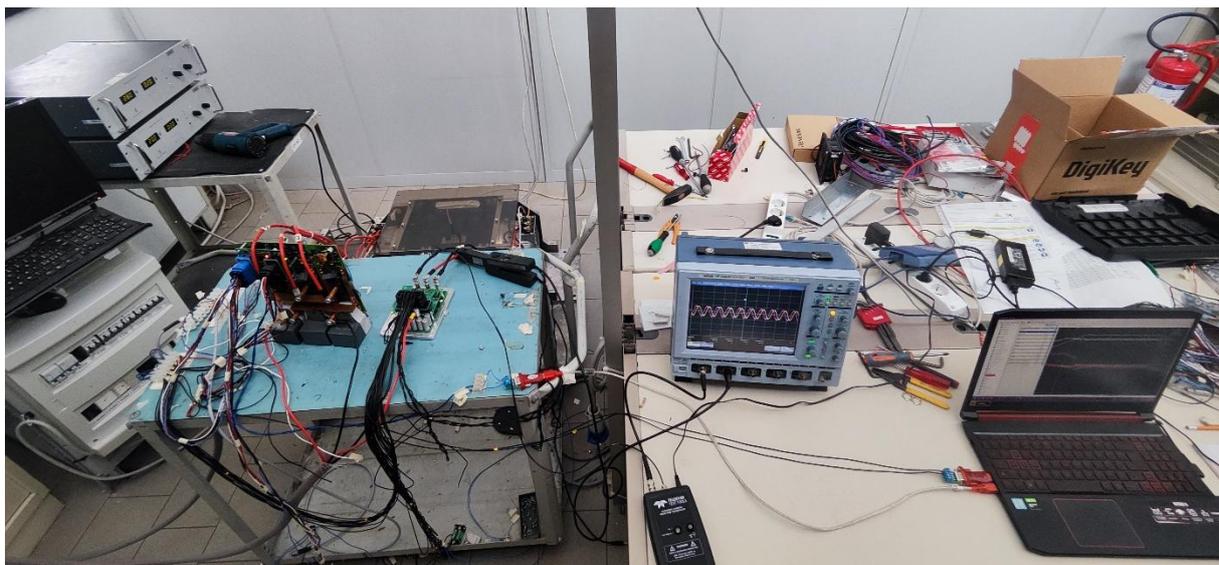


Fig. 17 Panoramica del banco utilizzato per confrontare i risultati delle simulazioni.

In Tab. 1 è fornita una sintesi delle principali caratteristiche tecniche ed elettriche dei componenti utilizzati nel banco di prova. Sono riportati i dati di targa più rilevanti relativi agli alimentatori, alle schede di potenza e controllo, agli encoder, al torsiometro e ai motori SPMSM. Questa tabella consente di avere un quadro completo e immediato delle specifiche di funzionamento di ciascun elemento, facilitando il confronto tra i dati sperimentali e quelli ottenuti in simulazione.

<b>Componente</b>	<b>Parametro</b>	<b>Valore</b>
<b>Alimentatore DC</b>	Tensione in entrata	342 - 457 VII AC
	Tensione in uscita nominale	0 - 30 V
	Corrente in uscita nominale	0 – 100 A
	Configurazione	Due unità serie
<b>Scheda di potenza</b>	Tensione nominale bus DC	48 V
	Corrente nominale per fase	100 / 200 A (RMS)
	Tensione massima MOSFET (Vds)	100 V
	Corrente massima MOSFET (Ids)	279 A
	Vgs threshold	3 V
	Raffreddamento	Passivo
<b>Scheda di controllo</b>	Microcontrollore	ST (170MHz)
	Tensione di alimentazione	24 V
	Interfaccia di comunicazione	UART / CAN
<b>Encoder</b>	Tipologia	Sin - Cos
	Accuratezza	$\pm 0.5^\circ$
	Tensione di alimentazione	5 V
	Risoluzione	Fino a 12 bit
<b>Torsiometro</b>	Campo di misura	0 – 100 Nm
	Risoluzione	0.05 Nm
	Tensione in uscita max-min	$\pm 10$ V
	Interfaccia di acquisizione	SensorTool
<b>Motore SPMSM</b>	Tensione nominale	48 V
	Corrente nominale (S1)	90 A
	Velocità nominale (S1)	2250 RPM
	Coppia nominale (S1)	15.5 Nm
	Potenza nominale (S1)	3.65 kW
	Costante di coppia	0.18 Nm/A
	Massa	13 kg

*Tabella 1 Riassunto principali caratteristiche dei componenti del banco.*

# Capitolo 3 – Modellizzazione del plant

MATLAB/Simulink è un ambiente di simulazione grafica studiato per la progettazione e l'analisi di sistemi dinamici. Attraverso blocchi che rappresentano equazioni matematiche o algoritmi di controllo, è possibile collegare componenti elettrici e meccanici tramite linee di segnale, consentendo l'integrazione numerica degli stati con solutori adatti.

Nella presente attività, Simulink è stato impiegato per modellare il SPMSM e l'inverter di potenza. L'interfaccia grafica favorisce un'organizzazione modulare dei sottosistemi, rendendo immediata la verifica su ogni blocco prima dell'integrazione complessiva. Durante le simulazioni, l'andamento di grandezze elettriche e meccaniche viene monitorato in tempo reale tramite log dei principali segnali, mentre i dati possono essere esportati in MATLAB per analisi numeriche e valutazioni prestazionali. Questo approccio garantisce riproducibilità e accuratezza nel processo progettuale dell'algorithm di controllo e della simulazione.

Il modello è stato progettato con una divisione netta tra il controllo e il plant così da rendere il tutto pronto per una possibile conversione in codice C del controllo.

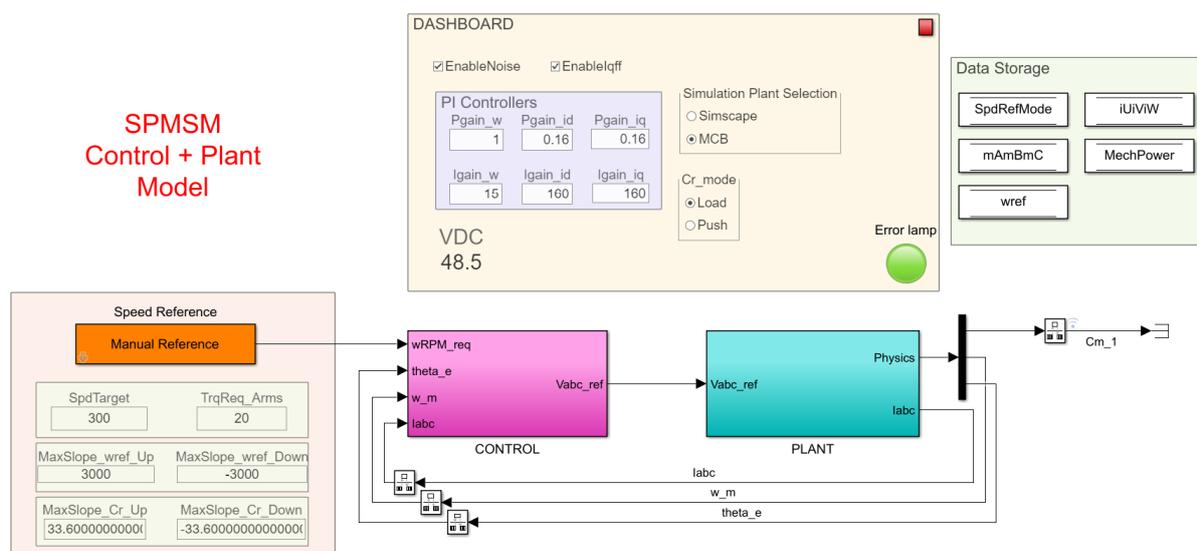


Fig. 18 Modello Simulink completo, il modello del plant è contenuto nel subsystem azzurro.

Entrando nel subsystem "PLANT" si hanno i modelli di inverter e SPMSM.

In Fig. 19 è visibile, sulla sinistra, un blocco di generazione della tensione continua ( $V_{DC}$ ), il cui segnale di tensione viene fornito sia al blocco PWM sia all'inverter. Il blocco PWM riceve in ingresso il riferimento delle tensioni trifasi ( $V_{abc\_ref}$ ) e la tensione del bus DC, ed elabora i segnali di modulazione necessari per pilotare l'inverter. Il blocco "Average Inverter" converte tali segnali di gate in tensioni trifasi ( $V_{abc}$ ), utilizzando la tensione continua fornita dal bus. Infine, il blocco "SPMSM Double" riceve in ingresso le tensioni trifasi e restituisce le grandezze fisiche in uscita, quali la coppia elettromagnetica, la velocità angolare, la posizione elettrica e le correnti di statore. L'intero schema è strutturato per simulare il funzionamento completo di un convertitore di potenza e del motore in back-to-back collegato, mantenendo separati i livelli di controllo PWM, di conversione di potenza e di simulazione fisica del motore.

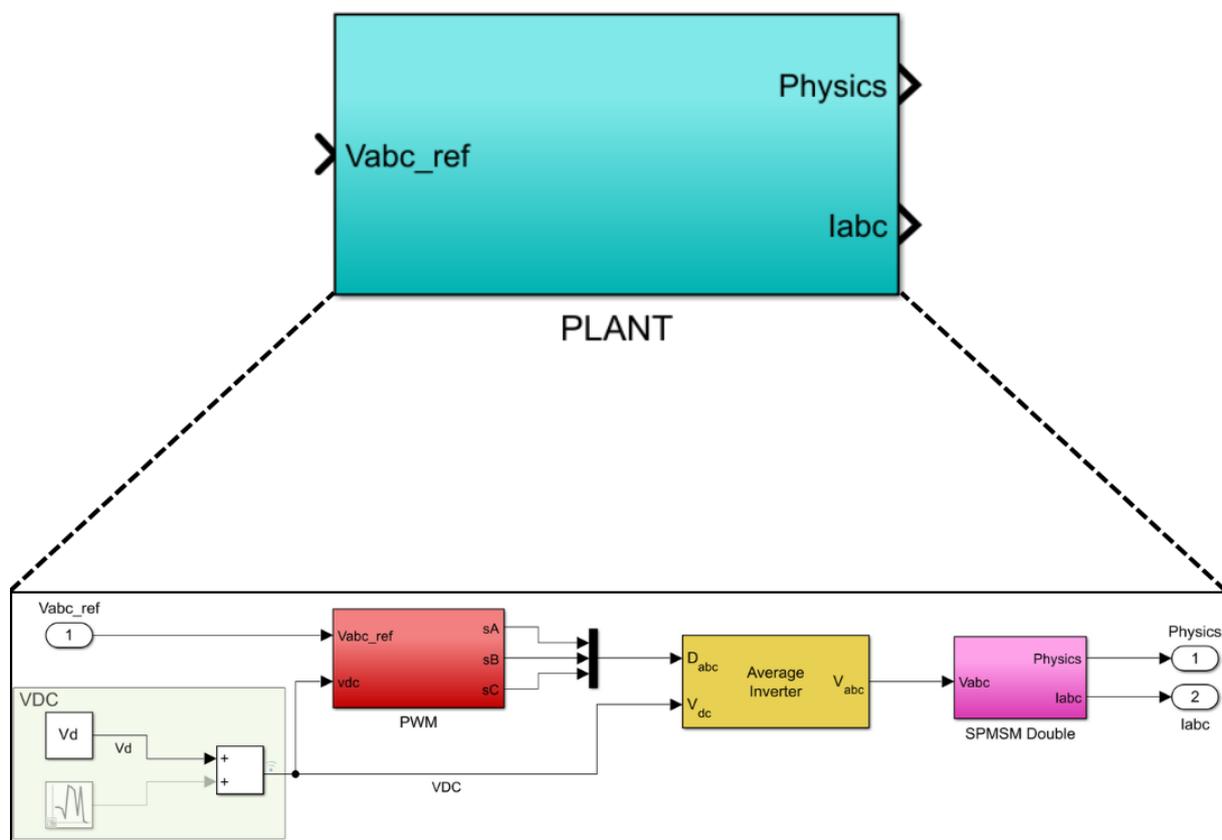
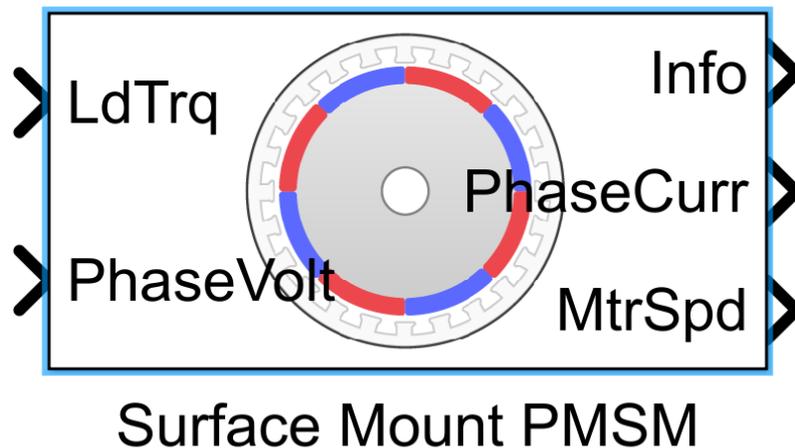


Fig. 19 Modello sviluppato del plant.

### 3.1 Modello SPMSM

Per la simulazione dei motori si è deciso di adottare l'Add-On "Motor Control Blockset" (MCB) che integra un SPMSM già ottimizzato anche per una successiva generazione di codice C.



*Fig. 20 Blocco SPMSM presente in Motor Control Blockset.*

Il modello SPMSM del pacchetto MCB è stato selezionato perché offre un'implementazione già validata, focalizzata sulla dinamica elettrica e meccanica rilevante per il controllo di velocità, riducendo significativamente i tempi di simulazione. Le equazioni nel dominio d-q (tensione, corrente e coppia) sono risolte in tempo reale, garantendo una risposta accurata ai segnali PWM senza dover modellare dettagliatamente le perdite ferromagnetiche o la rete magnetica, aspetti secondari in questa fase di progettazione. [8]

Un modello Simscape Electrical avrebbe permesso di includere perdite nel ferro, distribuzione del flusso nel nucleo e interazioni termiche, ma al costo di un tempo di calcolo decisamente superiore. Queste complessità non avrebbero migliorato in modo significativo la validazione del regolatore di velocità, poiché gli scostamenti in termini di velocità di regime e risposta al gradino di carico risultano paragonabili al modello MCB. Inoltre, la configurazione del blocco MCB richiede solo l'inserimento di parametri quali resistenza statorica  $R_S$ , induttanze  $L_{sd}$  e  $L_{sq}$ , costante di coppia  $k_t$ ,

inerzia  $J$  e coefficiente di attrito viscoso  $B$ . Non sono necessarie trasformate manuali né calibrazioni complesse.

Rispetto a un'implementazione personalizzata, il blocco MCB evita errori di codifica e instabilità numeriche dovute alla stesura ex novo delle equazioni. La routine interna gestisce automaticamente le trasformate di Park, Clarke e l'integrazione delle equazioni di stato. In questo modo, l'attenzione si concentra esclusivamente sul controllo, sulla taratura dei controllori PI e nella gestione del deflussaggio.

In sintesi, il modello SPMSM del Motor Control Blockset risulta adeguato a validare il regolatore di velocità progettato, bilanciando precisione nella descrizione della dinamica essenziale e riduzione dei tempi di simulazione. Verranno inserite in seguito le immagini del blocco, le equazioni dettagliate e i parametri di riferimento.

Il blocco è costituito con lo scopo di replicare un SPMSM come da Fig. 21:

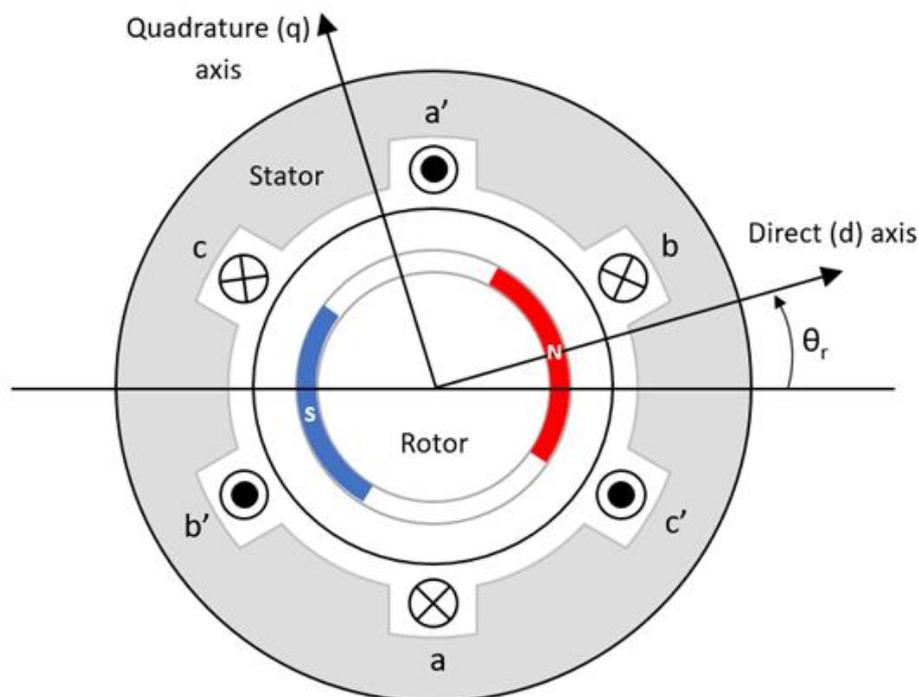


Fig. 21 Schema di principio su cui è basato il modello SPMSM di MCB.

Il modello comprende le equazioni (3.1):

$$\omega = p\omega_m$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{v_{sd}}{L_{sd}} - \frac{R_s}{L_{sd}}i_{sd} + \frac{L_{sq}}{L_{sd}}p\omega_m i_{sq}$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{v_{sq}}{L_{sq}} - \frac{R_s}{L_{sq}}i_{sq} + \frac{L_{sd}}{L_{sq}}p\omega_m i_{sd} - \frac{\varphi_e p\omega_m}{L_{sq}}$$

$$C_m = 1.5p[\varphi_e i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq}]$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(C_m - C_f - B\omega_m - C_s)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m$$
(3.1)

in cui:

$i_{sd}, i_{sq}$	[A]	Correnti statoriche di asse d e q
$v_{sd}, v_{sq}$	[V]	Tensioni statoriche di asse d e q
$L_{sd}, L_{sq}$	[H]	Induttanze statoriche di asse d e q
$R_s$	[ $\Omega$ ]	Resistenza statorica
$\varphi_e$	[Wb]	Flusso concatenato prodotto dai magneti permanenti
$p$	[ ]	Numero di coppie polari
$\omega_m$	[rad/s]	Velocità angolare meccanica del rotore
$\omega$	[rad/s]	Velocità angolare elettrica del rotore
$\theta_m$	[rad]	Posizione angolare meccanica del rotore
$J$	[kgm <sup>2</sup> ]	Momento d'inerzia della macchina
$B$	[Nms/rad]	Coefficiente di attrito viscoso
$C_f$	[Nm]	Coppia d'attrito statico
$C_s$	[Nm]	Coppia resistente all'albero
$C_m$	[Nm]	Coppia elettromagnetica prodotta dal motore

Nel caso del SPMSM le induttanze di asse d e q vengono considerate uguali tra loro.

$$L_{sd} = L_{sq} = L_s \quad (3.2)$$

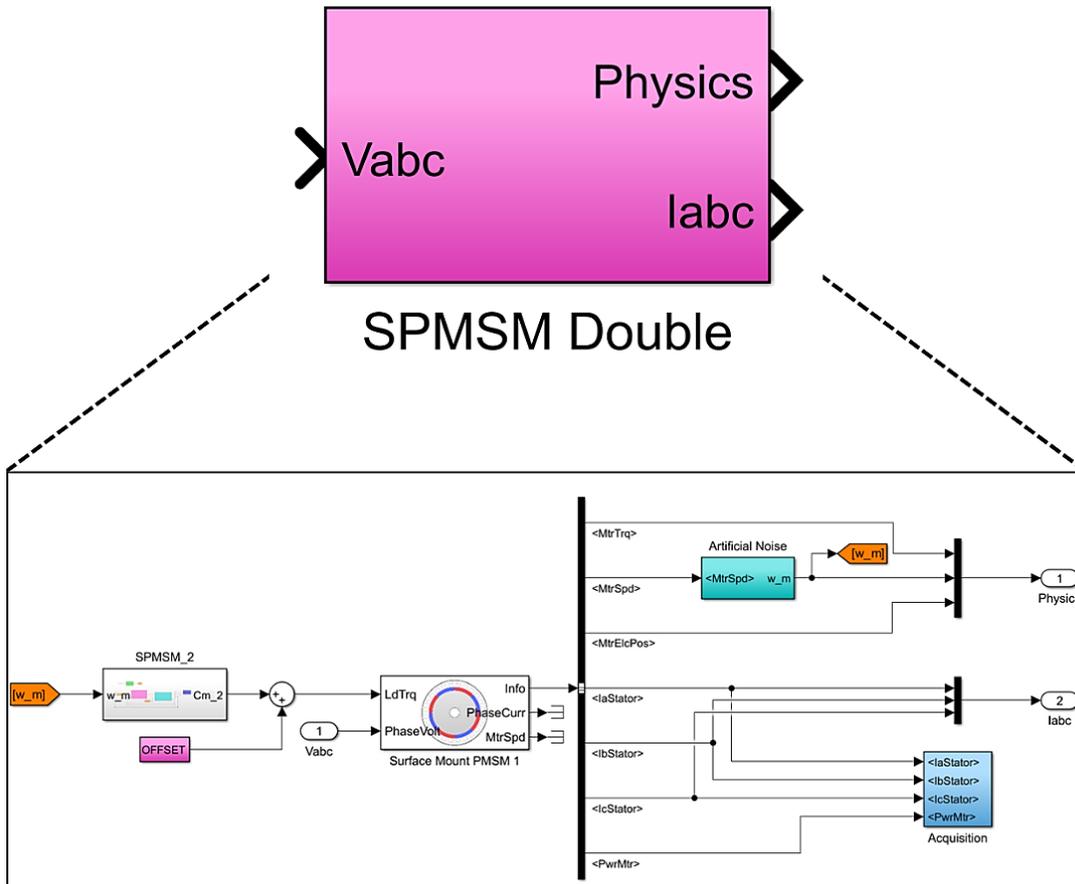


Fig. 22 Modello SPMSM con collegamento secondo motore controllato in coppia.

Per compensare l'offset di misura di coppia è stato inserito il blocco "OFFSET", evidenziato in rosa in Fig. 22, che introduce un carico aggiuntivo per permettere il confronto diretto dei risultati di simulazione con quelli rilevati al banco. L'offset viene applicato all'avvio della simulazione tramite una rampa che, in 0.1 s, raggiunge il valore prestabilito. In caso di inversione della direzione di rotazione, il blocco modifica automaticamente il segno dell'offset.

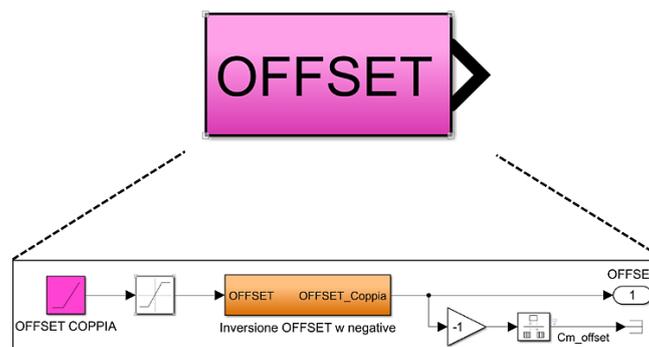


Fig. 23 Blocco di compensazione dell'offset del torsiometro.

Il blocco “SPMSM\_2”, come mostrato in Fig. 24, integra tutta la logica di gestione del secondo motore controllato in coppia. Riceve in ingresso la velocità meccanica, identica a quella del motore principale, e restituisce in uscita la coppia che viene applicata all’albero. È stata inoltre introdotta la possibilità di scegliere se la coppia generata dal motore secondario debba essere opposta o concorde a quella del motore principale (nel blocco “Cr\_inversion”), operazione resa semplice da una variabile parametrizzabile tramite la dashboard del modello.

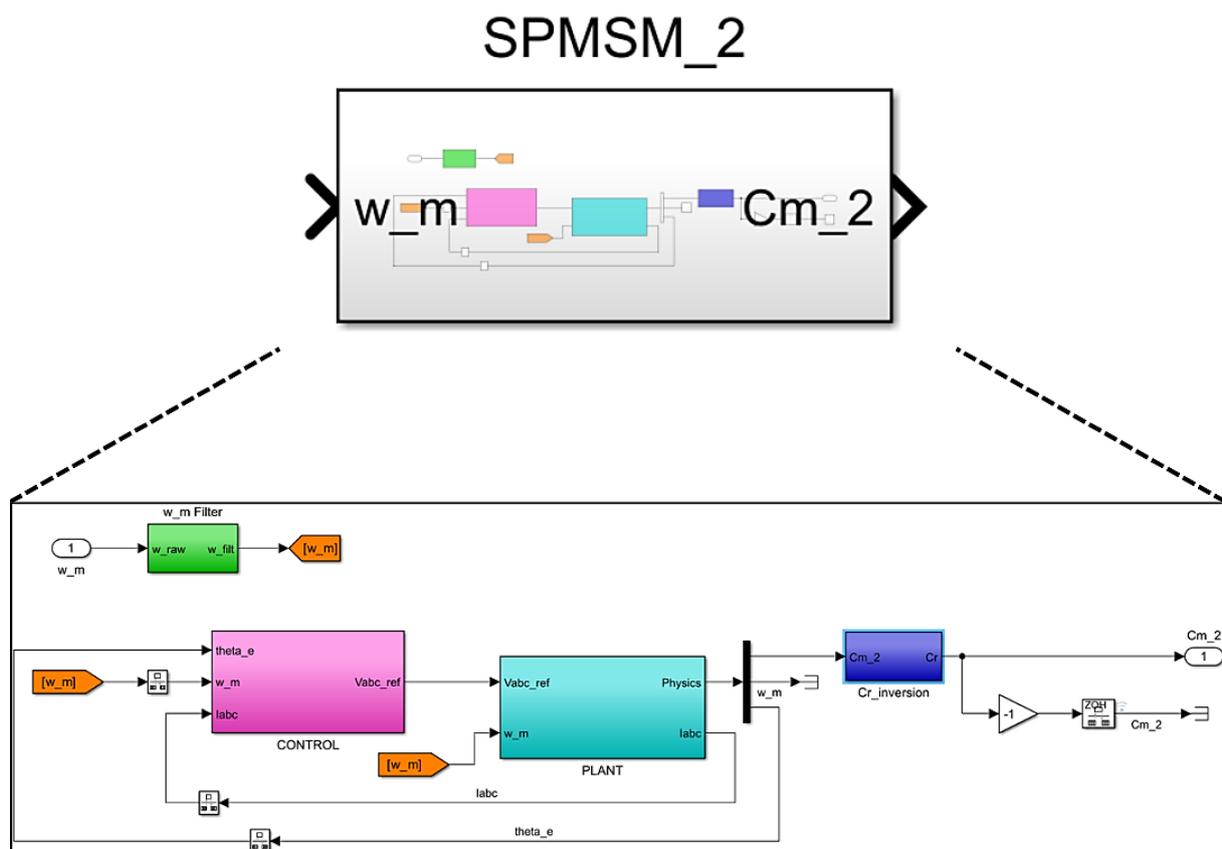


Fig. 24 Blocco contenente tutta la gestione del secondo motore.

In questo blocco si è implementato anche il controllo del motore secondario, sebbene non fosse indispensabile ai fini progettuali. In tal modo il “plant” comprende l’intera simulazione del sistema back-to-back realizzato. Si garantisce così una netta separazione funzionale tra motore principale e motore secondario. Nel caso di generazione del codice C, per includere il controllo del motore secondario è sufficiente trasferire la logica di controllo del secondo motore all’interno del blocco “CONTROL” principale.

## 3.2 Modello inverter trifase

Per la modellizzazione dell'inverter si è optato per il blocco "Average-Value Inverter".

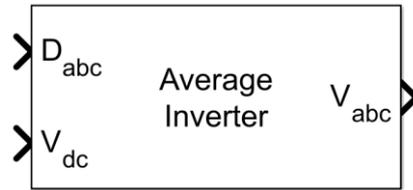


Fig. 25 Blocco "Average-Value Inverter" presente nella libreria Motor Control Blockset.

Questo blocco modella un inverter a valore medio, a onda intera, calcolando le tensioni di uscita trifase come funzioni dirette degli indici di modulazione e della tensione di bus DC. In pratica, le tensioni di fase vengono ottenute mediante le relazioni (3.3). [9]

$$D_0 = \frac{(D_a + D_b + D_c)}{3}$$
$$V_a = V_{dc}(D_a - D_0)$$
$$V_b = V_{dc}(D_b - D_0)$$
$$V_c = V_{dc}(D_c - D_0)$$
(3.3)

$D_a$ ,  $D_b$ ,  $D_c$  sono le modulazioni normalizzate comprese tra 0 e 1 e  $V_{dc}$  è il valore istantaneo della tensione del bus DC. La scelta di adottare questo modello ideale nasce dall'esigenza di simulare gli algoritmi di controllo vettoriale in condizioni ideali, riducendo significativamente il carico computazionale rispetto a un modello dettagliato a commutazione esplicita in Simscape. In questo modo è possibile integrare più agevolmente il blocco con un motore SPMSM e con i relativi moduli di regolazione di coppia e corrente, consentendo tempi di simulazione contenuti senza compromettere la validità dell'analisi sul comportamento dinamico di sistema. Tuttavia, l'approccio presenta alcuni limiti: non vengono riprodotte le armoniche di commutazione e gli effetti di tempo morto, né si considerano le perdite variabili dovute al cambio di carico o alla non linearità dei dispositivi di potenza, generando una discrepanza con il

comportamento reale dell'inverter. Tale semplificazione non risulta lesiva nei confronti della bontà del modello. In caso si volesse tenere conto delle perdite descritte si deve obbligatoriamente passare ad un modello di inverter che ne tenga conto.

Questo blocco è connesso in cascata alla modulazione PWM, visibile in Fig. 26.

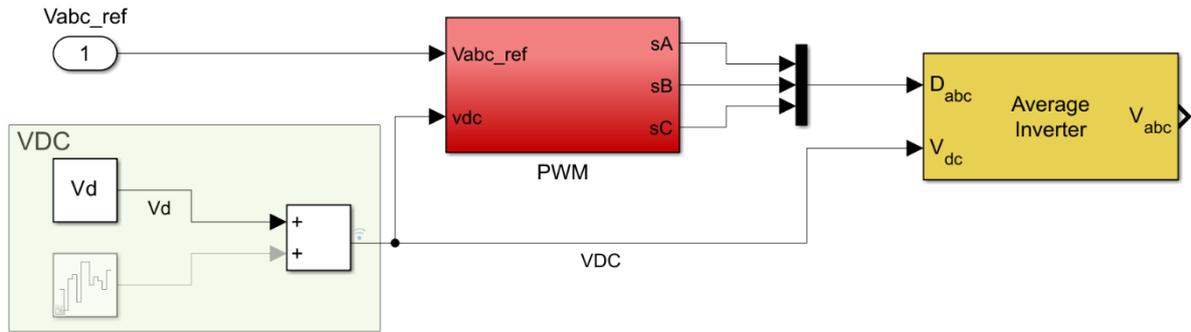


Fig. 26 Sezione di modello comprendente bus DC, modulazione e inverter.

Il blocco “PWM” in rosso in Fig. 26 si occupa di integrare la modulazione PWM a sette intervalli simmetrica discussa nel capitolo 1.3. Le modulanti  $m_A$ ,  $m_B$ ,  $m_C$  sono calcolate sfruttando le relazioni (1.22), la modulante  $m_0$  invece è calcolata tenendo conto del limite imposto in modulazione massima e minima necessarie per il sensing di corrente dagli shunt sui rami. Con queste modifiche la 1.22 diventa la (3.4):

$$m_0 = \frac{1}{2} \left[ (mod_{max} - mod_{min}) - \min \left( \frac{V_{an,ref}}{V_{DC}}, \dots \right) - \max \left( \frac{V_{an,ref}}{V_{DC}}, \dots \right) \right] \quad (3.4)$$

Poiché nel modello MCB non è disponibile la corrente sul bus DC, si acquisiscono i valori delle modulanti  $m_A$ ,  $m_B$  e  $m_C$  e delle correnti di fase  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$ . Questi dati vengono utilizzati per calcolare la corrente media  $i_{DC}$  in ogni intervallo di ciclo. La relazione adottata è la (3.5):

$$i_{DC}(t) = i_A(t)m_A(t) + i_B(t)m_B(t) + i_C(t)m_C(t). \quad (3.5)$$

Nel modello la (3.5) è implementata memorizzando i valori delle modulanti e delle correnti al motore in blocchi “data storage” per poi applicare l’equazione come in Fig. 27.

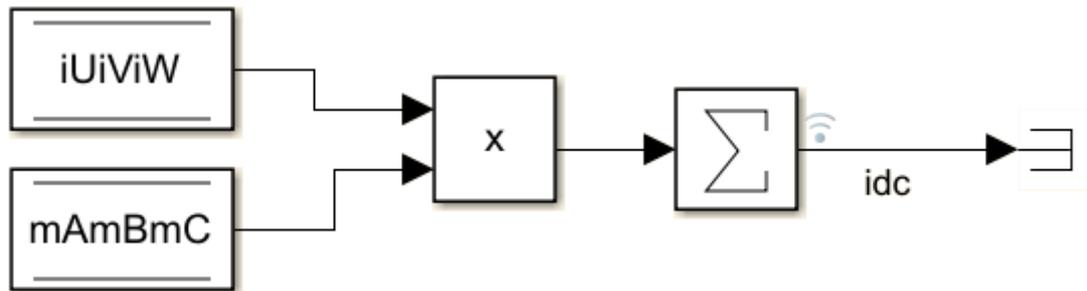


Fig. 27 Calcolo corrente sul bus DC tramite blocchi data storage eseguiti ogni tempo di ciclo.

Il calcolo della corrente sul bus fornisce informazioni aggiuntive sulle potenze circolanti. Questa analisi è gradita, poiché la modellizzazione semplificata del bus e dell’inverter non consente riferimenti quantitativi delle potenze in gioco.

Per generare l’onda triangolare simmetrica per l’inverter, si utilizza in ingresso al blocco di integrazione un segnale di onda quadra a doppio livello, tarato alla frequenza di commutazione di 10 kHz. Tale segnale attraversa un integratore continuo dopo essere stato scalato tra 0 e 1 per ottenere pendenze costanti nelle fasi ascendente e discendente fino al picco desiderato. L’ampiezza massima del segnale triangolare viene scelta in funzione dei limiti di saturazione del driver dei gate, in modo da evitare distorsioni durante la commutazione. L’uscita del blocco di integrazione fornisce il profilo triangolare che viene confrontato, punto per punto, con il riferimento sinusoidale generato alla frequenza di rete. Questo confronto nel modulo PWM determina la larghezza d’impulso in base all’errore istantaneo tra portante e riferimento, consentendo un controllo preciso dei tempi di accensione e spegnimento dei dispositivi di potenza. Grazie a questa implementazione, la commutazione dell’inverter risulta simmetrica e regolare, con una riduzione delle componenti armoniche nella tensione di uscita.

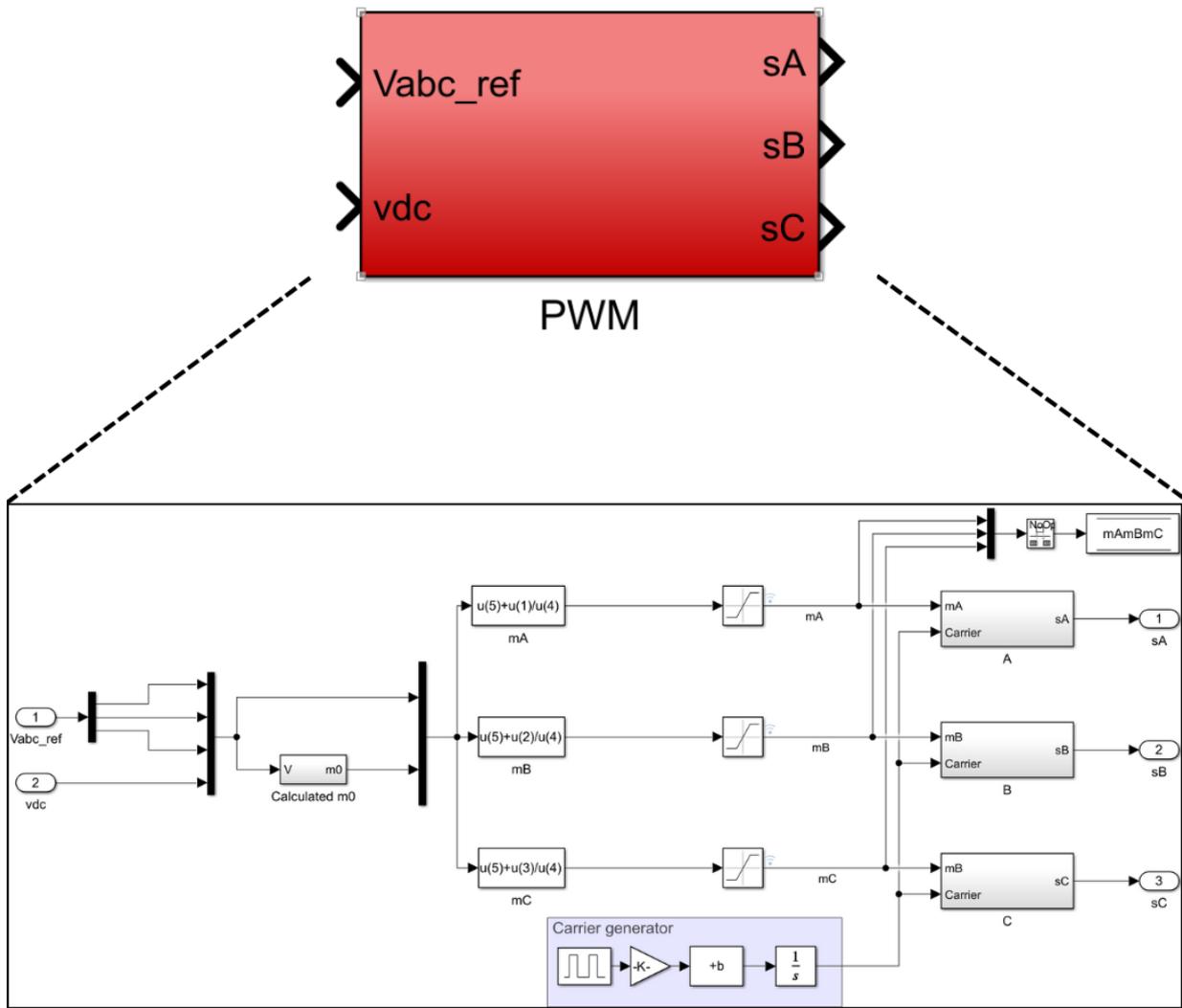


Fig. 28 Blocco di generazione PWM a sette intervalli simmetrica.

Dopo aver calcolato le modulanti e la portante, si confrontano per ricavare i segnali di controllo logici dei rami dell'inverter come in Fig. 29.

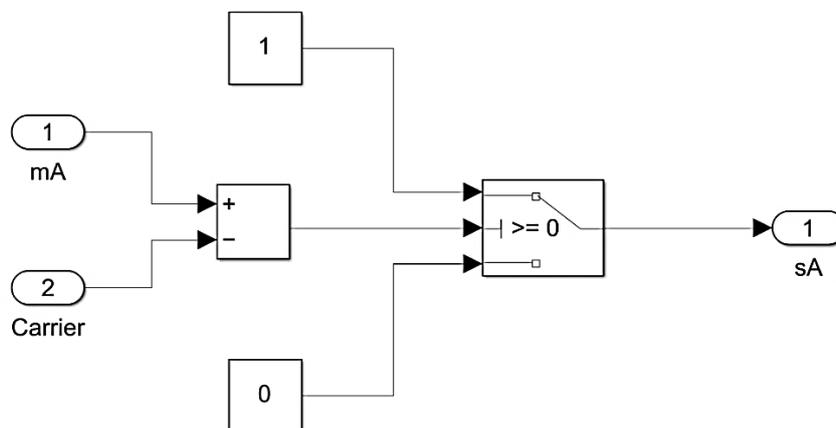


Fig. 29 Calcolo segnale logico di comando dal confronto di modulante e portante.

# Capitolo 4 - Modellizzazione del controllo

Questo capitolo tratta dell'implementazione completa dell'algoritmo di controllo sviluppato nel corso del tirocinio con blocchi simulati in tempo discreto. Questa accortezza è stata adottata per via della più semplice gestione della conversione in codice C, che è la naturale evoluzione del progetto.

Il blocco in questione acquisisce in input la velocità meccanica richiesta al sistema ( $\omega_{ref\_rpm}$ ), la misura delle correnti di fase applicate al SPMSM ( $i_{abc}$ ), la velocità meccanica ( $\omega_m$ ) e l'angolo elettrico ( $\theta_e$ ). Tutte queste grandezze sono fondamentali per un buon controllo in retroazione del sistema.

Il modello di controllo è realizzato con il blocco "CONTROL" in Fig. 30.

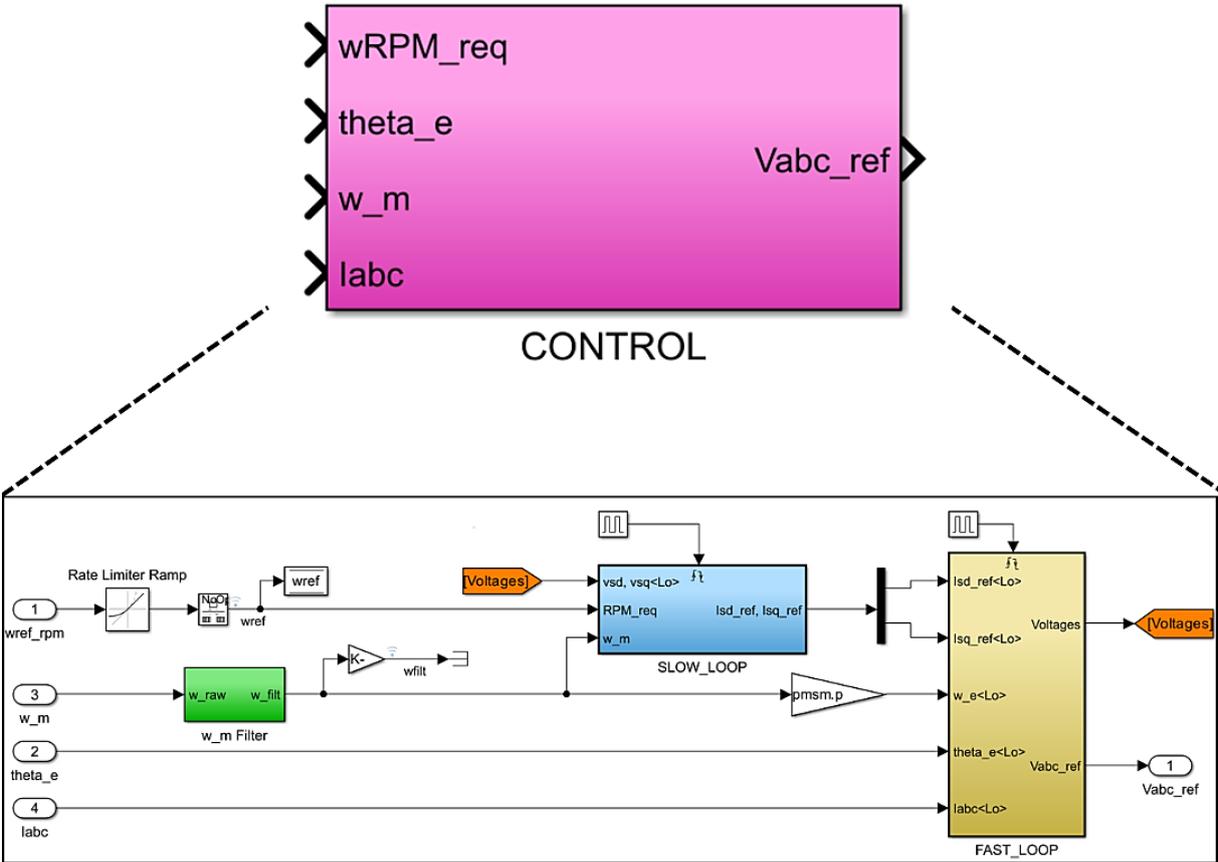


Fig. 30 Struttura del blocco che implementa il controllo del sistema.

## 4.1 Modello dell'anello interno di corrente

Il controllo della corrente consente di ottenere un inseguimento preciso del riferimento nei confronti delle variabili di corrente sulla base della trasformazione nelle coordinate sincrone d-q. Nel modello sviluppato, la struttura è suddivisa in un anello interno di regolazione della corrente diretta, e uno della corrente in quadratura ( $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ ) e in un'opportuna elaborazione di segnale per la conversione tra le variabili trifase e le variabili di quadratura in abbinamento a un controllo PI digitale. Il modello si occupa di fornire le corrette tensioni di riferimento alla modulazione che procederà poi ad applicare tramite l'inverter.

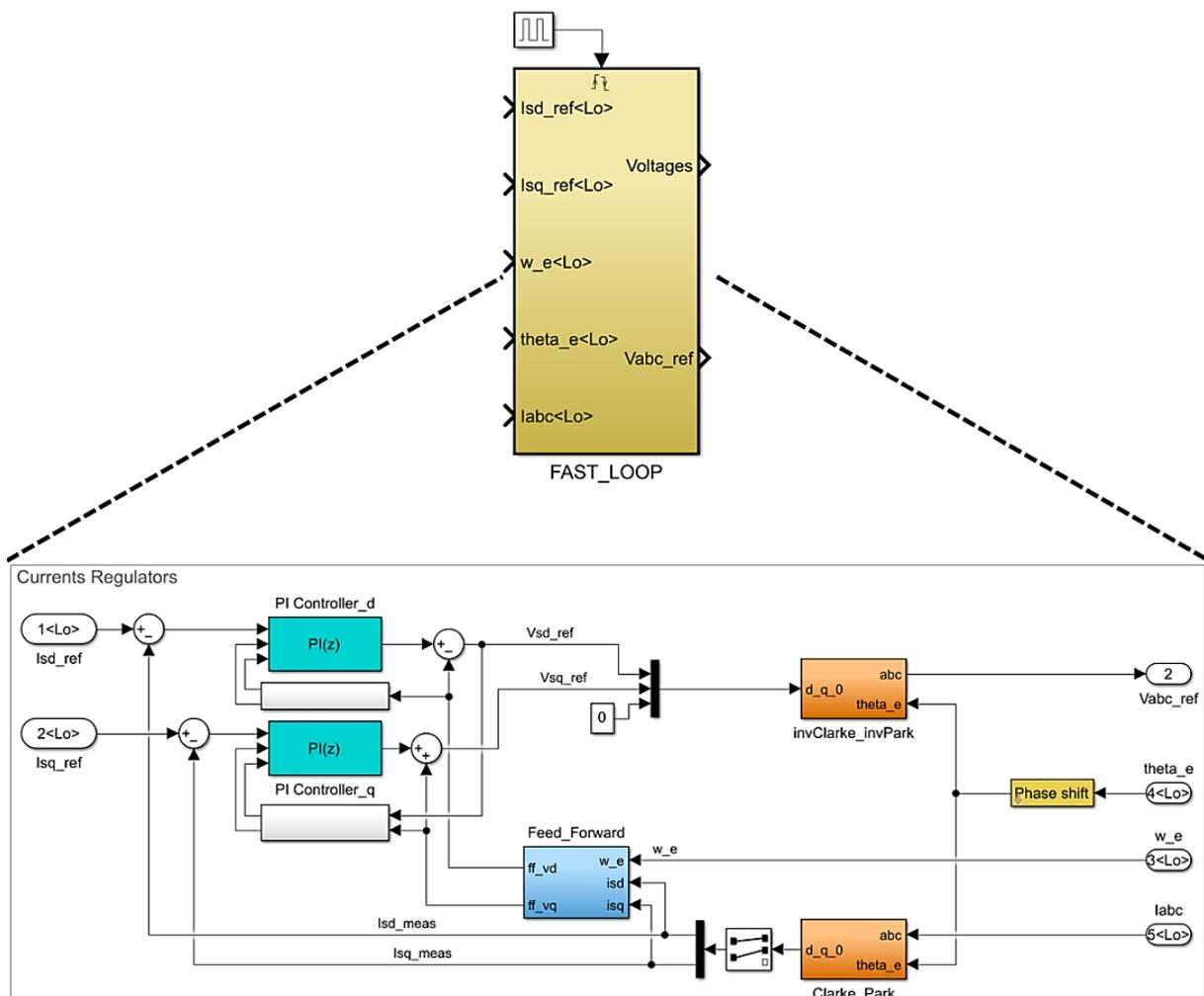


Fig. 31 Anello interno di regolazione correnti.

L'intero blocco "FAST\_LOOP" è implementato come triggered subsystem con tempo di ciclo pari a  $T_S = 100 \mu s$ . In ingresso, provengono dal sistema primario la posizione elettrica ( $\theta_e$ ) e la corrispondente velocità elettrica ( $\omega_e$ ) del motore, insieme alle correnti di fase ( $I_{abc}$ ). Le correnti di fase vengono inizialmente trasformate nello spazio d-q tramite le trasformate di Clarke e Park (1.2); successivamente si calcola l'azione feedforward dalle equazioni (4.1) della forza elettromotrice sviluppata dal motore.

$$\begin{aligned} ffv_d &= \omega L_S i_{sq} \\ ffv_q &= \omega(L_S i_{sd} + \varphi_e) \end{aligned} \quad (4.1)$$

Questa quantità è sommata all'uscita dei regolatori PI. Dal loop esterno di controllo della velocità sono fornite le correnti di riferimento  $isd\_ref$  e  $isq\_ref$ , l'errore tra queste e i segnali di corrente misurati in d-q alimenta i regolatori PI, i quali, in funzione dei parametri di taratura, generano il riferimento di tensione da imporre al modulatore PWM. Infine, le tensioni in d-q vengono ricondotte alle coordinate di fase mediante le trasformate inverse di Park e Clarke (1.3), ottenendo così i segnali di tensione di fase effettivi da applicare al motore.

Il principio del controllo si basa sullo schema di Fig. 32:

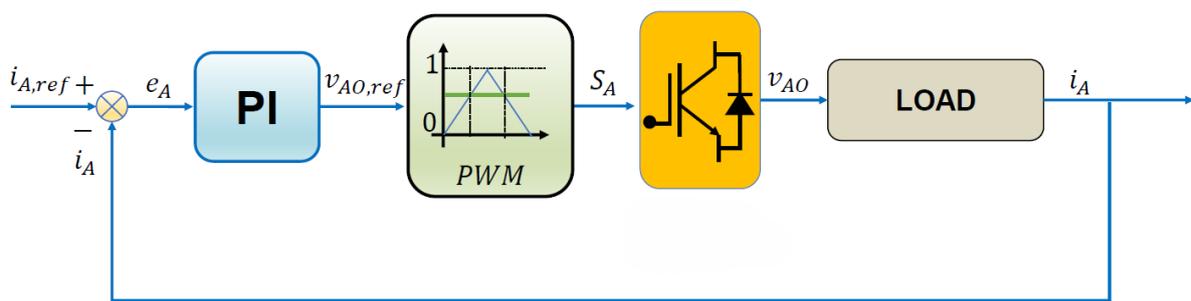


Fig. 32 Schema di principio regolazione di corrente.

In questo controllo discreto della corrente di un SPMSM, il regolatore PI adotta il metodo forward-Euler con periodo di campionamento  $T_S = 100 \mu s$ . Ad ogni istante  $k$ , l'errore sui due assi delle correnti è dato dalla (4.2).

$$e_x[k] = i_{x.ref}[k] - i_x[k] \quad x \in \{d, q\} \quad (4.2)$$

L'integrale viene aggiornato secondo la (4.3):

$$i_{x,int}[k] = i_{x,int}[k - 1] + T_S e_x[k]. \quad x \in \{d, q\} \quad (4.3)$$

Quando non è in saturazione l'uscita del controllore è quindi:

$$u_x[k] = K_{PC} e_x[k] + K_{IC} i_{x,int}[k] \quad x \in \{d, q\} \quad (4.4)$$

dove  $K_{PC}$  e  $K_{IC}$  sono i guadagni proporzionale e integrale dei regolatori. Le tensioni di comando discrete  $v_{sd,ref}[k]$  e  $v_{sq,ref}[k]$  vengono infine generate dall'inverter in modo da far coincidere le correnti misurate con i riferimenti desiderati.

I regolatori PI sono dotati di logica anti-windup [10] basata sul clamping e operano entro limiti di uscita superiore e inferiore definiti in relazione ai requisiti di funzionamento. Nel dettaglio, l'azione integrale viene arrestata non appena la somma delle componenti del blocco supera i vincoli di saturazione e quando l'uscita dell'integratore e il segnale in ingresso presentano lo stesso segno, evitando così accumuli indesiderati. L'integrazione riprende esclusivamente nel momento in cui, pur sussistendo la condizione di saturazione, l'uscita dell'integratore e l'ingresso del blocco risultano di segno opposto, consentendo un rapido ritorno nella regione operativa senza superamenti prolungati dei limiti imposti. Questo approccio garantisce stabilità e precisione nel controllo, prevenendo fenomeni di windup e mantenendo la risposta dinamica entro i parametri di progetto.

I limiti dei regolatori vengono calcolati tenendo conto della tensione massima disponibile e della possibilità di una sovramodulazione dell'inverter.

Il blocco Phase Shift è stato introdotto per traslare il segnale di posizione elettrica, in modo da simulare il ritardo di acquisizione che deriva dall'encoder; l'entità del ritardo, espressa in gradi elettrici, è parametrizzabile tramite una variabile dedicata "shift\_angle". Successivamente l'angolo ottenuto viene riscalato tra zero e  $2\pi$  in roll-over come da Fig. 33.

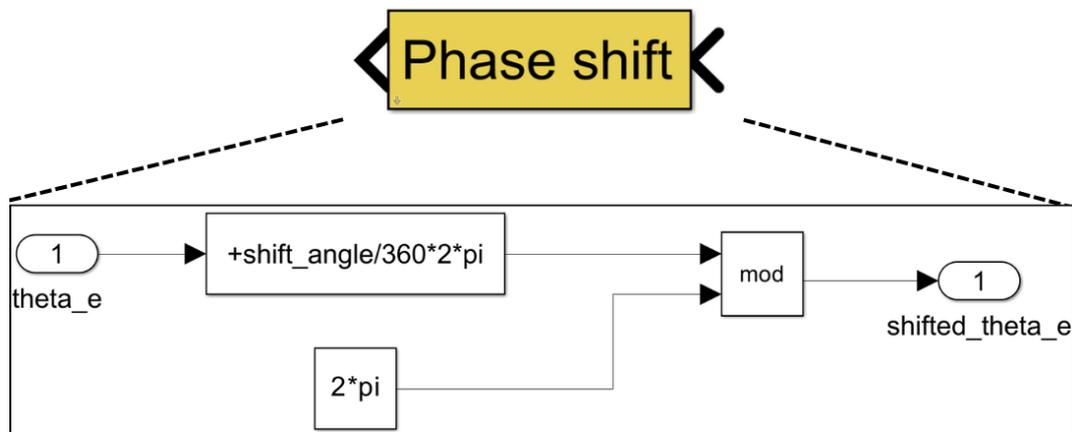


Fig. 33 Implementazione di shift della lettura di angolo da parte dell'encoder.

Quando si verifica uno sfasamento nella lettura dell'angolo meccanico del rotore, determinato dall'encoder in una macchina SPMSM, si introducono una serie di effetti negativi sulle prestazioni del controllo di velocità. Il controllo vettoriale richiede infatti la conoscenza precisa dell'orientamento rotorico rispetto agli statorici per eseguire in modo corretto la trasformata di Park e la conseguente separazione delle componenti di corrente direttamente collegate al flusso (asse d) e alla produzione di coppia (asse q). In presenza di uno sfasamento sistematico dell'angolo, le correnti richieste dal regolatore vengono proiettate sugli assi sbagliati, rendendo inefficace il cosiddetto disaccoppiamento tra flusso e coppia. Questo determina una crescita delle correnti spurie sia sull'asse d che sull'asse q e causa una regolazione non ottimale: la coppia generata dal motore può ridursi rispetto al valore di riferimento, mentre l'efficienza dell'azionamento ne risente per colpa dell'incremento delle perdite negli avvolgimenti e della riduzione della potenza utile trasferita alla macchina.

## 4.2 Modello dell'anello esterno di velocità

L'anello esterno di controllo della velocità opera a un decimo della frequenza dell'anello interno di corrente ed è realizzato nel blocco "SLOW\_LOOP", che viene attivato con periodo di 1 ms. Tale blocco riceve in ingresso le componenti di tensione  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$ , impiegate nei calcoli di indebolimento di campo, la velocità meccanica del rotore e il riferimento di velocità. La sua architettura interna è riportata in Fig. 34.

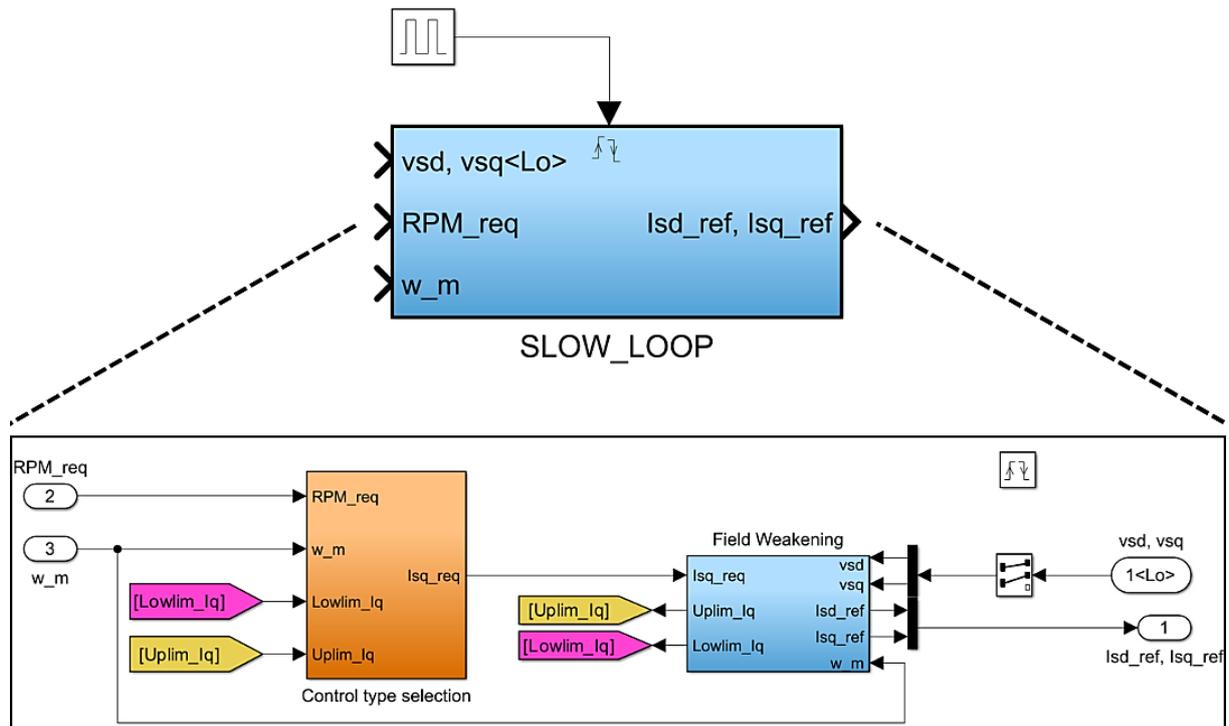


Fig. 34 \_Anello esterno di regolazione velocità o coppia.

All'interno del blocco "FIELD WEAKENING" [11] vengono determinati i limiti dinamici della corrente di asse q. Se la velocità del motore è inferiore al valore nominale, si applica l'algoritmo MTPA mantenendo  $i_{sd} = 0$ . Avvicinandosi alla tensione massima consentita, il controllo riduce progressivamente  $i_{sd}$  per consentire il raggiungimento di regimi più elevati, in accordo con le equazioni 1.17 e (1.14). Parallelamente, vengono determinati i vincoli superiore e inferiore di  $i_{sq}$ , mantenendoli il più possibile alti per garantire disponibilità di coppia durante transitori veloci. L'algoritmo è progettato per mantenere in ogni condizione il punto di funzionamento entro i limiti di corrente e tensione indicati in Fig. 6. Per motivi di stabilità, si impone un limite massimo alla corrente di asse d, in modo da conservare sempre sufficiente corrente di asse q ed evitare

punti di funzionamento a coppia troppo ridotta, potenzialmente destabilizzanti. I vincoli calcolati per  $i_{sq}$  vengono utilizzati nel blocco di selezione del tipo di controllo (evidenziato in arancione in Fig. 34).

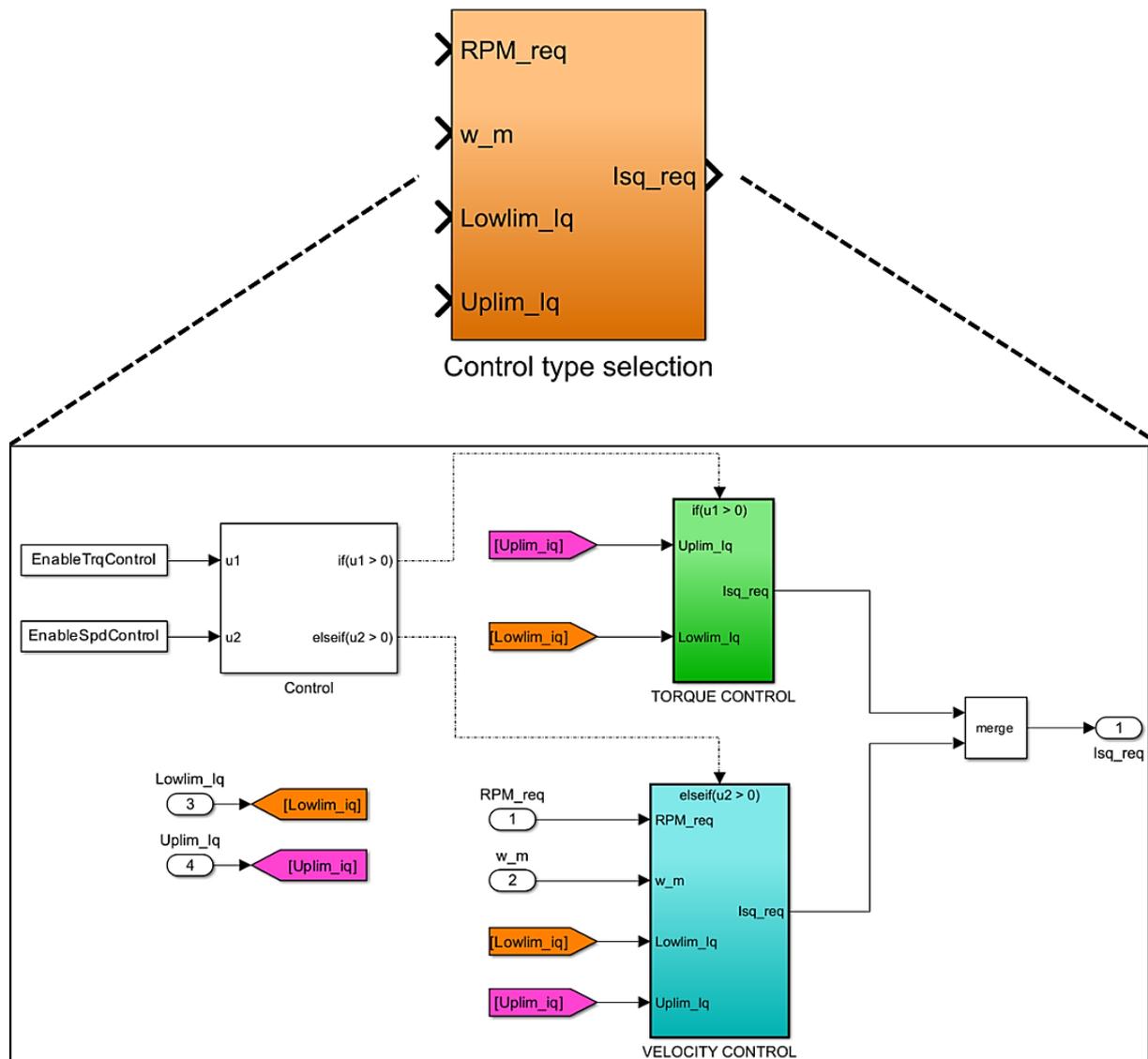


Fig. 35 Blocco di scelta del controllo attivo sul motore 1.

All'interno del modello, un blocco "IF" controllato da variabili definite nello script MATLAB seleziona il subsystem corrispondente alla modalità "Controllo in coppia" o "Controllo in velocità". Se viene scelto il controllo in coppia, viene attivato il blocco "TORQUE CONTROL", basato su una rampa di coppia con valore target determinabile. Il valore di riferimento e la pendenza della rampa sono parametrizzabili in tempo reale mediante le variabili MATLAB ad essi associati.

L'algoritmo di controllo di coppia integra la pendenza di rampa definita per ottenere il profilo di coppia desiderato e converte quel valore nel corrispondente riferimento di corrente di asse q applicando la relazione (1.9). È importante notare che la (1.9) ha validità solo quando il motore è fuori dal regime di saturazione. In questo caso specifico si è ampiamente lontani dalla saturazione magnetica perché il motore è fortemente sovradimensionato per questo azionamento.

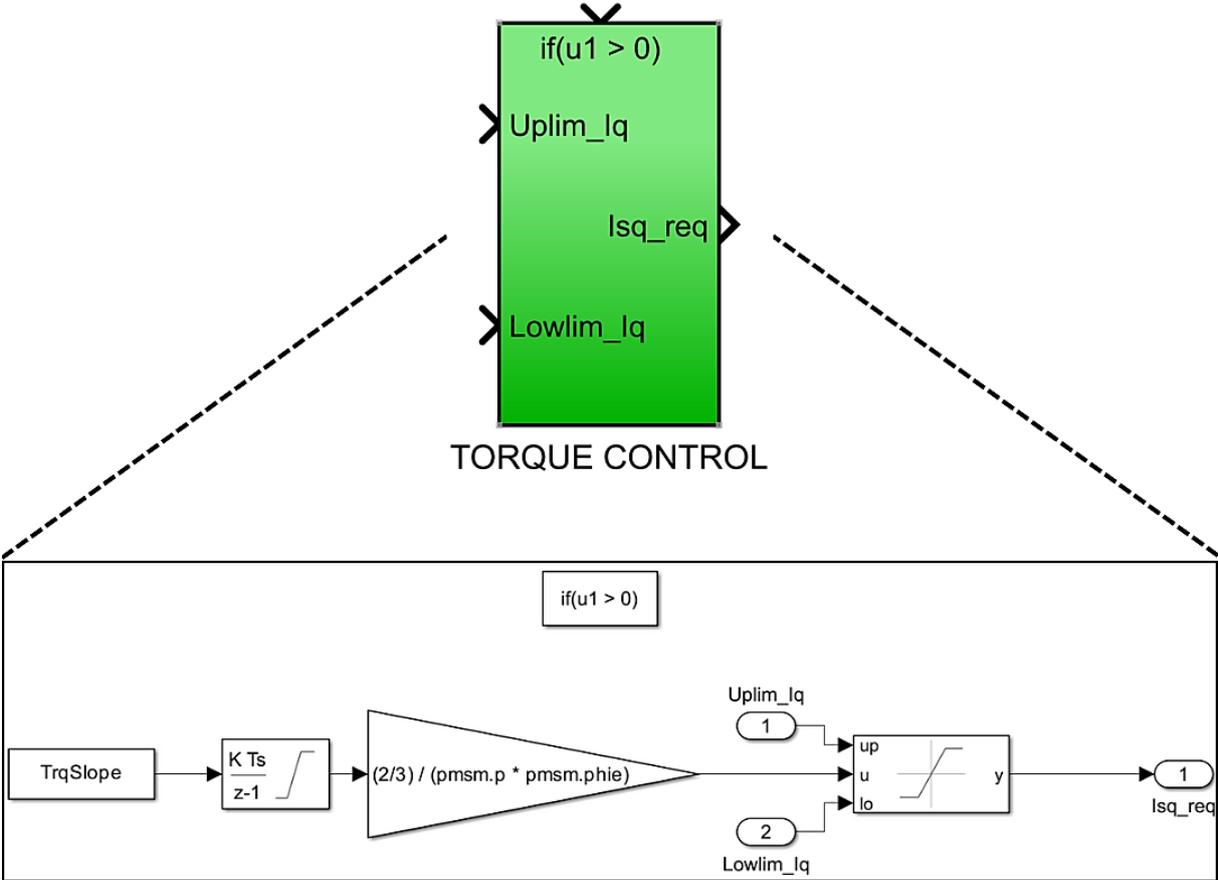


Fig. 36 Implementazione controllo di coppia.

Quando si attiva il controllo in velocità, il controllo di coppia viene disabilitato e il sistema passa al blocco denominato "VELOCITY CONTROL" in Fig. 35. All'interno di questo blocco è implementato un regolatore PI per la velocità, dotato anche di una funzione di autotuning che ne ottimizza i parametri in base alle caratteristiche volute. Inoltre, viene adottata una strategia di feedforward per la corrente sull'asse q, che consente di migliorare la risposta dinamica del motore durante le variazioni di velocità. Questo approccio permette di anticipare l'erogazione della corrente necessaria per

garantire l'accelerazione richiesta dal profilo di velocità, favorendo così una transizione più rapida e precisa.

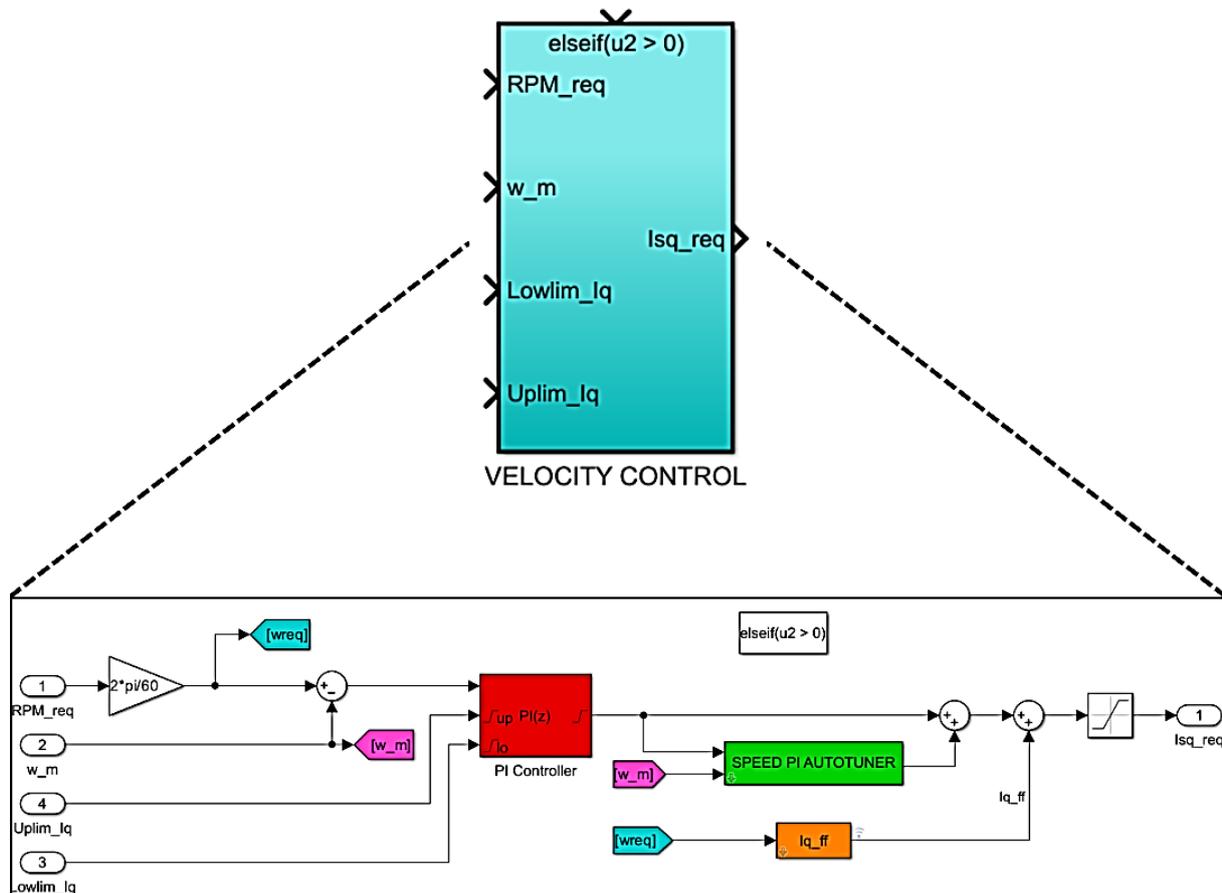


Fig. 37 Implementazione controllo di velocità.

Per la regolazione dell'errore di velocità si impiega un regolatore proporzionale-integrale analogo a quello adottato nell'anello di corrente; in questo caso, tuttavia, il tempo di campionamento del controllore esterno è fissato a  $T_S = 1$  ms.

Ad ogni istante  $k$ , l'errore di velocità è dato dalla (4.5):

$$e[k] = \omega_{ref}[k] - \omega_{mis}[k]. \quad (4.5)$$

Si aggiorna l'integrale sfruttando la (4.6):

$$\omega_{int}[k] = \omega_{int}[k - 1] + T_S e[k]. \quad (4.6)$$

L'uscita del regolatore sarà infine ricavata dalla (4.7):

$$u[k] = K_{PS}e[k] + K_{IS}\omega_{int}[k]. \quad (4.7)$$

Dove  $K_{PS}$  e  $K_{IS}$  sono i guadagni proporzionale e integrale del regolatore.

Anche questo regolatore PI è soggetto ai vincoli imposti mediante il metodo di clamping descritto a Pag. 48. I valori limite, coincidenti con quelli applicati dal blocco "TORQUE CONTROL", sono determinati dal modulo di field weakening.

Per l'autotuning del regolatore PI della velocità è stato impiegato il blocco "Field Oriented Control Autotuner" (FOCA), disponibile nell'add-on MCB. L'integrazione di questo blocco nel sistema consente anche a utenti privi di conoscenze specifiche sui motori SPMSM di operare con il modello e di eseguire simulazioni. La determinazione ottimale dei parametri PI del regolatore di velocità risulta piuttosto complessa senza una conoscenza approfondita del sistema. Per facilitare questa procedura, lo script MATLAB associato permette di attivare la modalità di tuning tramite una variabile dedicata. È possibile impostare la velocità di riferimento, la larghezza di banda desiderata e il margine di fase. Dopo la definizione di questi parametri, il sistema esegue una simulazione a tempo prefissato in cui il blocco FOCA applica perturbazioni a cinque differenti frequenze nell'intorno della banda richiesta ( $1/10\omega_B$ ,  $1/3\omega_B$ ,  $\omega_B$ ,  $3\omega_B$ ,  $10\omega_B$ ), monitorando le relative risposte. Le informazioni raccolte vengono successivamente elaborate per stimare i valori ottimali dei parametri proporzionale e integrale, al fine di garantire le prestazioni dinamiche richieste dal regolatore. Al termine della simulazione di autotuning, i guadagni stimati e il grado di convergenza rispetto ai target prefissati vengono memorizzati. Tutte queste operazioni sono implementate all'interno del blocco "SPEED PI AUTOTUNER", come illustrato in Fig. .

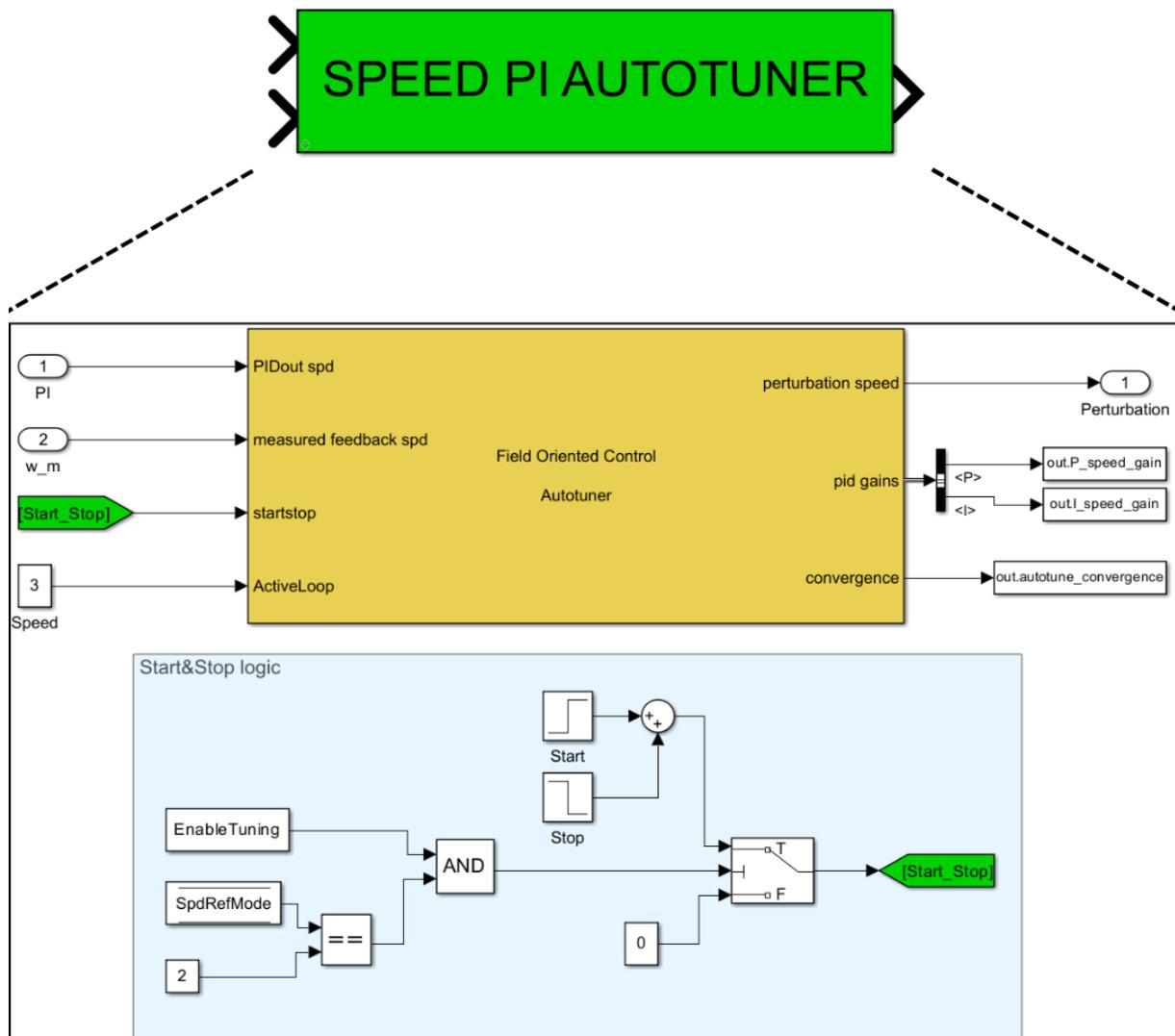


Fig. 38 Implementazione autotuning regolatore PI di velocità con MCB.

Viene acquisito il segnale relativo all'uscita del regolatore PI da ottimizzare, alla velocità meccanica e al comando logico di avvio e arresto della procedura di taratura. In uscita, il sistema fornisce il segnale di perturbazione, che si somma all'uscita del PI, e i parametri identificati, i quali vengono successivamente salvati nel workspace per essere visualizzati nella command window di MATLAB. L'operatore può inserire i parametri stimati direttamente nel PI così da avere il sistema pronto per le successive simulazioni.

# Capitolo 5 - Risultati delle simulazioni e comparazione con le prove reali

In questo capitolo sono illustrate le prove di confronto impiegate per validare l'affidabilità del modello sviluppato. Il banco di prova è stato configurato utilizzando i parametri riportati in Tabella 2, mentre la simulazione ha adottato gli stessi valori per garantire l'omogeneità delle condizioni e l'affidabilità dei risultati.

Tensione Bus DC	48.5 V
Corrente massima Bus DC	30 A
Corrente massima erogabile al motore	100 Arms
Corrente di asse d massima erogabile al motore	50 Arms
Frequenza di switching	10 kHz

*Tabella 2 Principali parametri impostati per le prove di validazione.*

La connessione tra il tool PC e le schede di controllo dei due SPMSM ha permesso di caricare in modo rapido e preciso tutti i parametri motore, incluse le pendenze delle rampe di velocità e di modificare in tempo reale il riferimento di velocità, il carico del motore freno e l'accensione dello switching dei PWM. Grazie a questa procedura, le stesse condizioni sperimentali sono state immediatamente trasferibili al modello di simulazione, garantendo una perfetta corrispondenza dei parametri tra test reale e ambiente virtuale. Questo approccio facilita notevolmente la riproducibilità delle prove e accelera l'iterazione tra prove sul banco e verifica in simulazione.

## 5.1 Calcolo sperimentale di $R_S$ , $L_S$ , $K_e$ , $k_t$ , $B$

Le misure di resistenza statorica  $R_S$ , induttanza statorica  $L_S$ , costante elettromotrice  $K_e$  e costante di coppia  $k_t$  sono state eseguite dopo aver allineato il rotore con l'asse d del controllo vettoriale. Tale procedura garantisce una condizione iniziale nota, indispensabile per isolare con precisione i parametri elettrici. I test sono stati condotti applicando segnali controllati in corrente e tensione, registrando le risposte dinamiche del motore. Questo approccio ha consentito di ottenere valori accurati e ripetibili, fondamentali per la taratura del modello di controllo.

Il primo parametro fondamentale da inserire nel modello è la costante di coppia  $k_t$ :

$$k_t = 1.5p\varphi_e. \quad (5.1)$$

In entrambi i motori presenti nel banco, essendo identici, sono stati impostati gli stessi parametri. L'inerzia dell'intero sistema e il coefficiente di attrito viscoso complessivo sono stati determinati mediante prove al banco e assegnati esclusivamente al motore principale controllato in velocità, poiché la suddivisione di tali valori tra i due motori comportava un aumento del rumore nelle simulazioni. Per determinare la costante di coppia reale  $k_t$ , il sistema è stato mantenuto a 300 rpm in modo da rendere trascurabile l'attrito viscoso. Sono state condotte sei prove con carico variabile, estendendo l'assorbimento dal funzionamento a vuoto fino a 50 Arms sul motore controllato in coppia. In ciascuna condizione si è confrontata la coppia misurata dal torsionometro con la corrente di asse q rilevata dalla scheda di controllo, applicando la relazione (5.2):

$$k_t = \frac{C_m}{i_{sq}}. \quad (5.2)$$

Durante le misurazioni è emerso un offset statico nel torsionometro, che ha generato valori di  $k_t$  molto discordanti tra loro. Ogni tentativo di compensazione di tale offset si è

rivelato infruttuoso. Introducendo nell'analisi un errore di misura della coppia pari a 0.55 Nm, attribuibile al torsionometro, si ottengono i risultati illustrati in Fig. 39.

```

=====PROVA A VUOTO 300 RPM=====
Velocità media: 299.8 RPM, Iq media: 8.23 Ap, Irms media = 5.85 Arms
=====PROVA 10 Arms 300 RPM=====
Velocità media: 300.0 RPM, Iq media: 22.64 Ap, Irms media = 16.03 Arms
=====PROVA 20 Arms 300 RPM=====
Velocità media: 300.2 RPM, Iq media: 37.24 Ap, Irms media = 26.37 Arms
=====PROVA 30 Arms 300 RPM=====
Velocità media: 300.0 RPM, Iq media: 52.18 Ap, Irms media = 36.90 Arms
=====PROVA 40 Arms 300 RPM=====
Velocità media: 299.7 RPM, Iq media: 66.99 Ap, Irms media = 47.43 Arms
=====PROVA 50 Arms 300 RPM=====
Velocità media: 300.3 RPM, Iq media: 81.83 Ap, Irms media = 57.95 Arms
=====COPPIE MEDIE=====
Coppia a vuoto:          1.14 Nm
Coppia prova 10Arms:    3.20 Nm
Coppia prova 20Arms:    5.29 Nm
Coppia prova 30Arms:    7.31 Nm
Coppia prova 40Arms:    9.35 Nm
Coppia prova 50Arms:   11.41 Nm
=====kt PER OGNI TRATTO=====
kt a vuoto:              0.1386 Nm/Ap
kt prova 10Arms:        0.1415 Nm/Ap
kt prova 20Arms:        0.1421 Nm/Ap
kt prova 30Arms:        0.1400 Nm/Ap
kt prova 40Arms:        0.1396 Nm/Ap
kt prova 50Arms:        0.1394 Nm/Ap

kt_mean =

0.1402

```

Fig. 39 Risultati calcolo sperimentale della costante di coppia  $k_t$ .

Il valore della costante d'inerzia non è stato ricavato, ma è stato ereditato da Selcom, che lo aveva già determinato. L'attrito viscoso, invece, è stato quantificato attraverso due prove in regime stazionario, entrambe eseguite con un carico costante di 3.96 Nm sviluppato dal secondo motore, rispettivamente a 300 rpm e a 1000 rpm.

Dalla differenza di coppia sviluppata,  $\Delta C_m = 0.1833$  Nm, si è calcolato il valore stimato del coefficiente  $B$  mediante la relazione (5.3):

$$B = \frac{\Delta C_m}{(1000 - 300) \frac{2\pi}{60}} = 0.0025 \frac{Nms}{rad}. \quad (5.3)$$

Nel modello sviluppato la coppia di attrito statico  $C_f$  è stata trascurata in quanto, dalle prove sperimentali, si è riscontrato che il comportamento dinamico del sistema rimane conforme alle attese anche in sua assenza. In particolare, l'analisi dei transitori di avviamento e arresto non ha evidenziato fenomeni di stallo o ritardi significativi riconducibili a un'inerzia iniziale significativa. Pertanto, si è ritenuto che l'effetto resistivo dovuto all'attrito statico fosse trascurabile, rendendo superfluo introdurlo come parametro aggiuntivo. In questo modo si semplifica la rappresentazione senza compromettere l'affidabilità delle simulazioni.

Per determinare la resistenza statorica ( $R_S$ ) si applica un gradino di tensione tra due fasi del SPMSM; misurata la corrente a regime, la resistenza dell'avvolgimento statorico, comprensiva del contributo dei fili di collegamento, si ricava per via ohmica. L'induttanza statorica ( $L_S$ ) viene stimata applicando lo stesso gradino di tensione, attivando un contatore che si arresta al raggiungimento del 95 % della corrente di regime; il tempo così misurato corrisponde a  $3\tau$  e, mediante la relazione (5.4), si ottiene il valore di  $L_S$ . In questo modo si calcolano una resistenza e un'induttanza doppia rispetto a quelle reali per via del collegamento a stella degli avvolgimenti.

$$L_S = \frac{R_S}{3}(3\tau) \quad (5.4)$$

Queste prove vengono ripetute tre volte così da mediare i risultati per ottenere una stima più accurata possibile.

In Fig. 40 sono visibili le acquisizioni via PC dei segnali di tensione e corrente durante le prove per il calcolo di  $R_S$  e  $L_S$ .

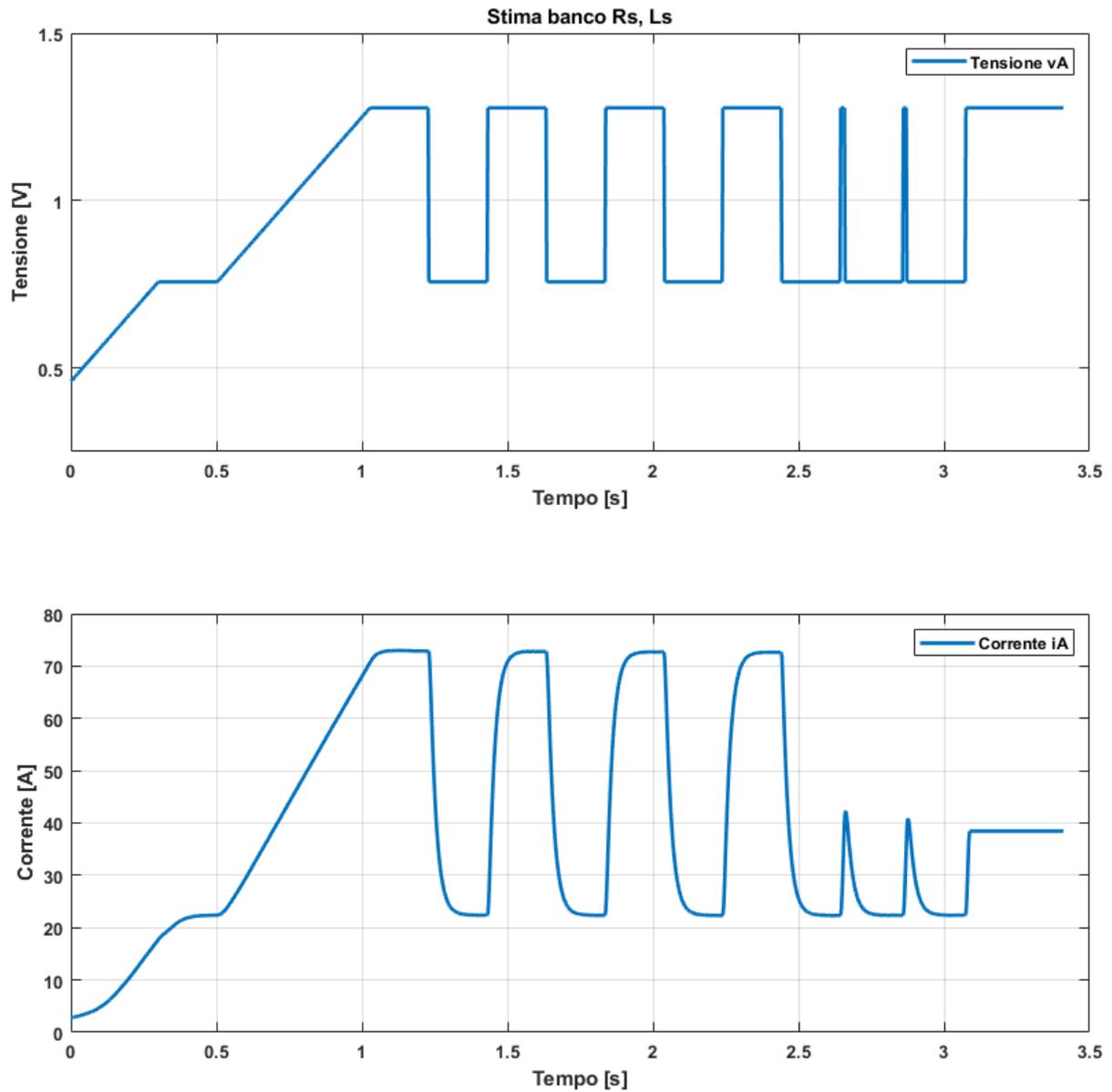


Fig. 40 Tensione applicata e corrente misurata durante la determinazione di  $R_S$  e  $L_S$ .

È importante puntualizzare che gli impulsi di corrente nelle prove di  $L_S$  arrivano allo stesso livello che raggiungono nelle prove di  $R_S$  a meno del 5%. In Fig. 40 tale corrispondenza non si manifesta per via della ridotta frequenza di campionamento imposta dal software sul PC.

I risultati ottenuti, mediati su tre prove, sono visibili in Fig. 41:

usr_motr_ctrl[0].RLEstim.f_R	0.010	<input checked="" type="checkbox"/>
usr_motr_ctrl[0].RLEstim.f_L	0.000039	<input checked="" type="checkbox"/>

Fig. 41 Valori di  $R_s$  e  $L_s$  stimati dalle prove sul banco.

La costante elettromotrice  $K_e$  è stata misurata seppur ricavabile direttamente da  $k_t$ . Per questa prova si è impiegato il motore gemello in modalità motore di trascinamento: impostando via software un target di 1000 RPM sul motore attivo, si è collegata una sonda tra due fasi del motore trascinato. L'oscilloscopio ha acquisito la forma d'onda, fornendo frequenza e ampiezza necessarie per il calcolo di  $K_e$ . L'acquisizione è riportata in Fig. 42.

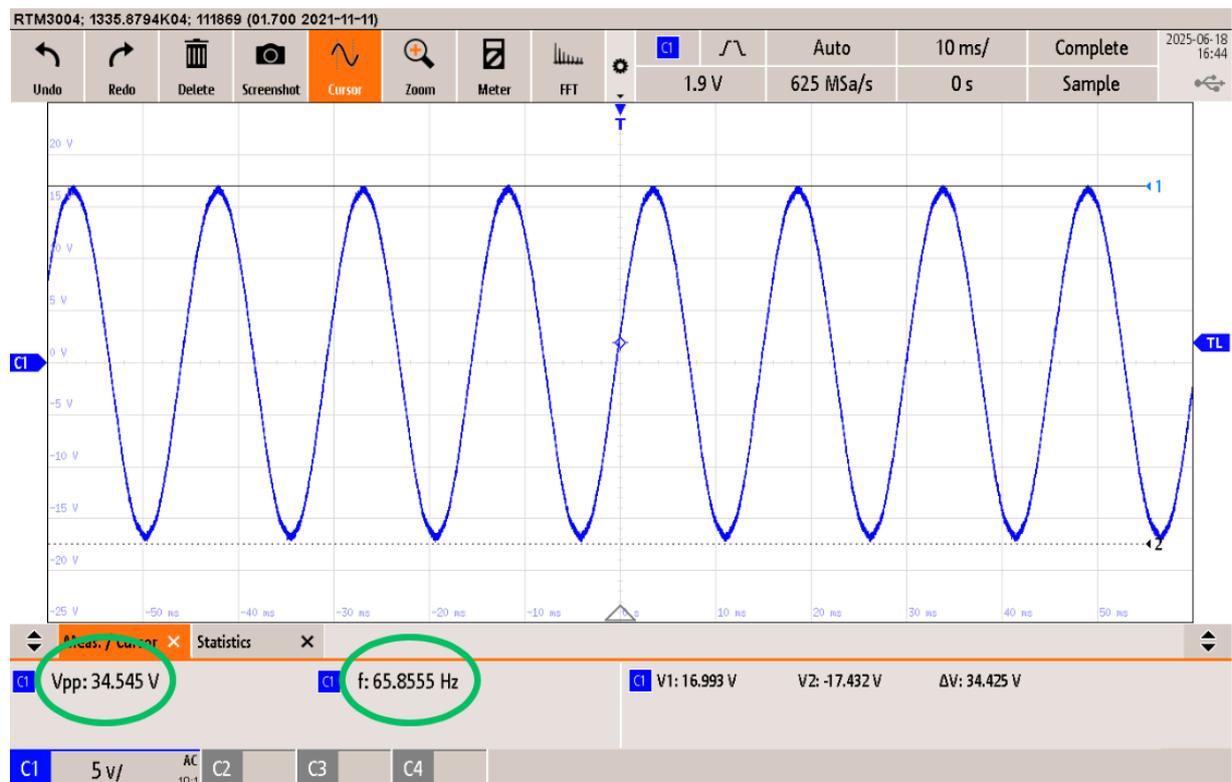


Fig. 42 Segnale acquisito dall'oscilloscopio durante la prova di determinazione  $K_e$ .

I dati acquisiti sono la tensione concatenata picco-picco prodotta dal motore trascinato ( $V_{u,pp} = 34.545 V$ ) e la sua relativa frequenza ( $f = 65.8555 Hz$ ).

Dalle (1.6) si ricavano le (5.5) imponendo correnti nulle negli avvolgimenti.

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = \omega\varphi_e \end{cases} \quad (5.5)$$

La medesima relazione impiegata per  $K_e$  è stata adottata anche per il calcolo di  $k_t$ , al fine di verificare la coerenza con il valore ottenuto in precedenza. In particolare, si utilizza l'equazione (5.5) che considera la tensione misurata all'oscilloscopio come unica sorgente di forza elettromotrice, integrandola con l'espressione (5.1) che lega il valore di  $k_t$  al flusso magnetico per polo ( $\varphi_e$ ).

Si trasforma in tensione concatenata di picco ( $V_u$ ) la tensione acquisita e si sostituisce la (5.5) nella (5.1) ottenendo la (5.7).

$$k_t = \frac{3}{2}p \frac{V_u}{\sqrt{3}\omega} = 0.1446 \left[ \frac{Nm}{A} \right] \quad (5.7)$$

Questo risultato differisce dal  $k_t$  calcolato nella prova di determinazione del 3.1%. Si è deciso infine di adottare il risultato precedente per la parametrizzazione.

Il  $K_e$  viene calcolato dalla (5.8):

$$K_e = \frac{\frac{1000 V_{u,pp}}{2\sqrt{2}}}{\frac{2\pi f 60}{p 2\pi}} = 12.36 \left[ \frac{mV_{u,RMS}}{RPM} \right]. \quad (5.8)$$

Dai test di caratterizzazione sono emersi i seguenti valori per i SPMSM:

$$\begin{aligned}p &= 4 \\R_S &= 10 [m\Omega] \\L_S &= 39 [\mu H] \\k_t &= 0.14 [Nm/A] \\K_e &= 12.36 [mV_{u,RMS}/RPM] \\J &= 0.01 [kgm^2] \\F &= 0.0025 [Nms/rad]\end{aligned}$$

Questi valori sono stati utilizzati per parametrizzare il modello SPMSM e garantire una rappresentazione fedele delle dinamiche elettromeccaniche del motore.

Il modello SPMSM di MCB prevede due diverse modalità di configurazione. Nel caso del motore principale, controllato in velocità, è stata scelta la configurazione che accetta come ingresso la coppia di carico, la quale corrisponde a quella sviluppata dal motore secondario controllato in coppia. Per quest'ultimo motore, invece, si è adottata la configurazione in cui l'ingresso è la velocità meccanica anziché la coppia di carico. In questo modo si realizza correttamente il collegamento back-to-back tra i due motori, garantendo la trasmissione reciproca dei segnali di carico e velocità.

Per simulare il rumore è stato inserito un blocco, evidenziato in azzurro in Fig. 22, che influenza la misura della velocità angolare effettiva per replicare la rumorosità del segnale di velocità reale. Questo modulo genera numeri pseudocasuali compresi tra un valore massimo e uno minimo, che vengono sommati al segnale di velocità in uscita dal modello SPMSM. L'ampiezza dell'oscillazione di rumore può essere regolata tramite una variabile dedicata, inizializzata nello script MATLAB.

## 5.2 Comportamento a regime

La prova a regime rappresenta il primo test fondamentale per valutare l'affidabilità del modello. Sono state condotte due prove variando la velocità di riferimento e il carico applicato tramite il motore freno, con l'obiettivo di analizzare l'andamento delle correnti assorbite e la capacità del sistema di mantenere la velocità imposta. Il rumore sulla velocità visibile nei risultati simulati è stato introdotto artificialmente per riprodurre il disturbo presente nelle misure reali, rendendo il confronto più realistico.

Durante tutte le prove al banco il segnale di coppia è stato rilevato mediante il torsionometro e successivamente corretto aggiungendo l'offset statico precedentemente determinato.

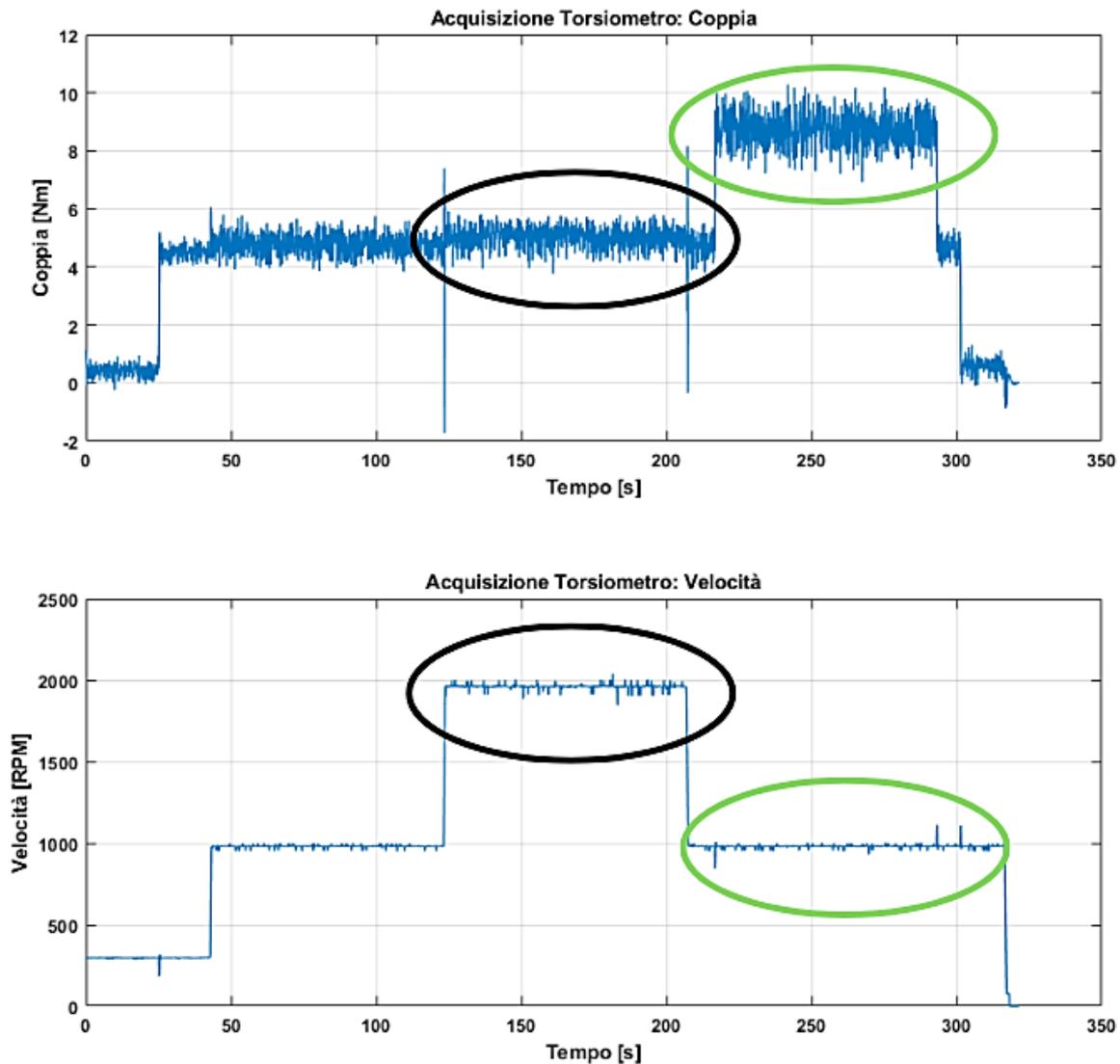


Fig. 43 Dati di coppia e velocità provenienti dal torsionometro durante le prove.

La prima prova è eseguita con target di velocità di 1000 RPM e un carico impostato di 40 Arms assorbiti dal motore freno. In Fig. 44 e Fig. 45 sono mostrate le acquisizioni ottenute al banco.

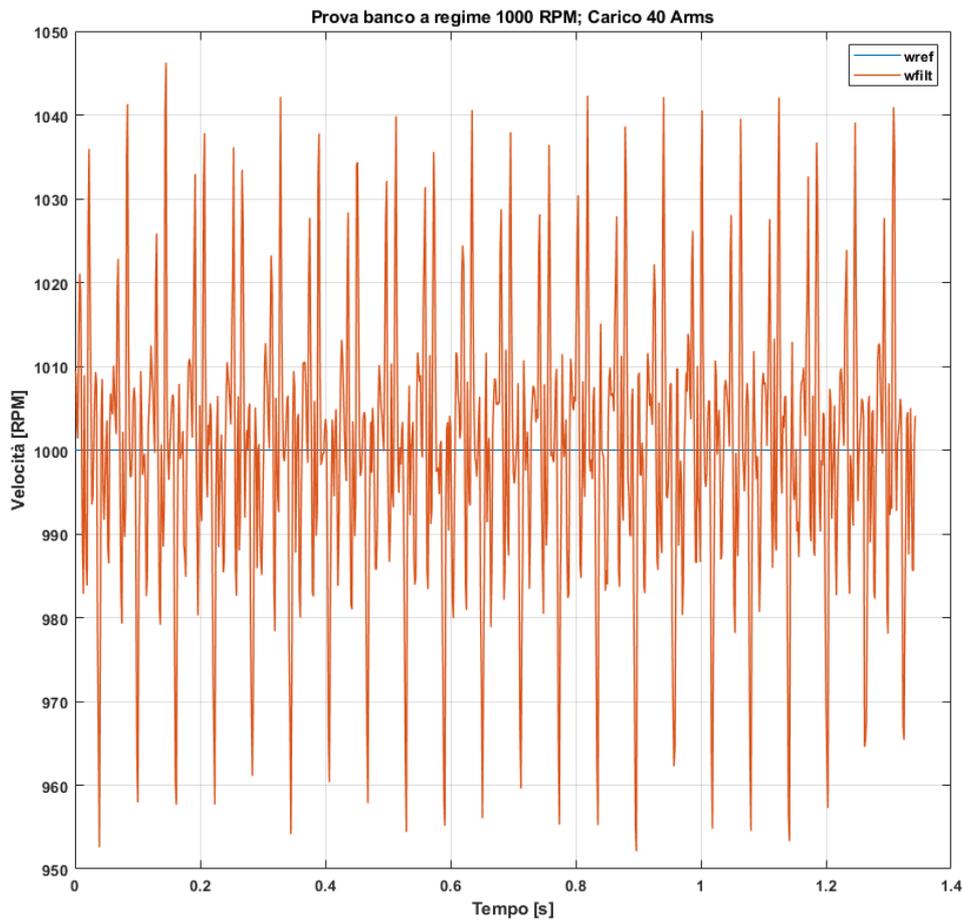


Fig. 44 Segnale di velocità acquisito con relativo riferimento (Prova 1000 RPM, 40 Arms).

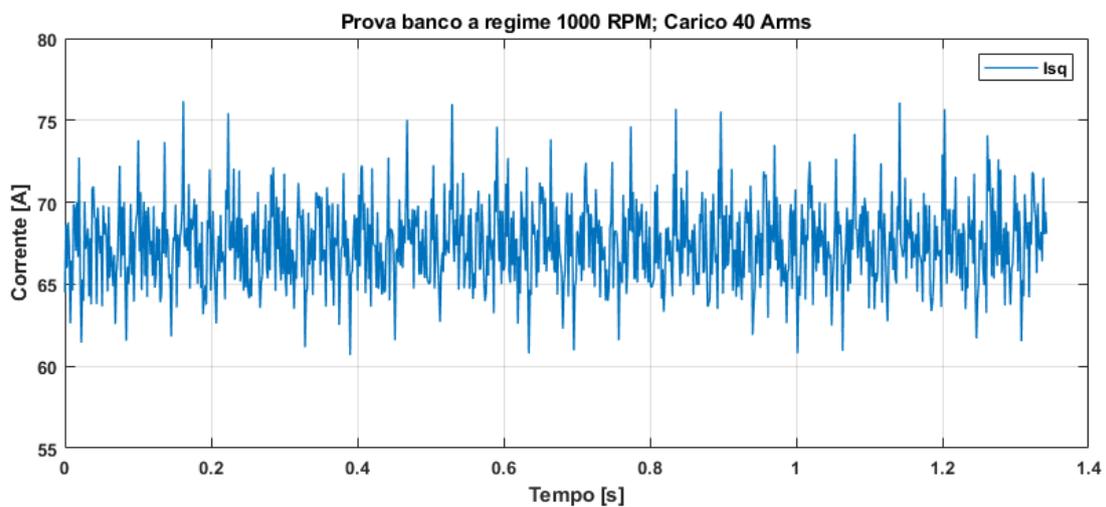


Fig. 45 Corrente  $I_{sq}$  acquisita tramite software (Prova 1000 RPM, 40 Arms).

Si è successivamente eseguita una simulazione a parità di condizioni che ha fornito i risultati in Fig. 46 e Fig. 47.

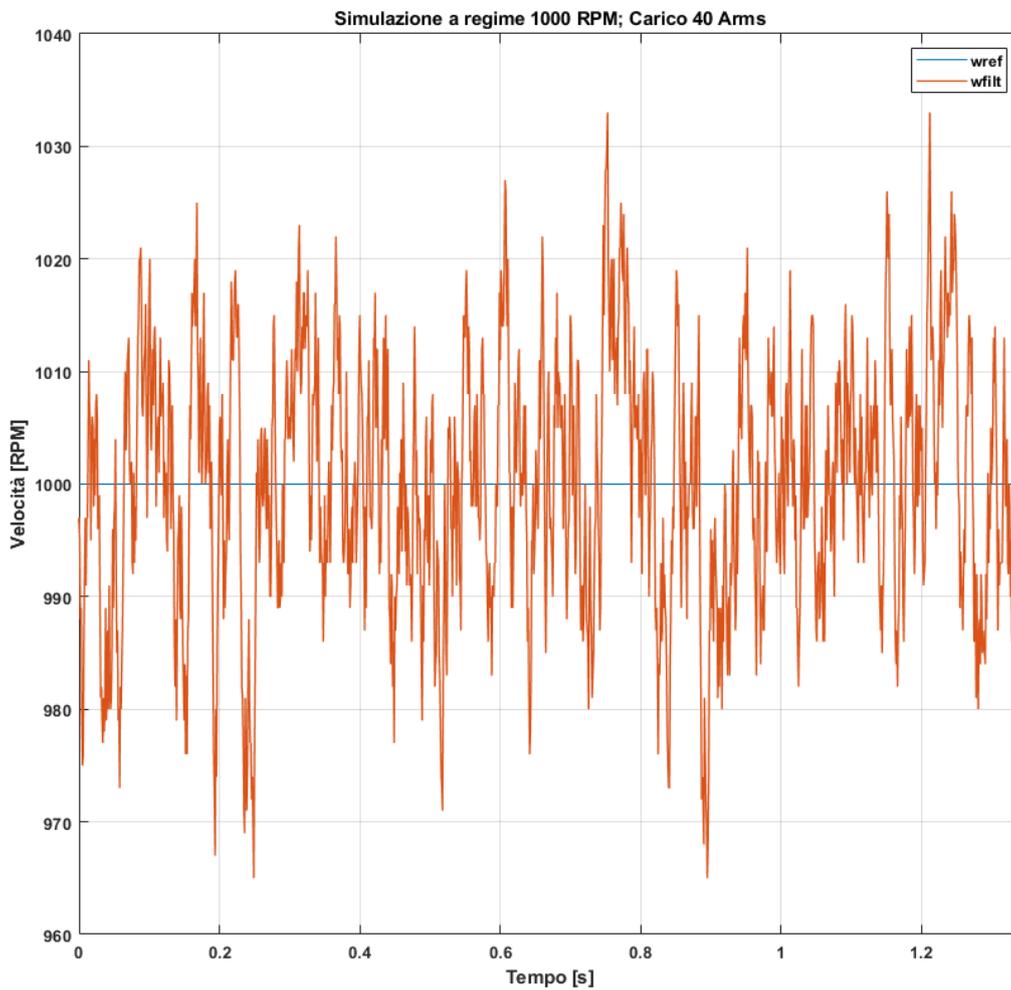


Fig. 46 Segnale di velocità e riferimento in simulazione (Prova 1000 RPM, 40 Arms).

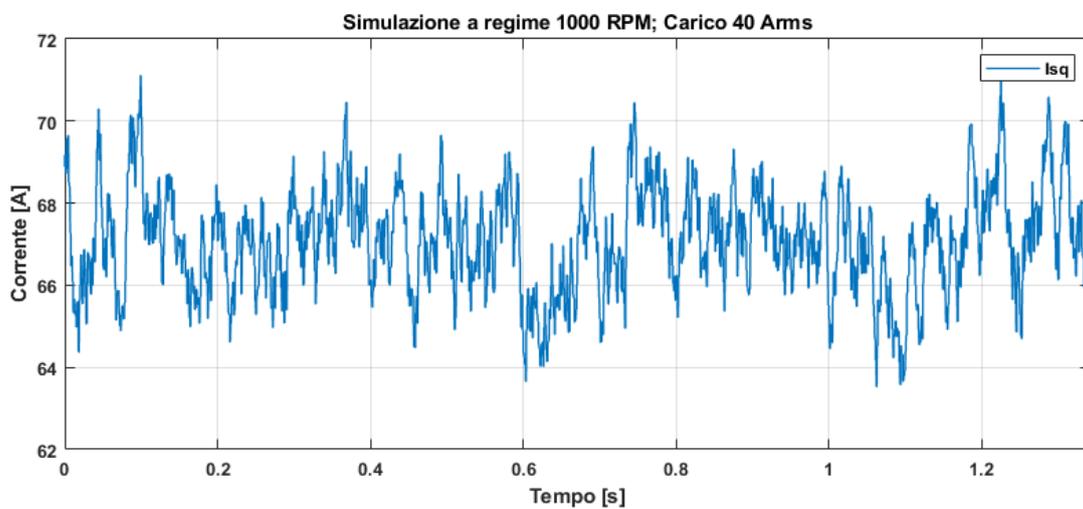


Fig. 47 Corrente isq in simulazione (Prova 1000 RPM, 40 Arms).

Il confronto tra prova reale e simulazione mette in evidenza un'escursione di velocità di pari entità, a conferma della correttezza dell'ampiezza dell'oscillazione riprodotta nel modello. Nel test al banco il ripple presenta un andamento sistematico, probabilmente legato a fenomeni meccanici o elettrici non completamente riprodotti in simulazione Fig. 44, mentre nel modello la fluttuazione risulta casuale, in linea con la natura parametrica del disturbo implementato. L'ampiezza misurata del ripple si attesta su  $\pm 45$  RPM nella prova sperimentale e su  $\pm 35$  RPM nel simulatore, valore quest'ultimo che può essere regolato in fase di parametrizzazione per adeguare il comportamento dinamico alle specifiche di progetto. Questo scostamento suggerisce l'opportunità di introdurre, in futuro, modelli di rumore più sofisticati o di integrare effetti non lineari del sistema, al fine di avvicinare ulteriormente la risposta simulata a quella reale. Inoltre, l'analisi del pattern di oscillazione sistematica osservato al banco potrebbe fornire indicazioni preziose per ottimizzare la strategia di controllo e migliorare la robustezza del sistema in presenza di disturbi.

La forma d'onda sperimentale di  $i_{sq}$ , riportata in Fig. 45, evidenzia un'oscillazione di ampiezza superiore rispetto al modello simulato; nonostante ciò, per la quasi totalità del tempo il segnale resta compreso tra 64 A e 70 A, in buon accordo con la fascia osservata in simulazione Fig. 47. Tale convergenza dei valori medi testimonia l'adeguatezza del modello di controllo vettoriale, che riproduce correttamente il carico elettromagnetico anche in presenza di disturbi non completamente caratterizzati.

La corrente media di asse q a regime, illustrata in Fig. 52, risulta quindi sostanzialmente paragonabile fra banco e simulazione, a conferma della capacità simulativa del modello. Si potrebbero introdurre nel simulatore effetti di oscillazione meccanica o rumore di quantizzazione per avvicinare i profili di ripple.

La seconda prova in condizioni di regime è stata condotta impostando una velocità di riferimento di 2000 RPM e applicando al motore freno un carico di 20 Arms, diverso da quello della prima sperimentazione.

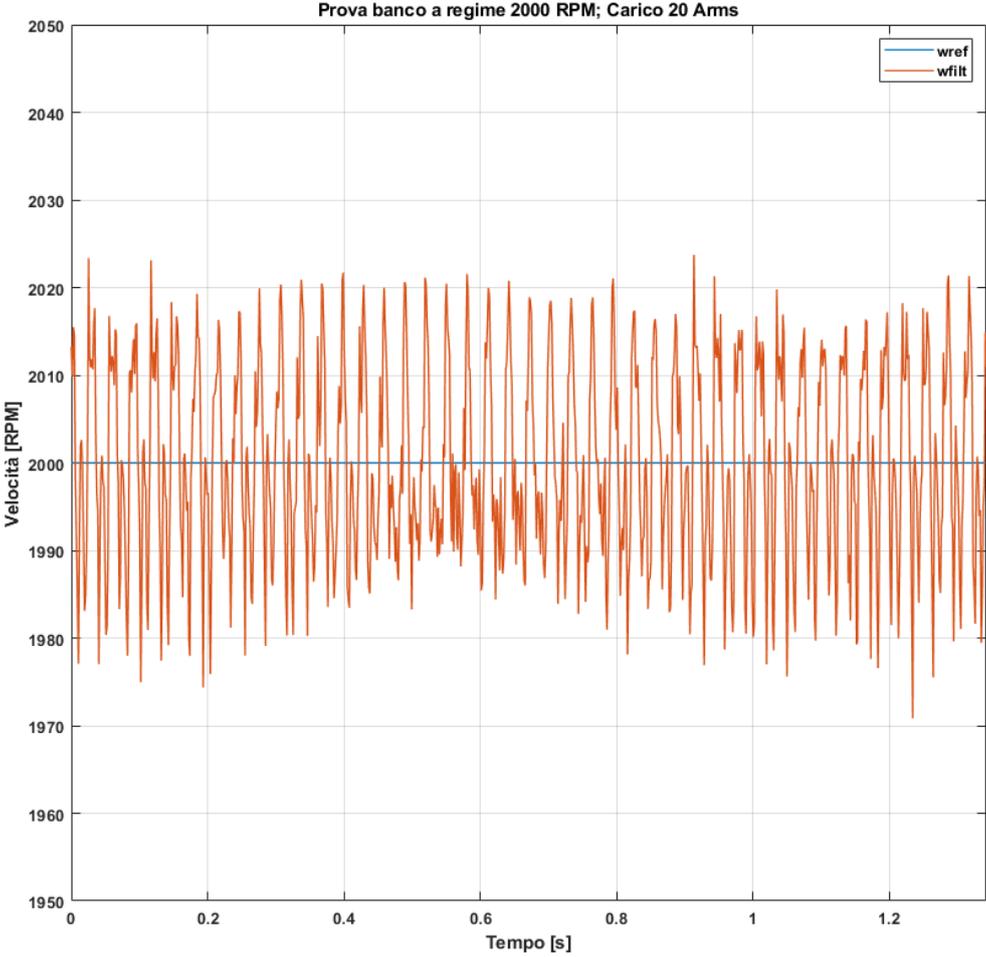


Fig. 48 Segnale di velocità acquisito con relativo riferimento (Prova 2000 RPM, 20 Arms).

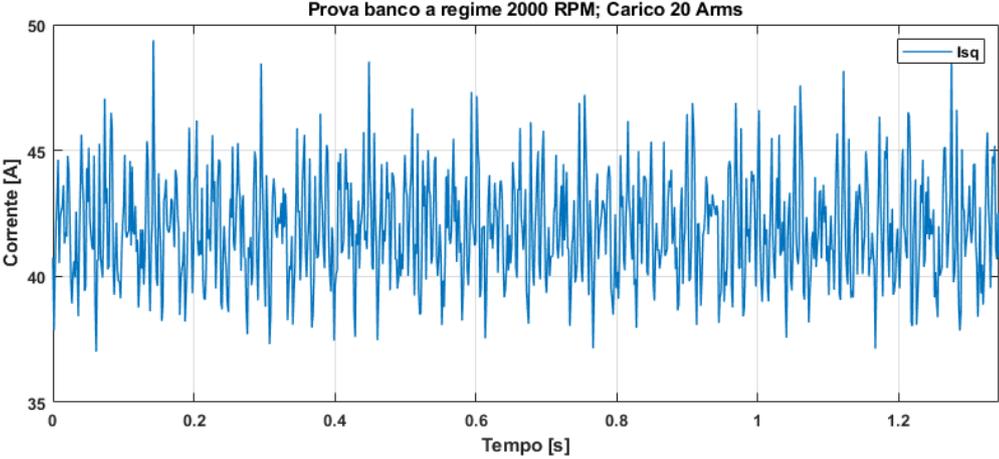


Fig. 49 Corrente isq acquisita tramite software (Prova 2000 RPM, 20 Arms).

In Fig. 48 e Fig. 49 sono mostrate le acquisizioni della prova reale mentre in Fig. 50 e Fig. 51 le simulazioni condotte per la verifica.

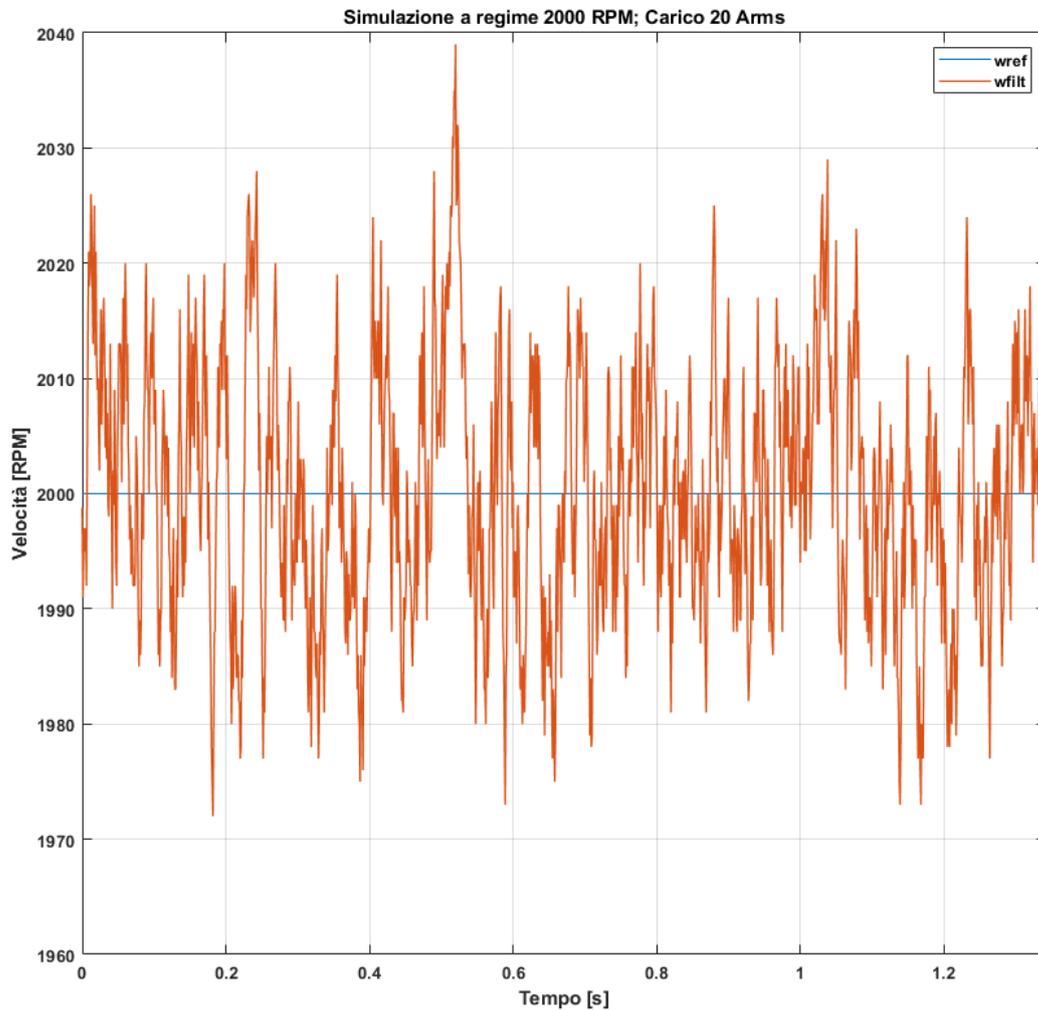


Fig. 50 Segnale di velocità e riferimento in simulazione (Prova 2000 RPM, 20 Arms).

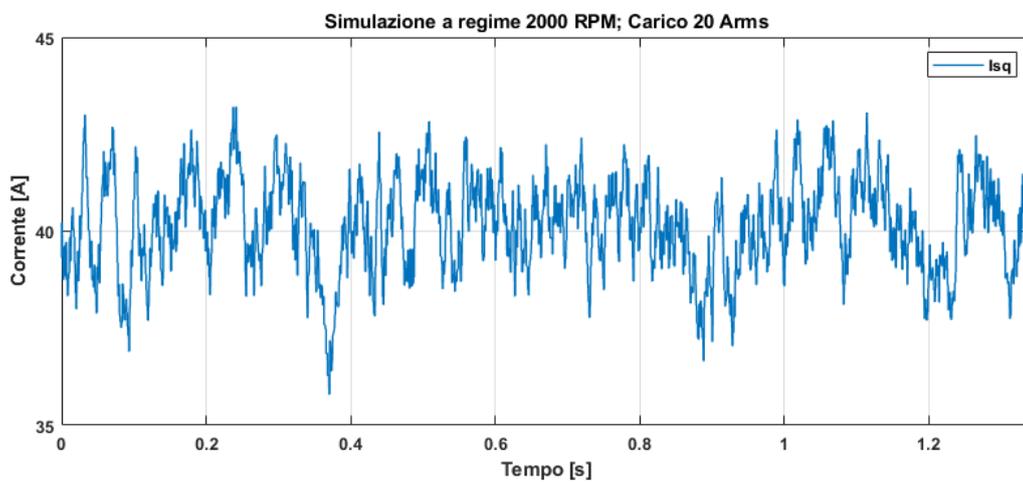


Fig. 51 Corrente isq in simulazione (Prova 2000 RPM, 20 Arms).

Anche nella seconda prova in condizioni di regime, impostata a 2000 RPM e con carico di 20 Arms sul motore freno, la velocità di riferimento è stata mantenuta con oscillazioni di ampiezza paragonabile tra test e simulazione ( $\pm 20$  RPM al banco e  $\pm 25$  RPM in modello).

La corrente media di asse q si attesta a 41.86 A nella prova sperimentale e a circa 40 A nella simulazione, uno scostamento ritenuto accettabile ai fini della validazione del modello.

In Fig. 52 sono confrontati i principali valori medi delle due prove di regime al banco e del modello simulato.

=====RISULTATI BANCO CON OFFSET=====				
[Carico 40 Arms][1000 RPM]:	iq: 67.43 Ap	irms: 47.76 Arms	wfilt: 1000.02 RPM	Cm: 9.29 Nm
[Carico 20 Arms][2000 RPM]:	iq: 41.86 Ap	irms: 29.71 Arms	wfilt: 2000.01 RPM	Cm: 5.59 Nm
=====RISULTATI SIMULAZIONI=====				
[Carico 40 Arms][1000 RPM]:	iq: 67.16 Ap	irms: 47.49 Arms	wfilt: 1000.00 RPM	Cm: 9.40 Nm
[Carico 20 Arms][2000 RPM]:	iq: 40.17 Ap	irms: 29.71 Arms	wfilt: 2000.00 RPM	Cm: 5.62 Nm
=====DIFFERENZE BANCO - SIMULAZIONI=====				
[Carico 40 Arms][1000 RPM]:	iq: 0.27 Ap	irms: 0.26 Arms	wfilt: 0.02 RPM	Cm: -0.12 Nm
[Carico 20 Arms][2000 RPM]:	iq: 1.69 Ap	irms: 0.00 Arms	wfilt: 0.01 RPM	Cm: -0.04 Nm

Fig. 52 Confronto risultati medi di corrente e coppia per i test di regime.

L'istantanea dei risultati mostra un'eccellente corrispondenza fra prove sperimentali e simulazioni in regime: nella prova a 40 Arms e 1000 RPM la componente q di corrente differisce di soli 0.27 A e la coppia media di appena  $-0.12$  Nm, mentre con 20 Arms di carico a 2000 RPM lo scostamento è limitato a 0.19 A e  $-0.04$  Nm. Anche la velocità di lavoro risulta praticamente coincidente (variazioni inferiori a 0.02 RPM), confermando l'accuratezza del modello nell'interpretare il comportamento a regime del sistema.

## 5.3 Comportamento in dinamica

### 5.3.1 Rampe di velocità

Terminata la verifica del comportamento a regime, si è passati alla simulazione di prove dinamiche, con particolare attenzione a una rampa di velocità ripida per valutare la reattività del modello rispetto al banco reale. Nella prova il motore primario è stato portato a 300 RPM sotto un carico di 20 Arms fornito dal motore freno; quindi, è stata applicata una pendenza di 3000 RPM/s. La rampa si è interrotta a 2970 RPM, valore leggermente inferiore alla massima velocità in deflussaggio, consentendo di osservare anche il comportamento del controllo nella zona di deflussaggio. La simulazione e le prove al banco sono condotte con gli stessi parametri dei regolatori di corrente e velocità. In Fig. 53 e Fig. 54 sono visibili gli inseguimenti di velocità.

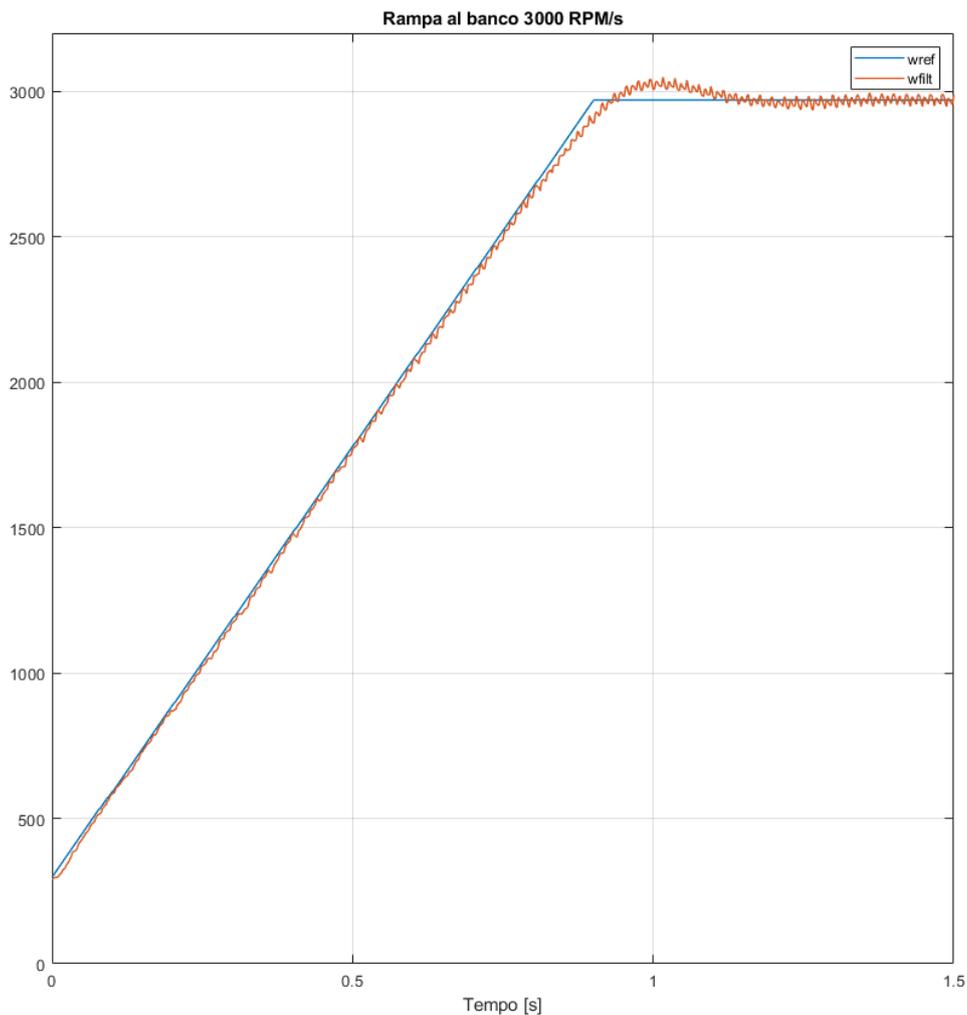


Fig. 53 Inseguimento della rampa di velocità nella prova al banco reale.

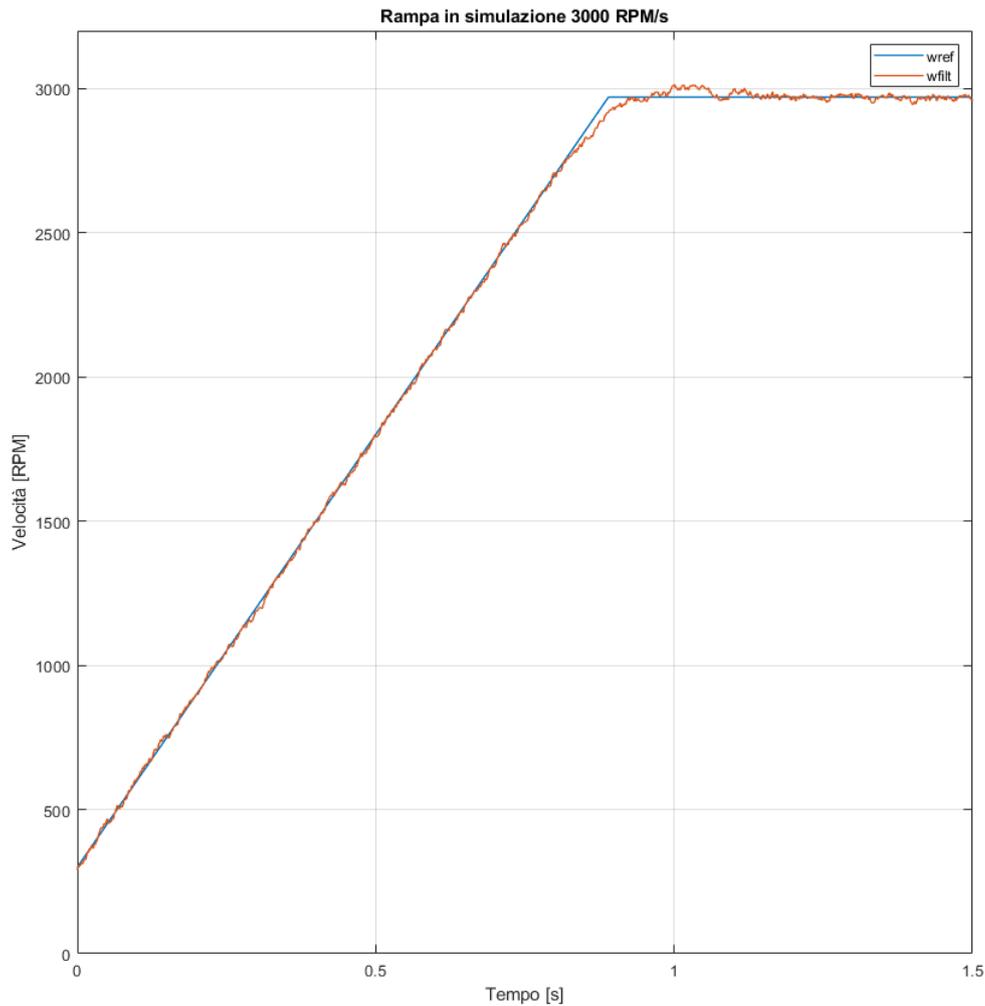


Fig. 54 Inseguimento della rampa di velocità in simulazione.

In Fig. 53 si osserva che il banco riproduce fedelmente il profilo di velocità fino all'ingresso in deflussaggio, dove compare un ritardo nell'inseguimento dovuto all'azione dei regolatori PI implementati per il controllo di deflussaggio. Tale ritardo è stato correttamente replicato nel modello, come evidenziato in Fig. 54, dimostrando la coerenza dell'approccio di simulazione con il comportamento sperimentale.

La sovraelongazione riprodotta in simulazione risulta più contenuta che nel test al banco, attestandosi al +1.49 % anziché al +2.65 % del banco. Questa discrepanza è ascrivibile alla semplificazione del modello meccanico del motore e alle lievi differenze nell'implementazione del controllo di deflussaggio.

Anche il tempo in cui il sistema riesce a stabilire il regime di 2970 RPM dopo l'entrata in deflussaggio è paragonabile.

Si hanno 404 ms nella prova al banco e 379 ms in simulazione.

L'ingresso in deflussaggio presenta una differenza sostanziale tra banco e simulazione, riconducibile alla resistenza elettrica dei cavi di collegamento e delle connessioni elettriche tra l'alimentatore e la scheda di potenza. Nelle prove reali, l'aumento di corrente assorbita dal motore durante l'accelerazione provoca, a causa della resistenza citata, una riduzione della tensione disponibile all'inverter; il regolatore di deflussaggio, basandosi su questo parametro, interviene anticipatamente, portando il motore in deflussaggio a regimi inferiori. Nel modello simulato, invece, il bus DC è mantenuto costante e non risente del carico, per cui tale fenomeno non si manifesta. Per evidenziare questo aspetto, in Fig. 55 è riportata l'andamento della tensione di bus DC misurata durante la prova al banco.

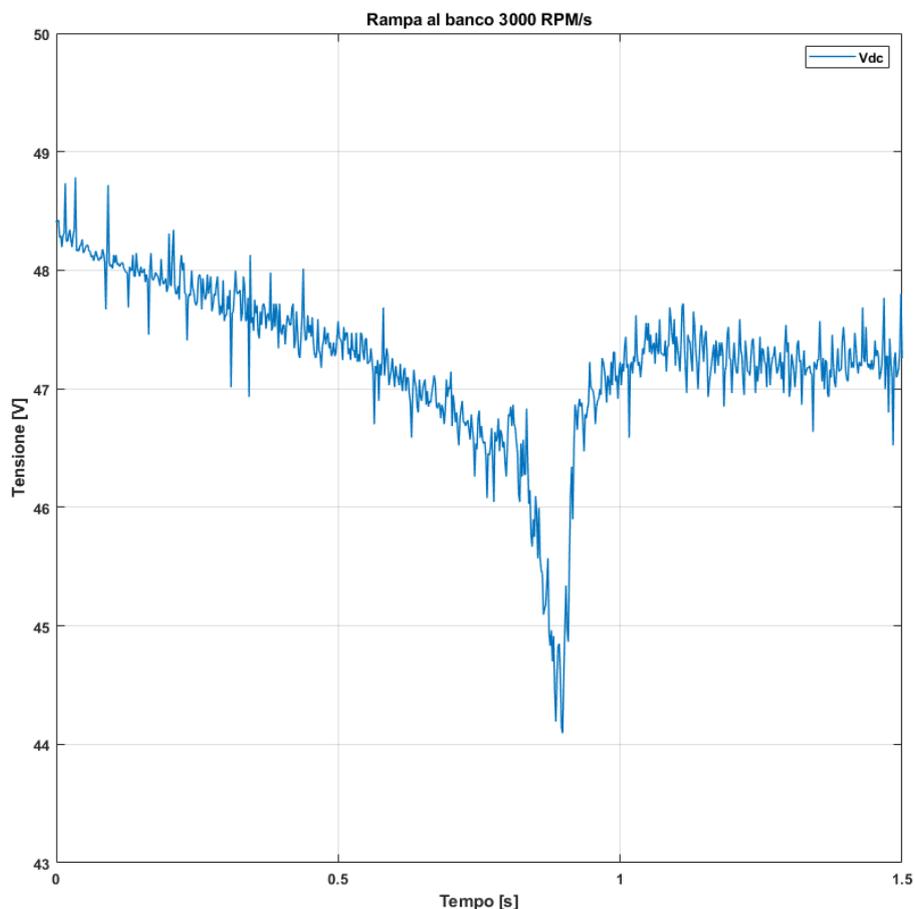


Fig. 55 Andamento tensione bus DC durante la prova in rampa di velocità.

In Fig. 55 si osserva un marcato abbassamento della tensione del bus, conseguenza della richiesta simultanea delle componenti d e q di corrente in deflussaggio. I grafici delle correnti richieste sono visibili per il banco e la simulazione in Fig. 56 e Fig. 57. Riquadrato in verde si ha il controllo in deflussaggio.

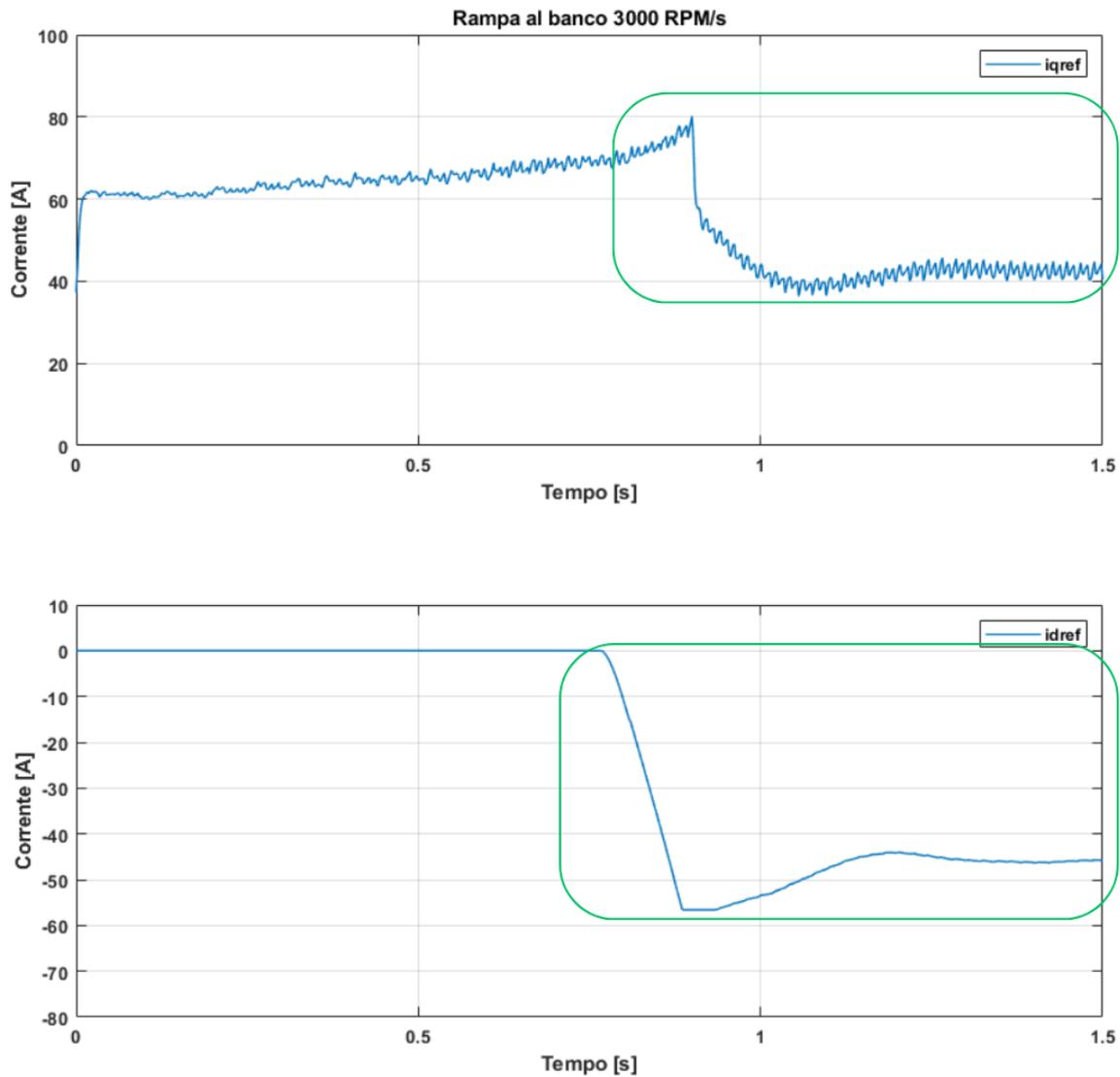


Fig. 56 Andamento correnti di asse d e q durante la prova in rampa al banco.

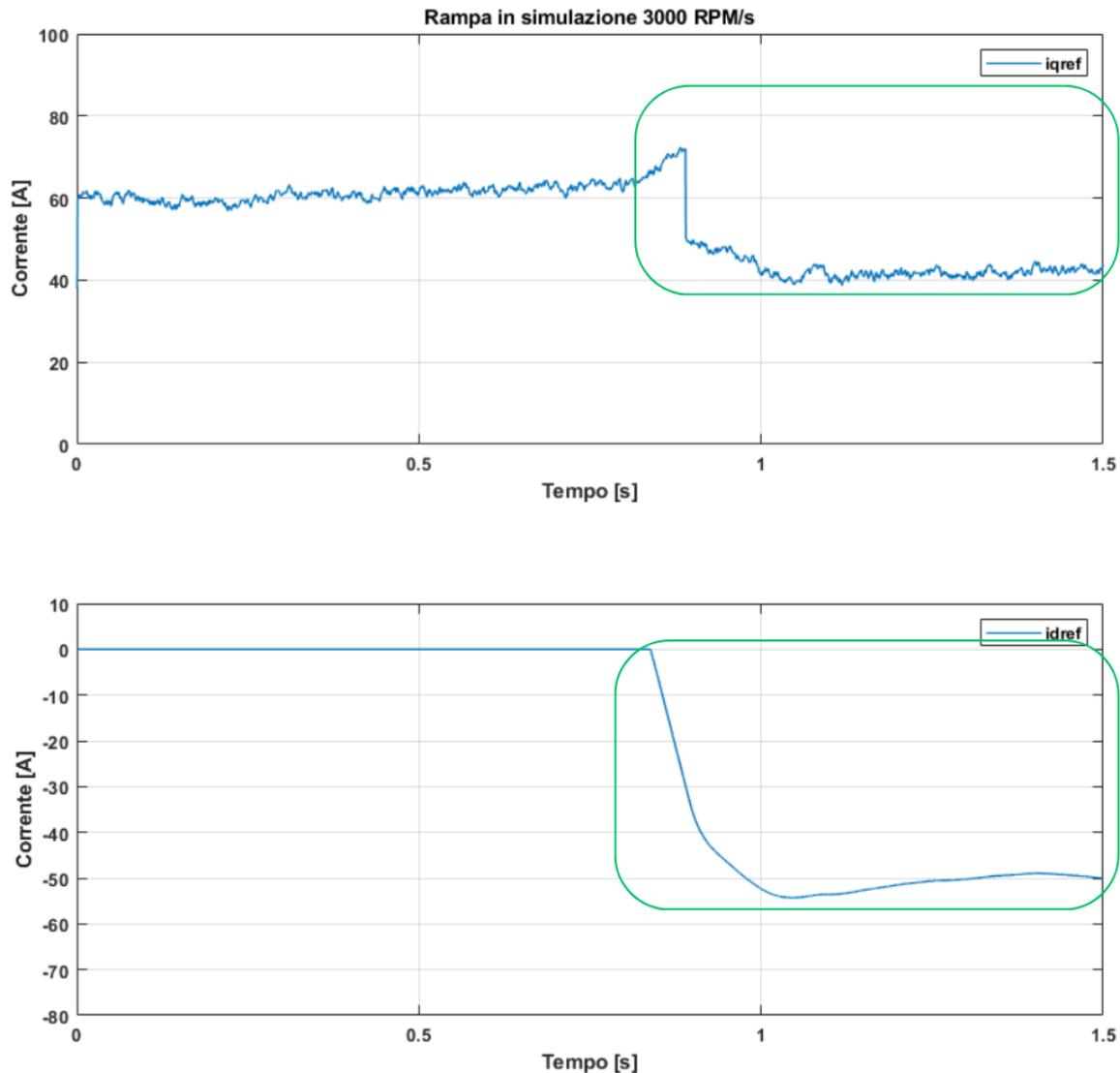


Fig. 57 Andamento correnti di asse d e q durante la prova in rampa simulata.

Confrontando la prova al banco con la simulazione ci si accorge subito che il deflussaggio nel banco reale inizia a velocità più basse (2540.76 RPM) rispetto alla simulazione (2777.59 RPM) per colpa della diminuzione della tensione disponibile sul bus DC.

Durante la rampa di accelerazione, il valore di  $i_{sq}$  richiesto presenta un picco con uno scostamento pari al 6 %, mentre in condizioni di regime l'errore si riduce al di sotto dell'1.15 %. Il comportamento macroscopico all'ingresso in deflussaggio rimane coerente tra banco e simulazione, con un picco di  $i_{sq}$  prodotto dall'azione dell'integratore: nel sistema reale questo accumula maggior errore a causa di una

velocità leggermente inferiore al riferimento, mentre in simulazione, grazie a un inseguimento più preciso, l'integratore risulta meno carico e richiede minore corrente di asse q in ingresso al regime di deflussaggio. Ulteriori contributi allo scostamento del picco di  $i_{sq}$  possono derivare da un lieve disallineamento dell'asse d durante le transizioni dinamiche o da parametri di attrito non modellati. Nonostante ciò, il confronto mette in luce in modo univoco l'intervento del regolatore di deflussaggio, ponendo le basi per una futura taratura parametrica in simulazione e accelerando il settaggio del controller.

Ingrandendo i grafici di  $i_{sq}$  presenti nelle Fig. 56 e Fig. 57 è possibile osservare anche l'intervento del feedforward della corrente  $i_{sq}$ . In questo preciso caso si ha visibile in Fig. 58 l'annullamento dello stesso quando la rampa di velocità arriva al target impostato.

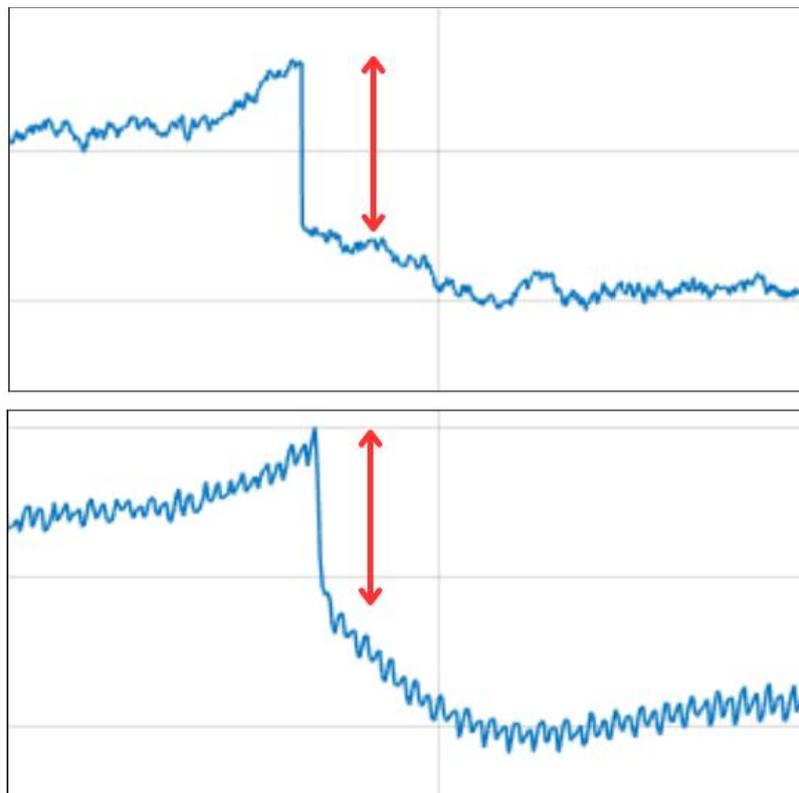


Fig. 58 Eliminazione feedforward  $I_{sq}$  nella prova in simulazione (superiore) e al banco (inferiore).

Sono stati acquisiti anche i valori di  $v_{sd}$ ,  $v_{sq}$  e della loro somma vettoriale filtrata  $V0filt$  calcolata come in equazione (5.9).

$$V0 = \sqrt{v_{sd}^2 + v_{sq}^2} \quad (5.9)$$

I risultati sono visibili in Fig. 59 e Fig. 60:

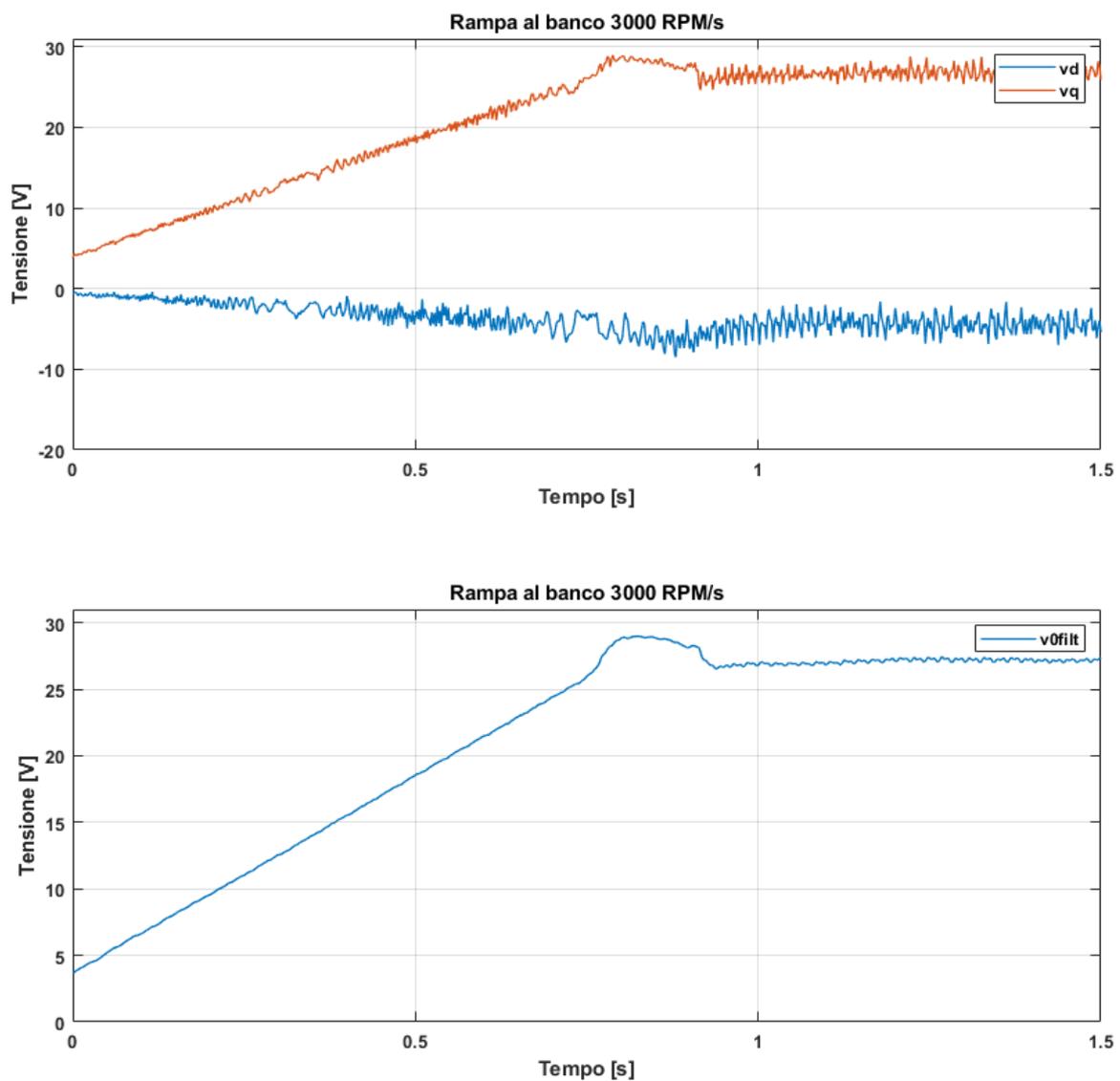


Fig. 59 Tensioni di asse  $d$  e  $q$  e loro somma vettoriale filtrata ( $V0filt$ ) nella prova al banco.

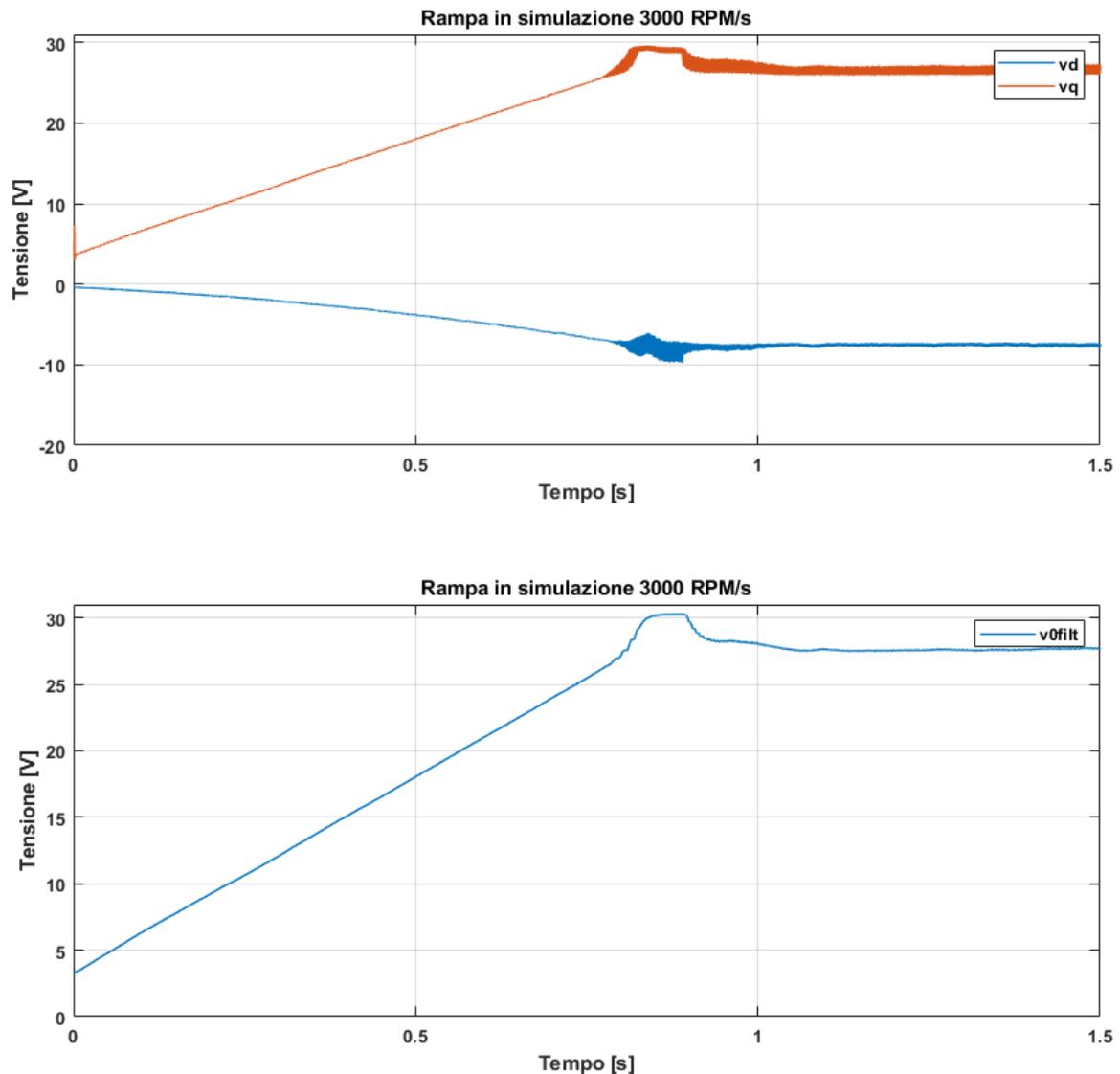


Fig. 60 Tensioni di asse d e q e loro somma vettoriale filtrata ( $V_{0filt}$ ) in simulazione.

Durante la prova, in deflussaggio a regime, si osserva una discrepanza significativa tra la componente di asse d della tensione misurata, pari a  $-4.5$  V, e quella simulata, pari a  $-7.5$  V, corrispondente a un errore di 3 V, mentre la componente q presenta uno scostamento trascurabile (1.62 %). Tale divergenza, potrebbe avere diverse cause visto che diversi fattori influiscono sull'asse d. I principali sono: compensazione del ritardo dell'applicazione del PWM, in questo caso, a 10Khz e 3000 RPM, è di circa  $11^\circ$  elettrici a cui si aggiunge un sensore di posizione che intrinsecamente ha un'oscillazione di  $1-2^\circ$  meccanici ( $4-8^\circ$  elettrici). Come seconda causa si ha la possibile distorsione delle tensioni dovuta ai tempi morti dei MOSFET imputabile alla modellazione idealizzata dell'inverter. Si manifesta per via dell'errore di tempo morto che introduce una tensione

di offset proporzionale alla corrente, poiché durante quel periodo i transistor non conducono e il carico sulle fasi si redistribuisce secondo la direzione del flusso di corrente. In deflussaggio, dove la corrente  $i_{sd}$  assume valori negativi, questa mancanza di commutazione uniforme genera una caduta di tensione addizionale che si somma algebricamente a  $v_{sd}$ , mentre per la corrente  $i_{sq}$ , tipicamente positiva e regolata per soddisfare la coppia, subisce un effetto di offset nettamente inferiore. Ne deriva che l'assenza di compensazione del tempo morto si traduce in una discrepanza marcata su  $v_{sd}$ , senza alterare in modo significativo l'accuratezza di  $v_{sq}$ . Questa seconda ipotesi è basata sull'articolo [12].

Questa discrepanza è mitigata notevolmente in  $V0filt$  che ha una differenza di solo 1.59% in valore massimo e di 1.34% a regime.

### 5.3.2 Variazione di carico

Per valutare ulteriormente l'accuratezza dinamica del modello, è stato condotto un test a velocità costante di 1000 RPM sottoponendo il motore principale a variazioni brusche di carico. La prima prova ha previsto un salto istantaneo da vuoto a 40 Arms, mentre, nella seconda, il carico è stato ridotto repentinamente da 40 Arms a 20 Arms. Sia in laboratorio, sia in simulazione, sono stati impiegati identici parametri per i regolatori di velocità e di corrente, consentendo di confrontare direttamente tempi di risposta, sovraelongazione e stabilità transitoria. Questo approccio ha permesso di esaminare la robustezza del controllo vettoriale alle perturbazioni di carico e di individuare eventuali margini di ottimizzazione, ad esempio mediante l'introduzione di componenti di feedforward o il ritocco dei guadagni per migliorare i tempi di assestamento senza compromettere la stabilità.

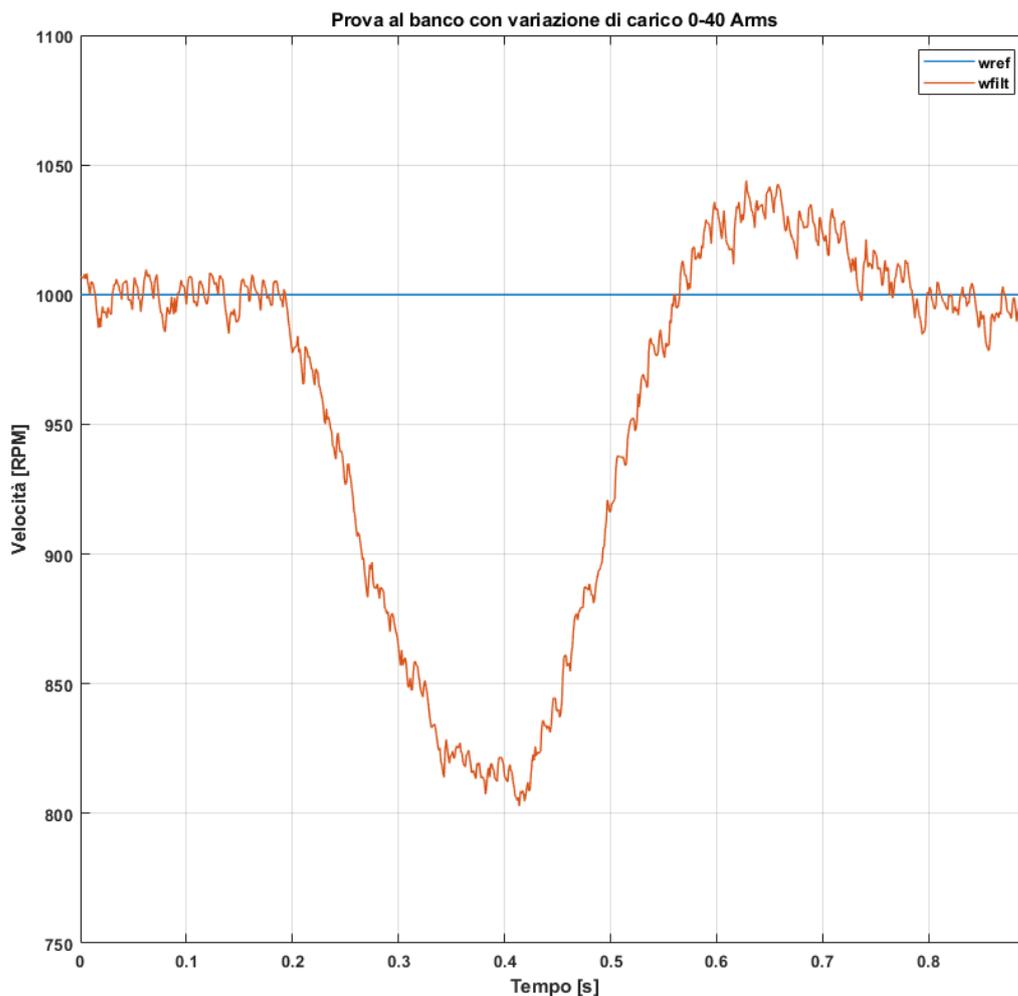


Fig. 61 Velocità target ( $w_{ref}$ ) e reale ( $w_{filt}$ ) nella prova di variazione carico 0-40 Arms al banco.

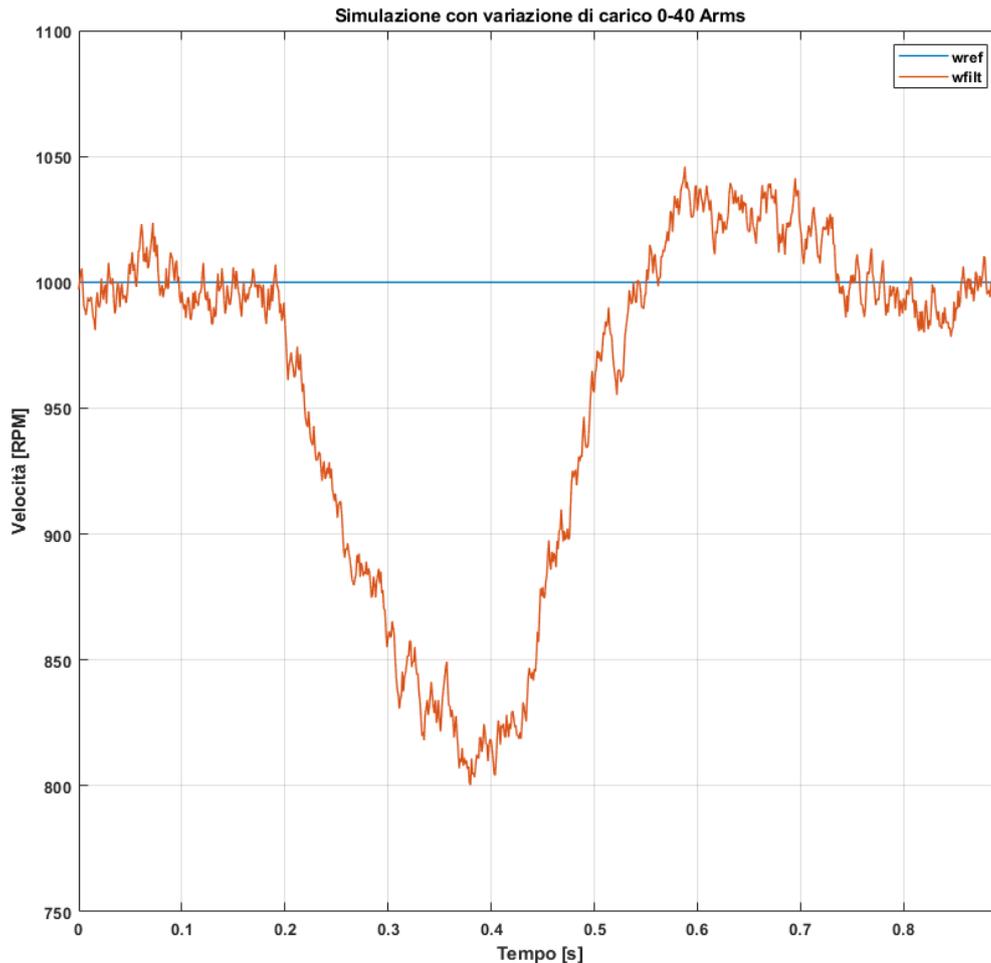


Fig. 62 Velocità target (*wref*) e reale (*wfilt*) nella prova di variazione carico 0-40 Arms in simulazione.

In Fig. 61 e Fig. 62 è possibile osservare i riferimenti e le velocità reali durante la prova. In generale si può notare una correlazione molto buona tra risposta del banco e simulazione.

Per confrontare se i parametri del controllo di velocità (che sono impostati uguali) siano effettivamente accurati anche in simulazione si estrapolano i dati di sovraelongazione, tempo di risposta e profondità di perdita del target di velocità.

In Fig. 63 è visibile indicato con frecce rosse l'entità della perdita di target che risulta quasi identica, con una differenza di  $-3$  RPM.

In azzurro si ha la sovraelongazione, anch'essa molto simile con una differenza di soli 2 RPM.

L'accuratezza della simulazione procede con i confronti dei tempi di risposta (frecce verdi), si ha 372 ms nella prova reale e 358 ms nella simulazione.

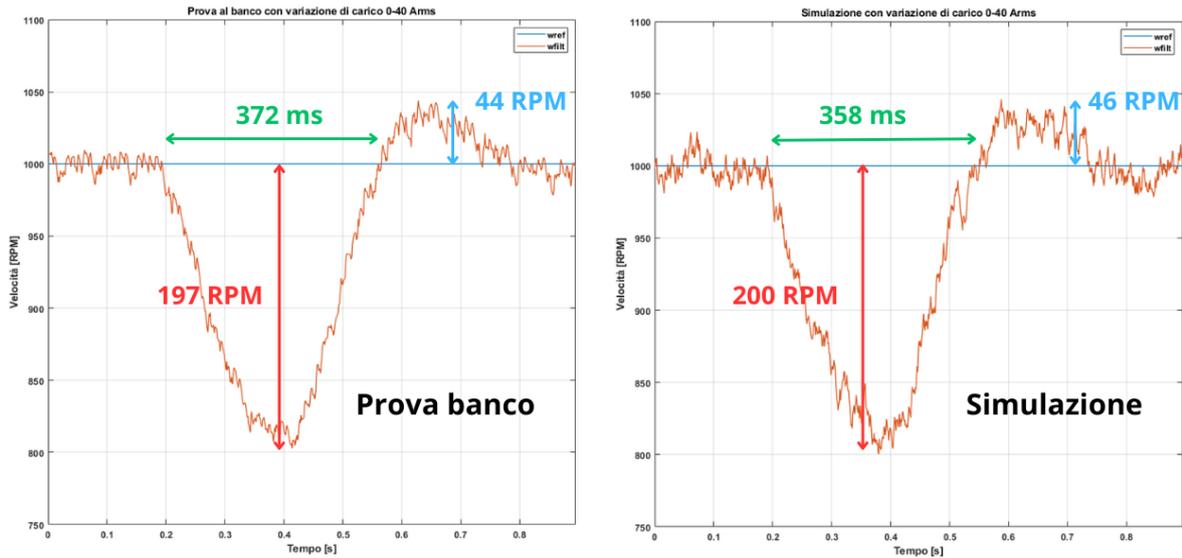


Fig. 63 Definizioni dei parametri di confronto per la variazione di velocità.

Passiamo ora al confronto delle correnti durante la variazione di carico. Viene rappresentato anche il grafico di  $i_{sd}$  per completezza anche se essendo lontano dall'entrata in deflussaggio sarà ovviamente sempre nulla.

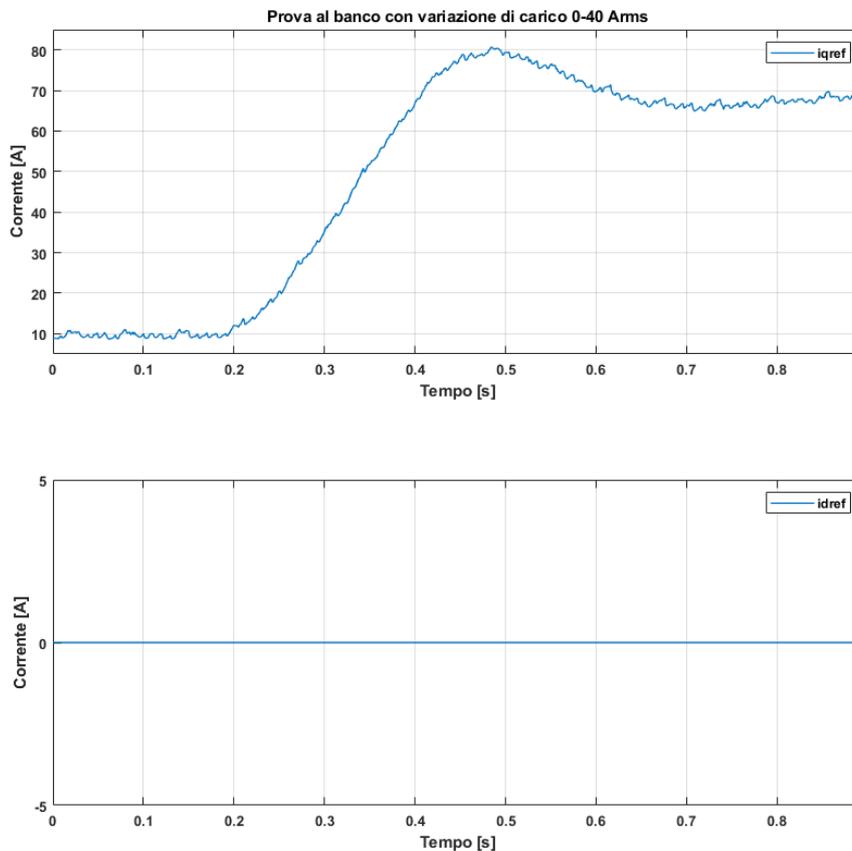


Fig. 64  $i_{sq}$  e  $i_{sd}$  nella prova di variazione carico 0-40 Arms al banco.

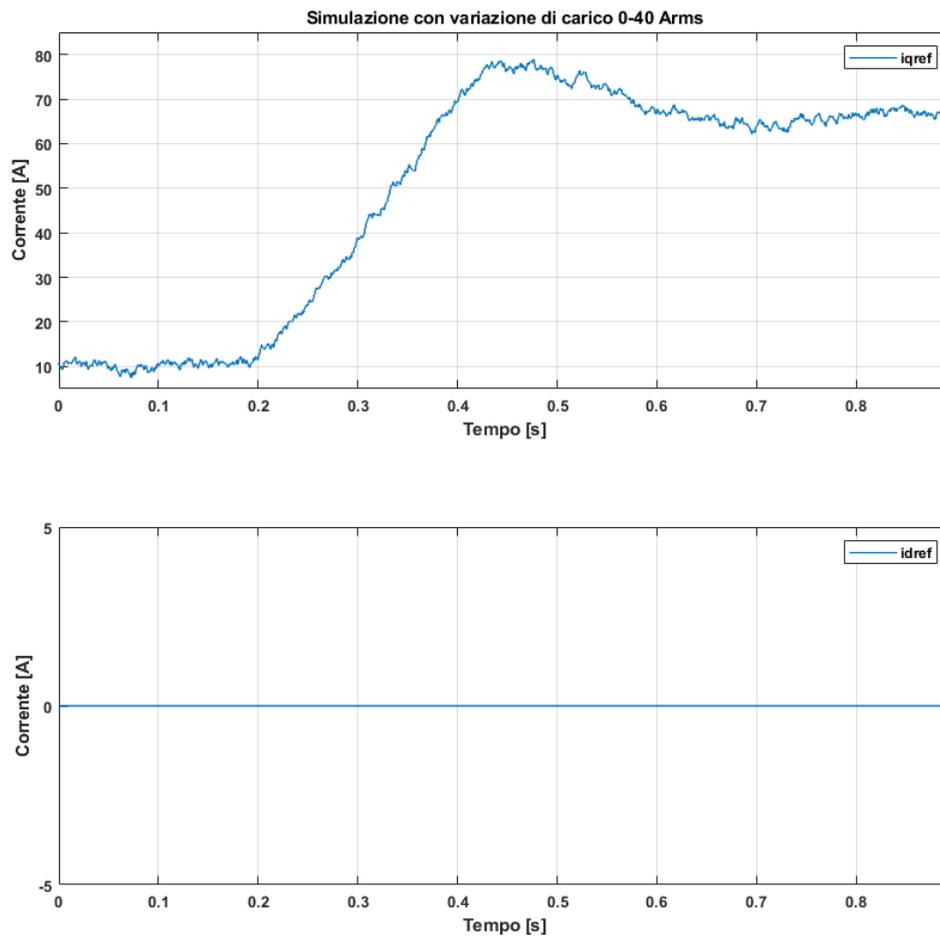


Fig. 65  $i_{sq}$  e  $i_{sd}$  nella prova di variazione carico 0-40 Arms in simulazione.

Il massimo valore raggiunto da  $i_{sq}$  si discosta in modo molto contenuto inferiore al 2.25%. Questo risultato conferma che il modello è ben parametrizzato.

Come ulteriore verifica, in Fig. 66 e Fig. 67 si ha l'acquisizione di una delle tre correnti di alimentazione del motore principale.

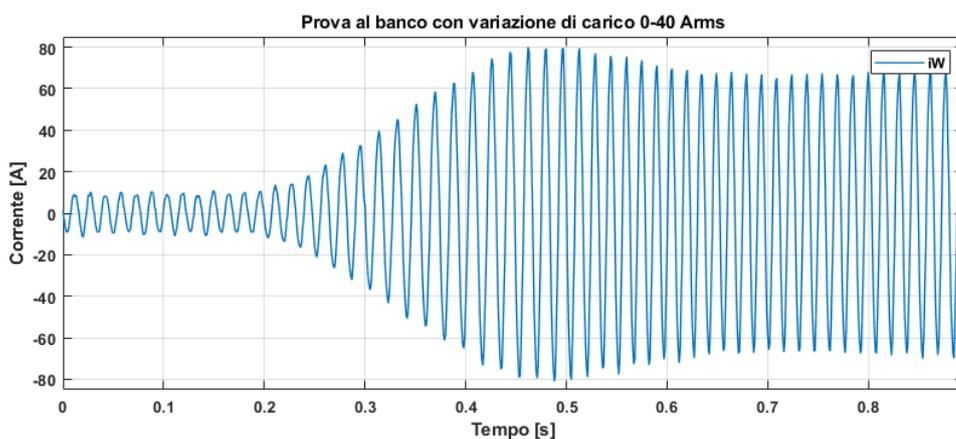


Fig. 66 Corrente di fase W nel corso della prova al banco di variazione di carico 0-40 Arms.

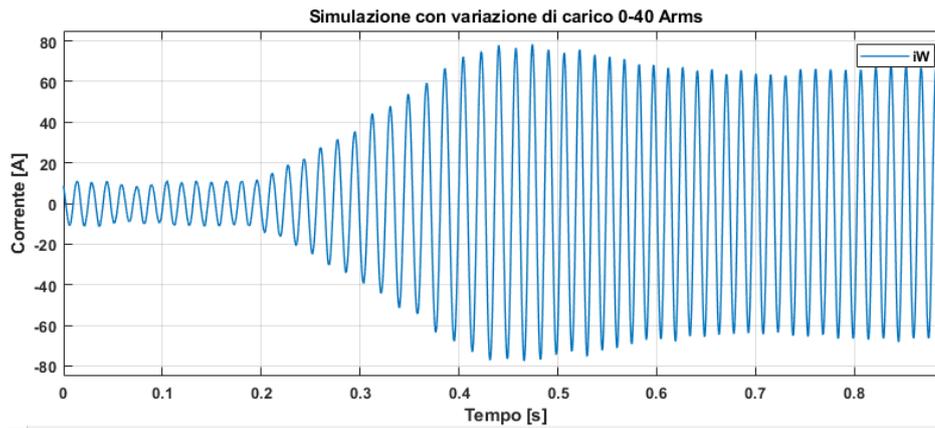


Fig. 67 Corrente di fase W nel corso della simulazione di variazione di carico 0-40 Arms.

La forma d'onda della corrente di fase è ben riprodotta. Le differenze sono sicuramente trascurabili per lo scopo della simulazione.

Si è poi proceduto ad effettuare la prova con riduzione repentina di carico, da 40 Arms applicati al motore freno a 20 Arms a parità di altre condizioni della prova precedente.

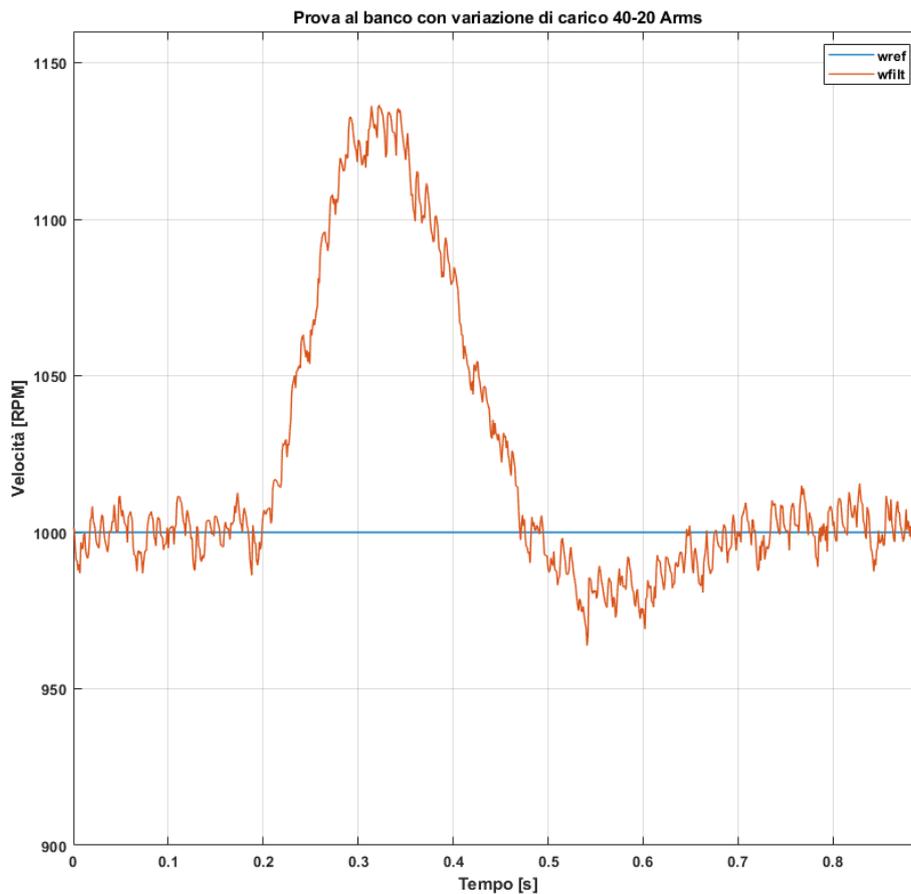


Fig. 68 Velocità target (*wref*) e reale (*wfil*) nella prova di variazione carico 40-20 Arms al banco.

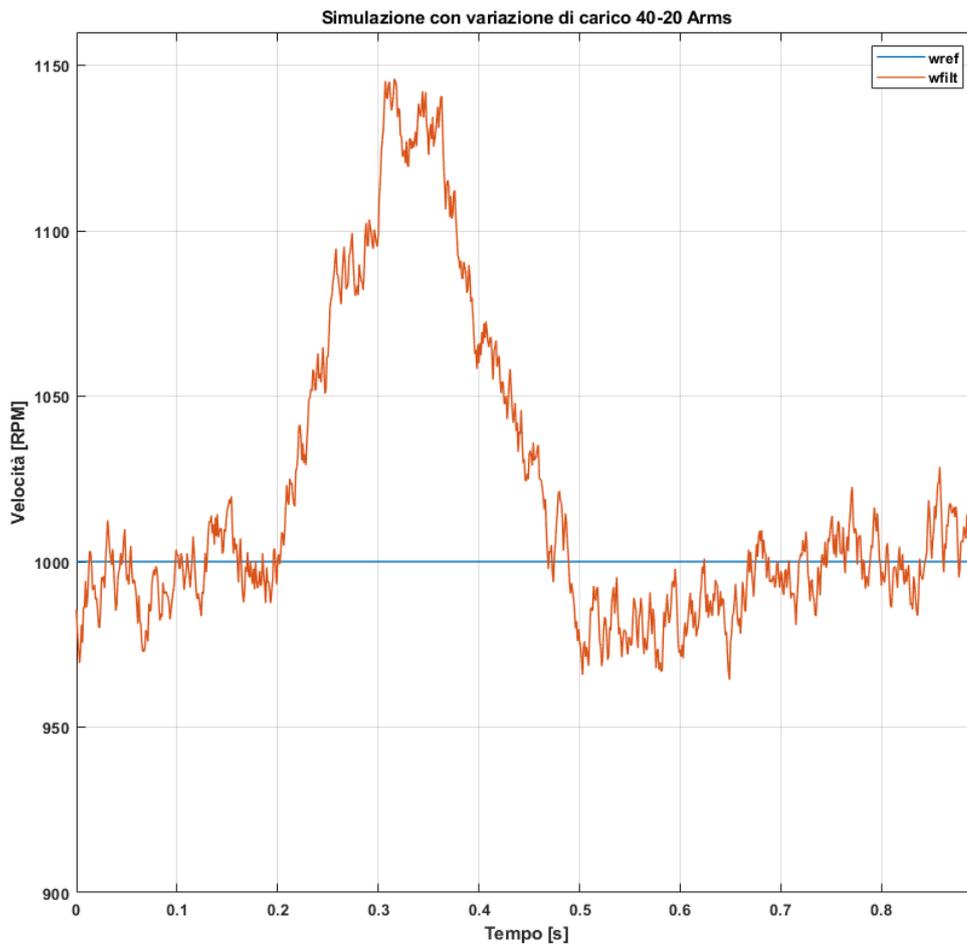


Fig. 69 Velocità target (*wref*) e reale (*wfilt*) nella prova di variazione carico 40-20 Arms in simulazione.

Si estrapolano in Fig. 70 i parametri di sovravelongazione (in azzurro), tempo di risposta (in verde) e profondità della perdita di target di velocità (in rosso), come nella prova precedente. I risultati anche questa volta sono positivi.

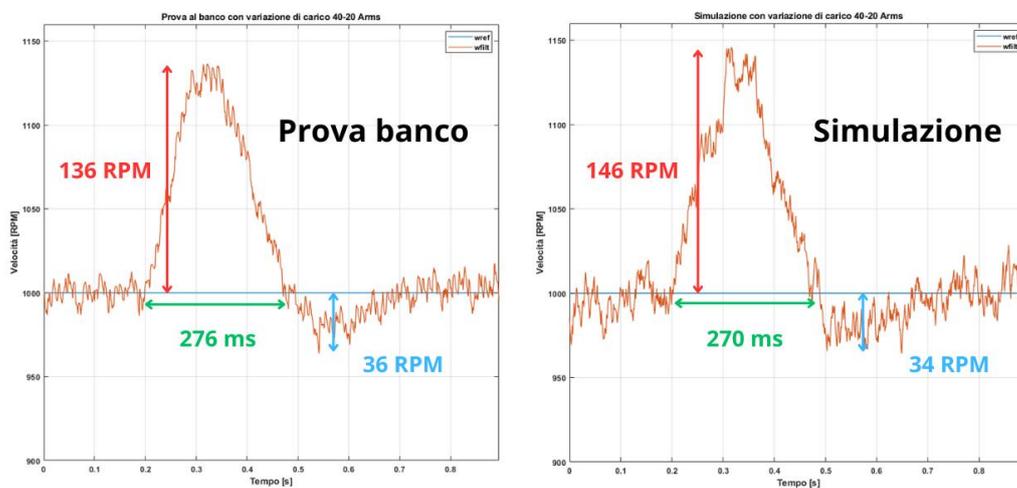


Fig. 70 Confronti parametri sovravelongazione, tempo di risposta, profondità perdita target.

Confrontiamo le correnti assorbite nei due casi in Fig. 71 e Fig. 72.

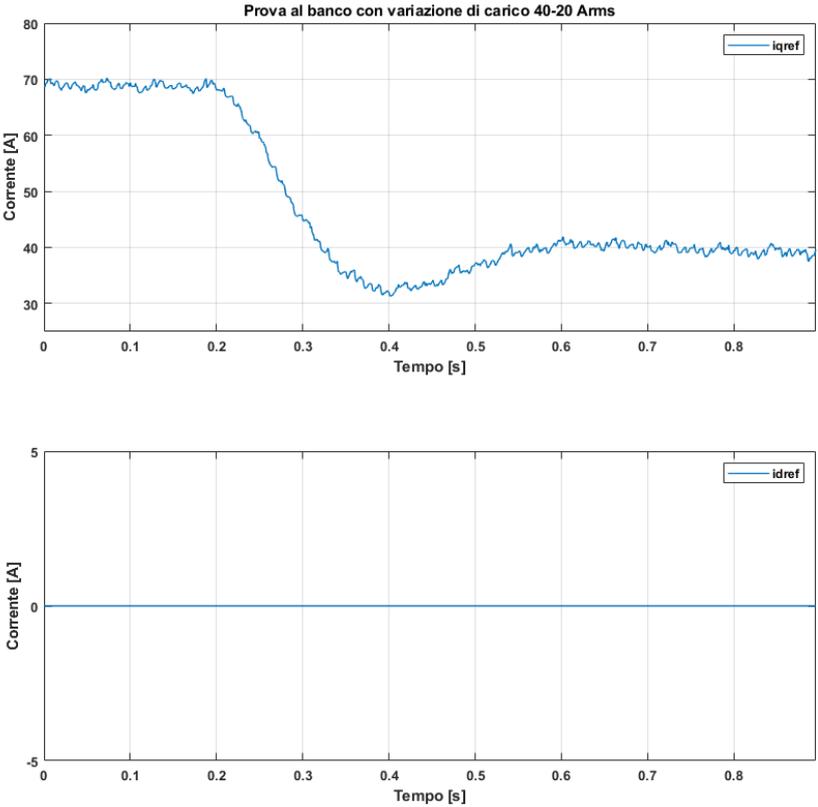


Fig. 71 isq e isd nella prova di variazione carico 40-20 Arms al banco.

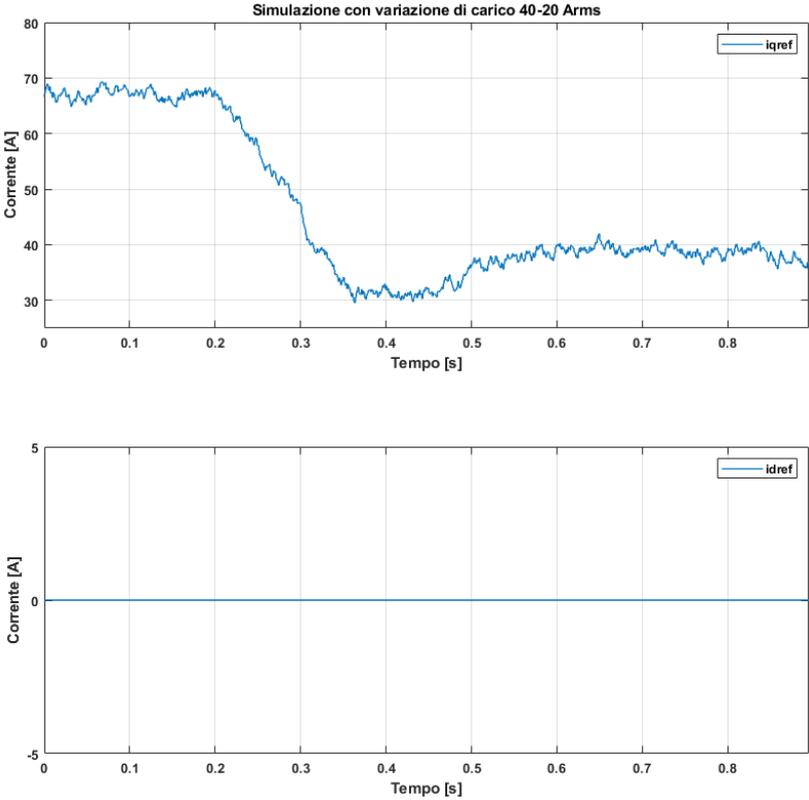


Fig. 72 isq e isd nella prova di variazione carico 40-20 Arms in simulazione.

Il confronto tra la traccia di corrente d'asse q ottenuta sperimentalmente e quella ricavata dalla simulazione evidenzia un andamento sostanzialmente coerente. In entrambe le curve si osserva il transitorio di perdita di carico tra 0.2 s e 0.4 s che provoca un dimezzamento della corrente da circa 68 – 70 A fino a un minimo attorno a 32 A, seguito da una risalita verso un regime stabile intorno a 38 – 40 A.

Per completezza si inserisce anche per questa prova il confronto tra una corrente di fase reale. In Fig. 73 e Fig. 74 sono presenti le acquisizioni della corrente in fase W sia al banco, sia in simulazione.

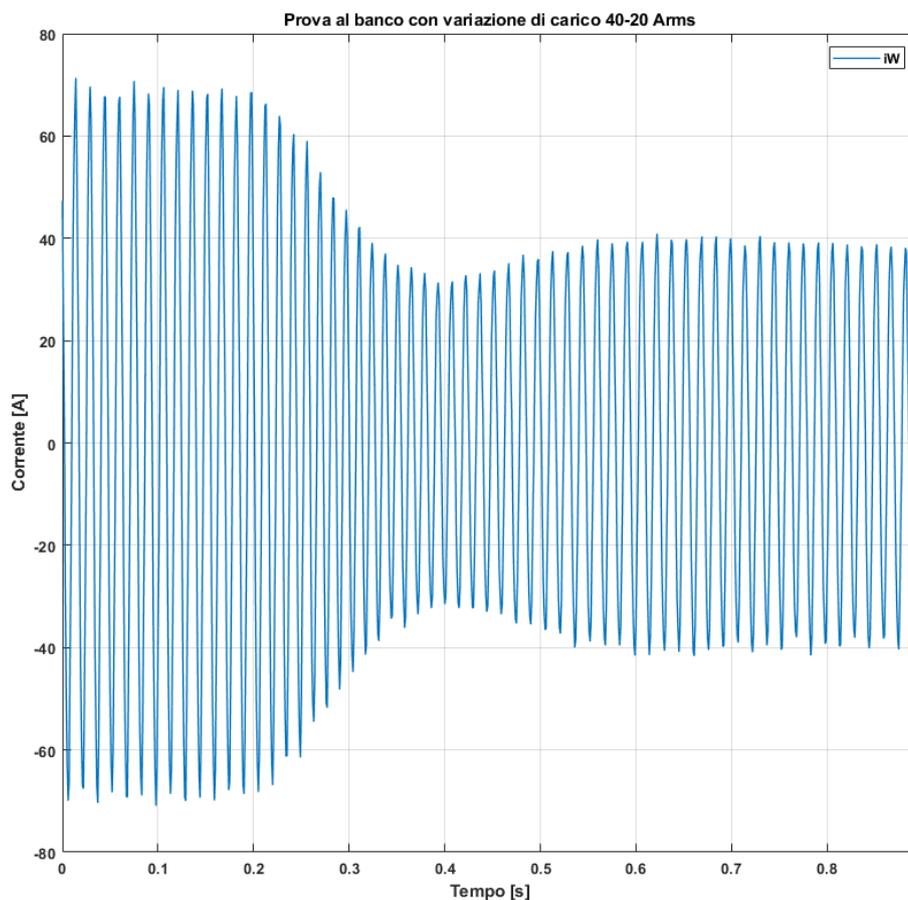


Fig. 73 Corrente di fase W nella prova al banco di variazione di carico 40-20Arms.

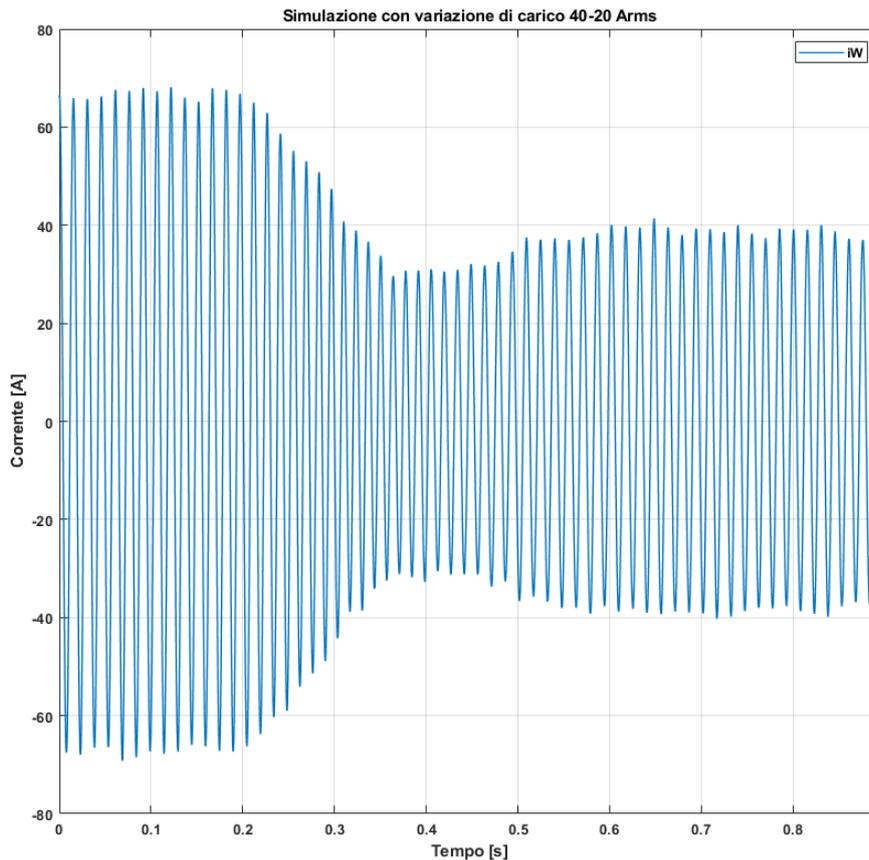


Fig. 74 Corrente di fase W in simulazione di variazione di carico 40-20Arms.

L'analisi comparativa tra i grafici, ottenuti rispettivamente dalla prova reale al banco e dalla simulazione Simulink, evidenzia una coerenza significativa tra i due risultati. In entrambi i casi, la corrente mostra una variazione repentina in corrispondenza della transizione di carico da 40 a 20 Arms, caratterizzata da una diminuzione dell'ampiezza che si attesta su valori simili nei due scenari (si passa da circa 70 A a 40 A). La forma d'onda risulta pressoché identica sia nella risposta transitoria sia nell'andamento a regime, con un profilo sinusoidale ben marcato e l'assenza di oscillazioni anomale o distorsioni evidenti. Il confronto quantitativo della corrente massima e della durata della fase transitoria conferma la bontà della modellazione adottata in Simulink, che risulta efficace nel riprodurre fedelmente il comportamento dinamico del sistema reale anche in regime di variazione rapida del carico. Complessivamente, la sostanziale sovrapposizione dei due risultati dimostra la validità del modello utilizzato, per lo scopo che si vuole ottenere.

### 5.3.3 Inversione di velocità

In questo sottocapitolo vengono analizzati i risultati sperimentali e di simulazione relativi alla prova di inversione della velocità del SPMSM, condotta con carico costante di 20 Arms forniti al motore freno.

L'obiettivo è valutare il comportamento dinamico dell'azionamento durante una variazione del riferimento di velocità di -2000 RPM/s fino ad arrivare ad invertire il senso di rotazione confrontando le risposte ottenute al banco con quelle generate dal modello numerico.

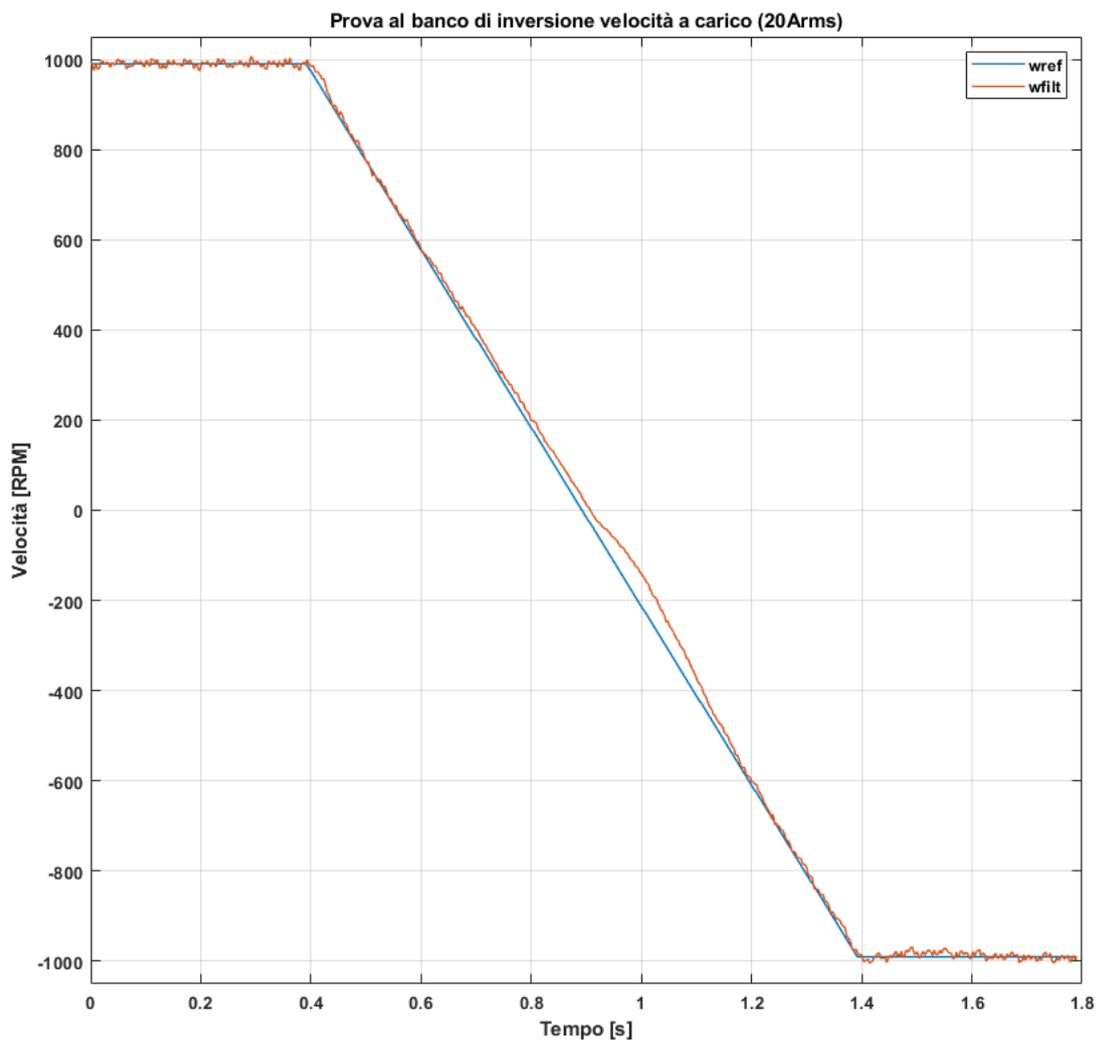


Fig. 75 Velocità target ( $w_{ref}$ ) e reale ( $w_{filt}$ ) nella prova di inversione di velocità a carico (20Arms).

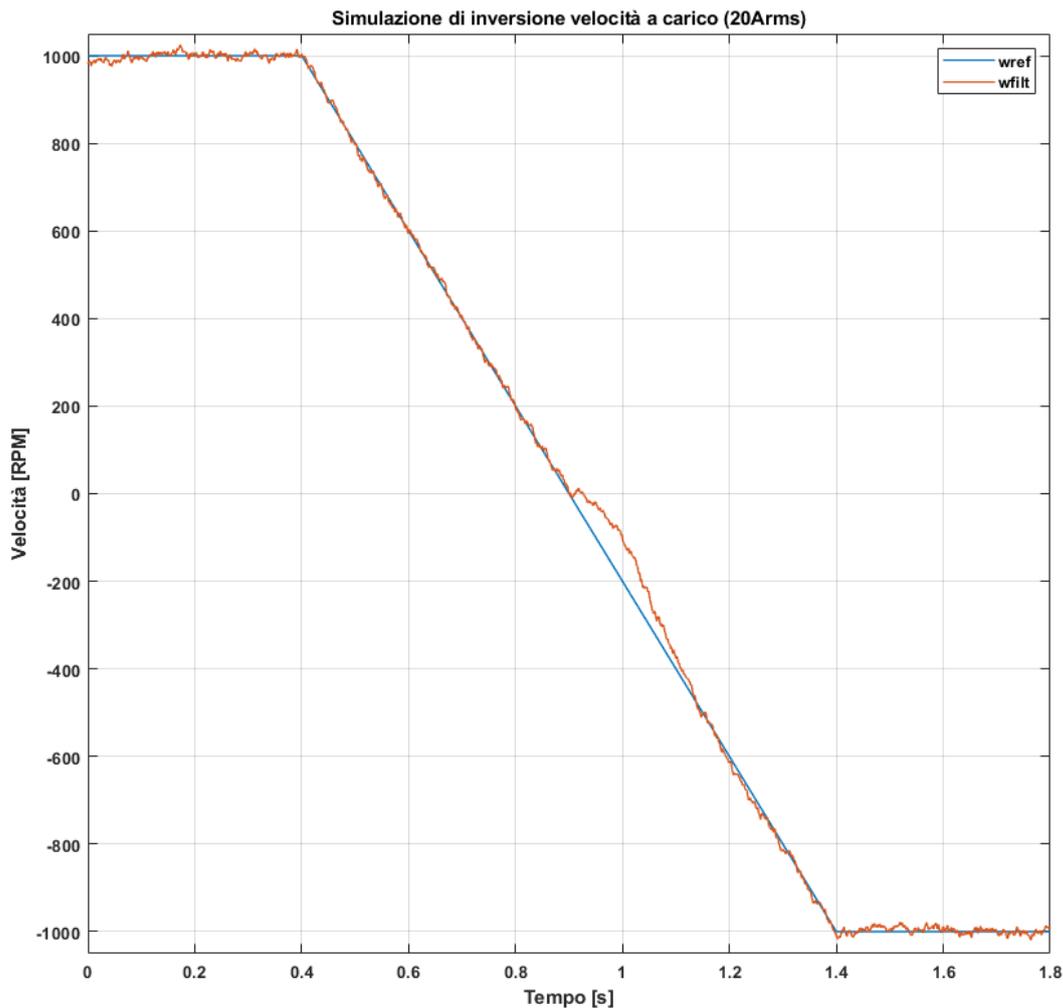


Fig. 76 Velocità target (*wref*) e reale (*wfilt*) nella simulazione di inversione di velocità a carico (20Arms).

Analizzando i grafici relativi all'inseguimento della velocità (Fig. 75) e (Fig. 76) durante la prova di inversione a carico si osserva una stretta corrispondenza tra il comportamento del sistema reale e quello simulato. La velocità reale (*wfilt*) segue il riferimento con buona fedeltà: nella prova sperimentale, il ritardo massimo rispetto al riferimento durante la transizione si attesta intorno ai 75 RPM, mentre nella simulazione tale scostamento sale a circa 100 RPM. Gli scostamenti dalla velocità di riferimento che avvengono quando il motore raggiunge la velocità nulla e inverte il suo senso di rotazione derivano dal cambio segno delle forze di attrito e dall'instaurazione dell'attrito statico quando la velocità si annulla. In simulazione questo fenomeno non è modellizzato ma la coppia di attrito fissa cambia segno in funzione della velocità di colpo. Risulta che il comportamento complessivo che viene riprodotto è sufficientemente accurato.

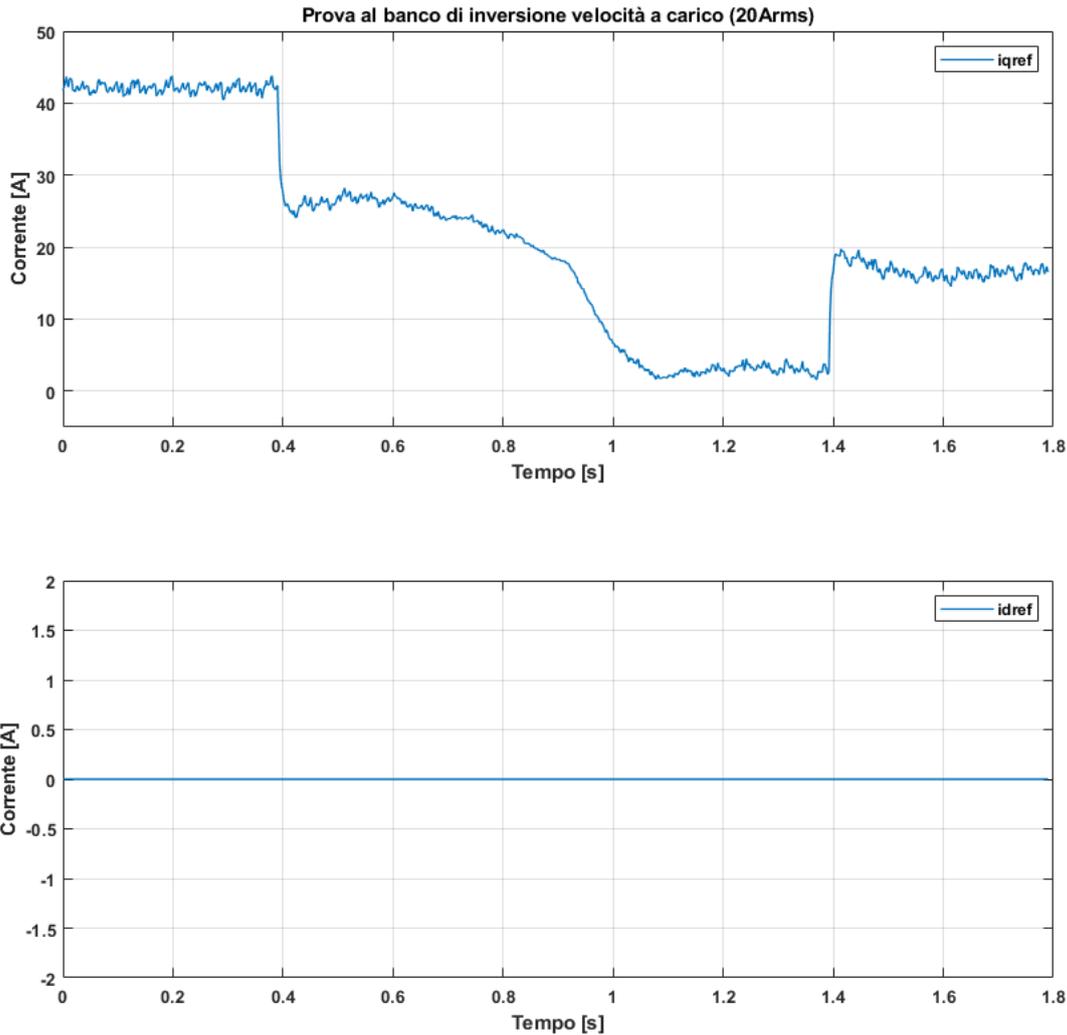


Fig. 77  $i_{sq}$  e  $i_{sd}$  nella prova di inversione di velocità a carico al banco.

Per quanto riguarda la corrente di asse q, dall'analisi dei dati di Fig. 77 e Fig. si nota che nella fase iniziale, sia in prova che in simulazione,  $I_{qref}$  si mantiene intorno a 40 - 42 A per sostenere la condizione di velocità positiva e il carico di 20 Arms. Subito dopo nella rampa di discesa della velocità (circa a 0.4 s), la corrente di asse q cala rapidamente a circa 22 - 23 A complice anche l'iniezione del feedforward negativo di asse q. Durante la fase centrale di inversione, attorno a 1.1 - 1.2 s, il valore minimo di  $I_{qref}$  raggiunto è di circa 3 A nella prova reale e poco inferiore, circa nulla, nella simulazione. Conclusa la rampa di inversione (dopo 1.4 s), la corrente si ristabilizza sui 18 A in entrambi i casi. Nel segnale simulato si osservano oscillazioni con ampiezza tipica inferiore ai 2 - 3 A, molto simile a quelle del banco.

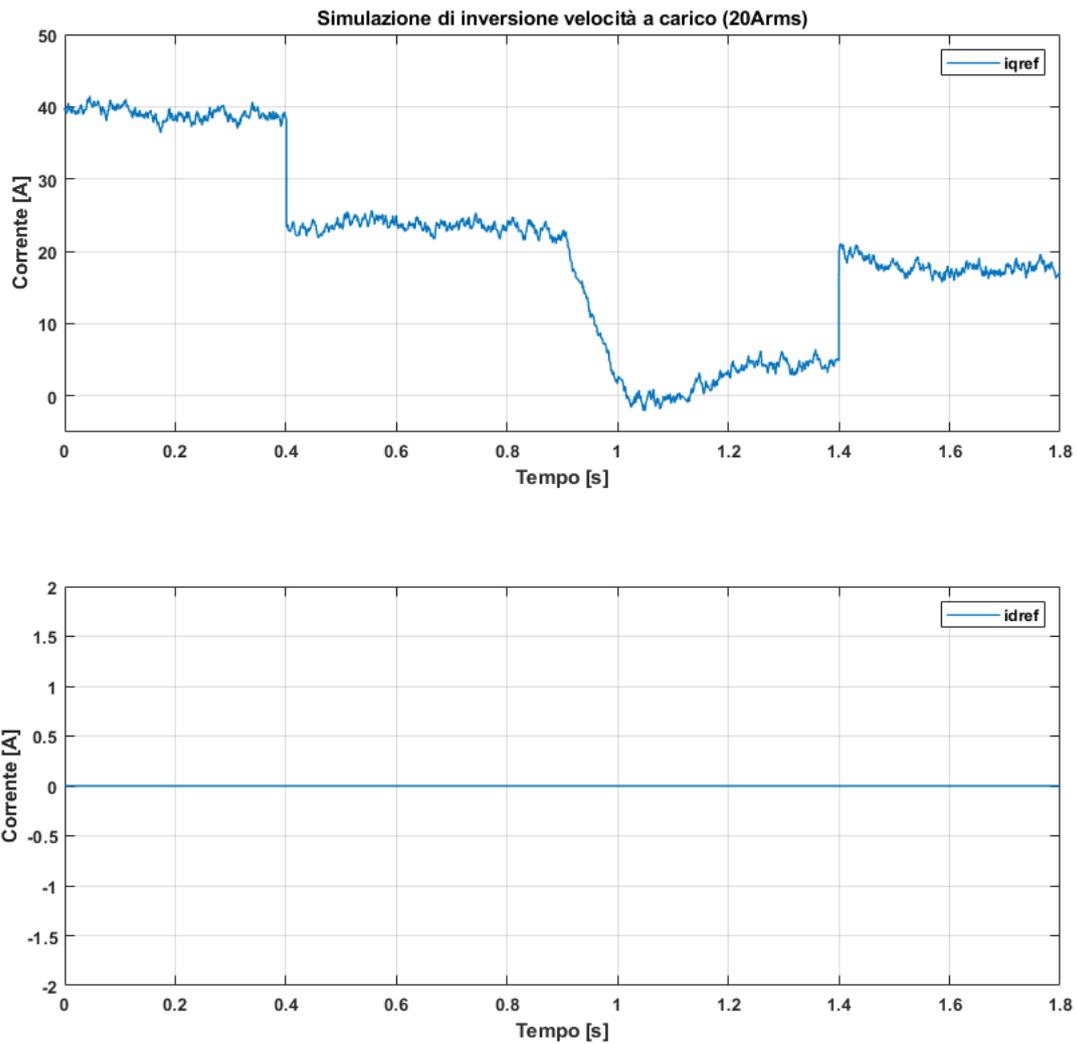


Fig. 78  $i_{sq}$  e  $i_{sd}$  nella simulazione di inversione di velocità a carico.

Per completezza e a supporto dell'analisi delle performance dell'azionamento durante la prova di inversione di velocità, si riportano in (Fig. 79) e (Fig. 80) anche le figure relative alle acquisizioni della tensione continua ( $v_{dc}$ ) e della corrente continua ( $i_{dc}$ ) sul collegamento lato bus DC dell'inverter.

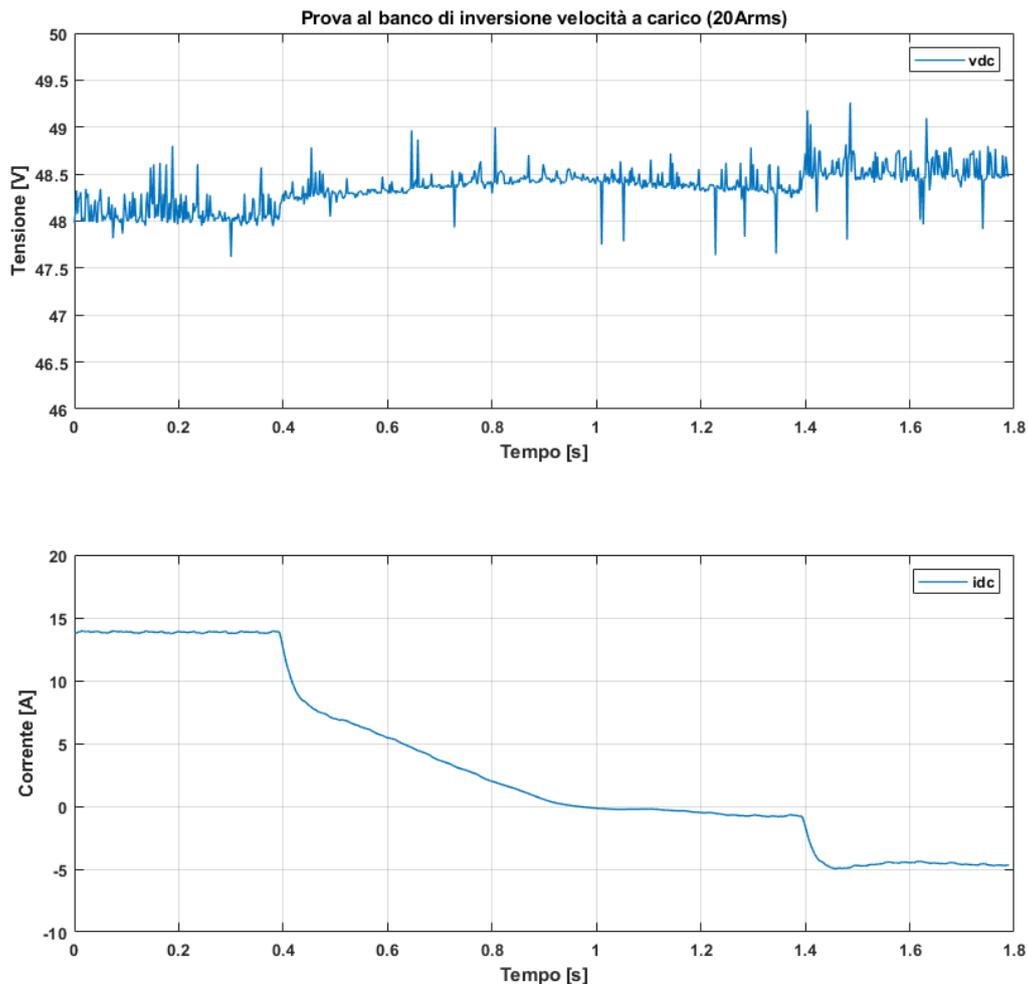


Fig. 79 Tensione del bus DC ( $v_{dc}$ ) e corrente calcolata sul bus ( $i_{dc}$ ) durante la prova al banco di inversione velocità.

L'andamento della corrente continua ( $i_{dc}$ ) durante la prova di inversione di velocità mostra una buona coerenza tra il banco reale e la simulazione. In entrambe le condizioni, la corrente si attesta inizialmente su valori prossimi a 13 - 14 A, necessari per sostenere il carico richiesto. In corrispondenza dell'inizio della rampa di inversione, si osserva una brusca diminuzione della corrente, che scende progressivamente fino a raggiungere valori anche leggermente negativi, indicativi della temporanea rigenerazione di energia in fase di frenata. Il valore minimo rilevato in entrambe le acquisizioni si attesta intorno ai -1 A in rampa, mentre al termine della manovra, dopo circa 1.4 s, la corrente si stabilizza su valori prossimi a -5 A sia nella prova reale sia nella simulazione. Si evidenzia, tuttavia, come il segnale acquisito in simulazione presenti una maggiore presenza di rumore e leggere oscillazioni rispetto al comportamento più regolare e idealizzato fornito dal banco, per via del filtraggio più pesante del segnale calcolato.

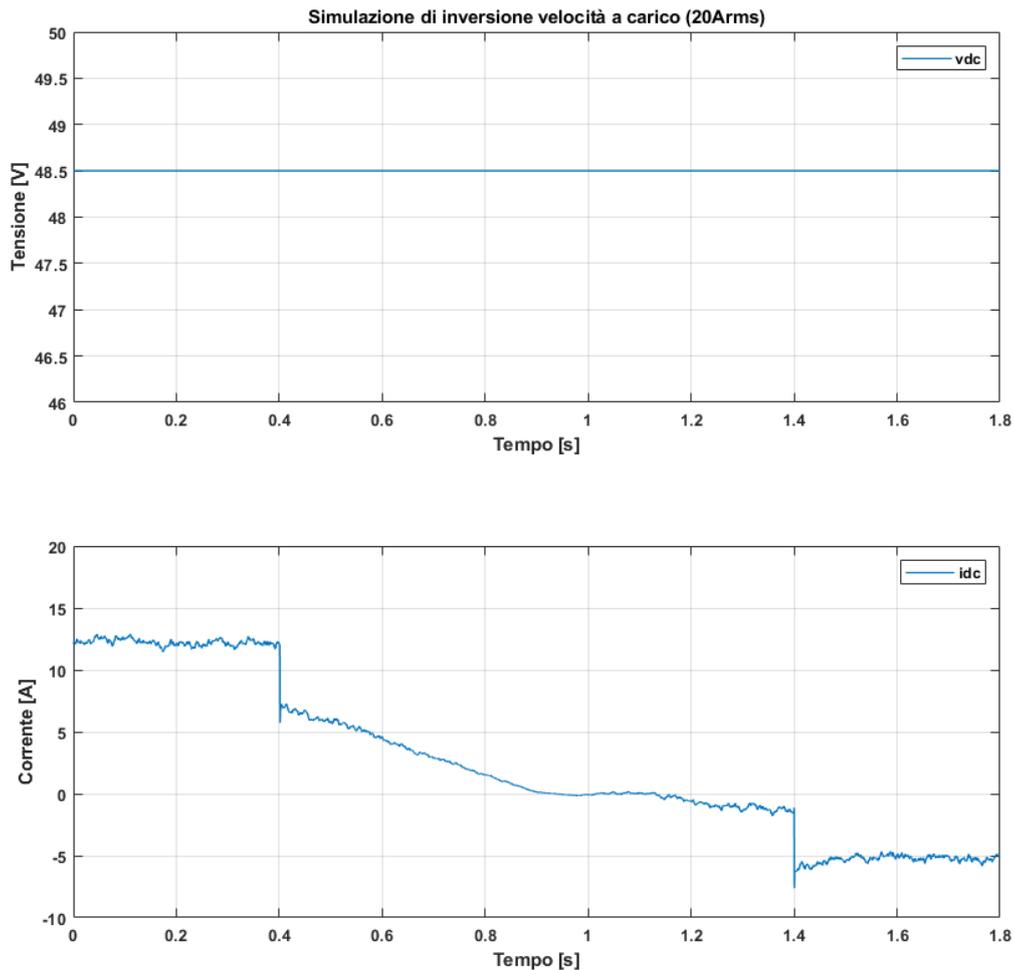


Fig. 80 Tensione del bus DC (*vdc*) e corrente calcolata sul bus (*idc*) durante la simulazione di inversione velocità.

Per quanto riguarda la tensione del bus DC (*vdc*), si nota una differenza sostanziale tra la simulazione e la prova reale. In simulazione la tensione rimane perfettamente costante al valore di 48.5 V per tutta la durata della prova, riflettendo un'ipotesi ideale di alimentazione priva di variazioni o disturbi. Nella prova reale, invece, *vdc* oscilla intorno a un valore medio di circa 48.2 – 48.5 V con leggere fluttuazioni, che rimangono comunque contenute entro un intervallo di  $\pm 0.5$  V rispetto al valore nominale. Tali variazioni sono principalmente dovute a fenomeni di caduta di tensione sui cavi di collegamento, sulle connessioni elettriche, ripple introdotto dall'inverter e transistori dovuti ai cambiamenti del flusso di potenza, specialmente nelle fasi dinamiche della manovra.

### 5.3.4 Parametri PI di velocità calcolati in autotuning

Il test conclusivo ha riguardato il confronto delle prestazioni del regolatore PI di velocità con i parametri ottenuti da ripetute prove al banco precedenti in una fase di taratura preliminare e con quelli generati dal modulo di autotuning. Per evidenziare le differenze nelle risposte dinamiche sarebbe ideale impiegare un gradino di velocità, ma sul banco reale un salto brusco richiederebbe correnti troppo elevate, causando la saturazione del regolatore e mascherando il comportamento vero del controllo. Di conseguenza, le prove sperimentali sono state condotte con una rampa di velocità ripida da 3000 RPM/s, mentre le risposte a gradino sono state ottenute per via teorica e riportate in Fig. 81. Questo approccio ha permesso di valutare in modo attendibile l'efficacia dell'autotuning, evidenziando le variazioni nei tempi di assestamento e nelle eventuali sovra elongazioni senza incorrere nei limiti fisici dell'inverter.

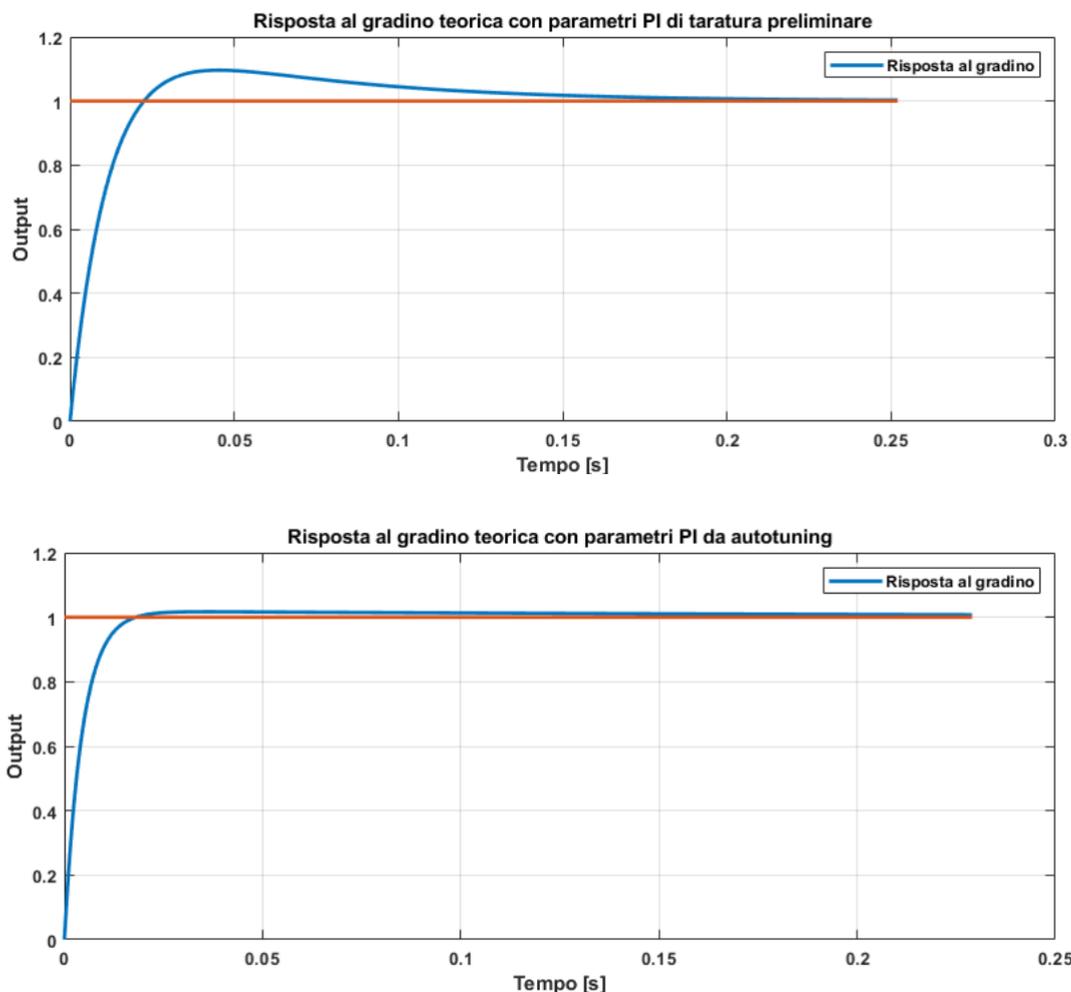


Fig. 81 Risposte al gradino teoriche con i diversi parametri per il PI di velocità.

Il risultato più significativo è che, senza dover ripetere molteplici test al banco, si è raggiunta una risposta in condizioni operative classiche sostanzialmente identica a quella ottenuta con la taratura manuale. Il sistema tarato in simulazione fornisce già parametri molto vicini a quelli finali, riducendo drasticamente il numero di tentativi necessari in laboratorio e accelerando la messa a punto complessiva.

In Fig. 82 e Fig. 83 si hanno i confronti delle rampe effettuate con i parametri PI di pretaratura e con i parametri PI forniti dall'autotuning.

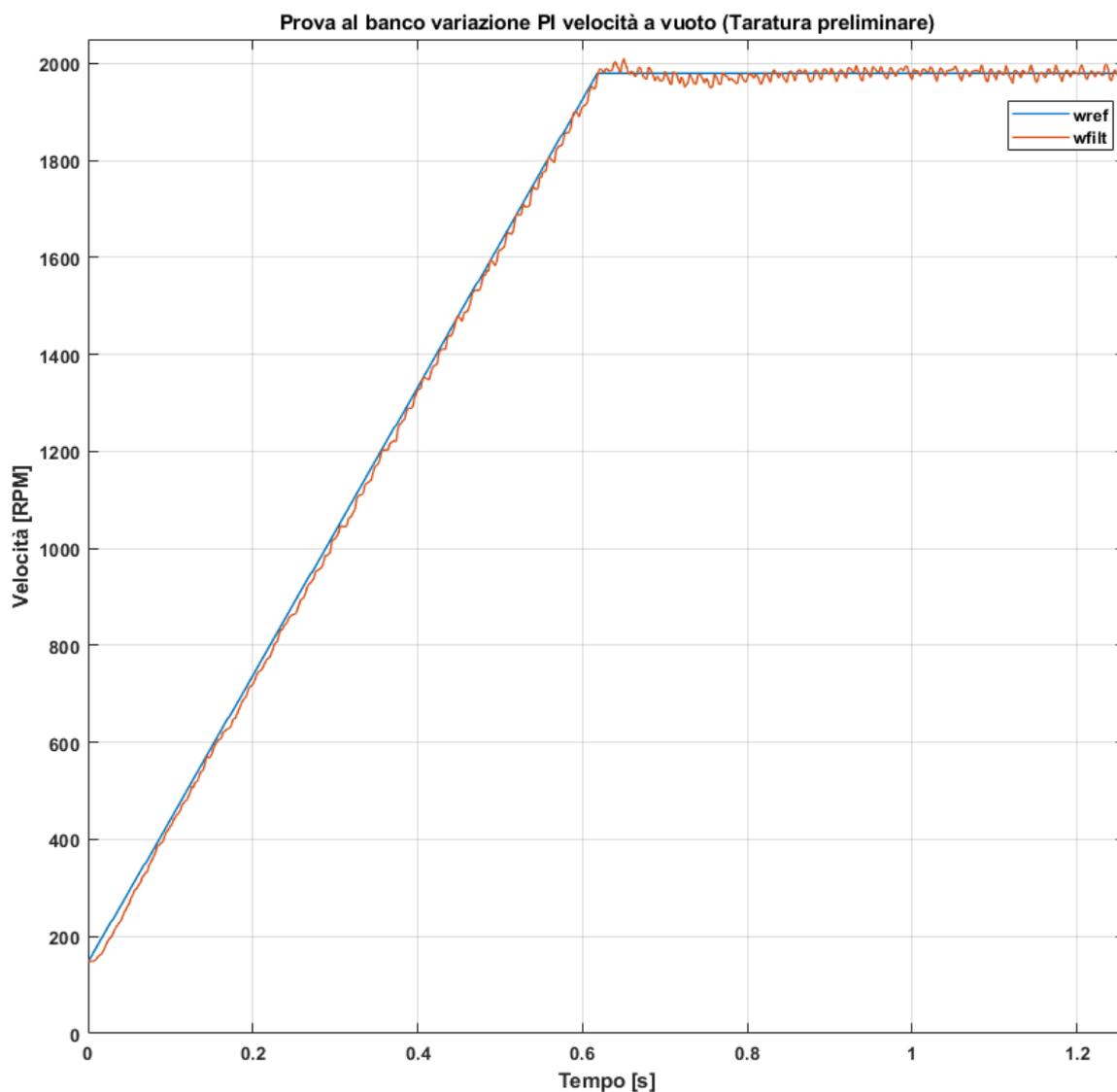


Fig. 82 Velocità target ( $w_{ref}$ ) e reale ( $w_{fil}$ ) nella prova di risposta dinamica con regolatore di velocità pretarato.

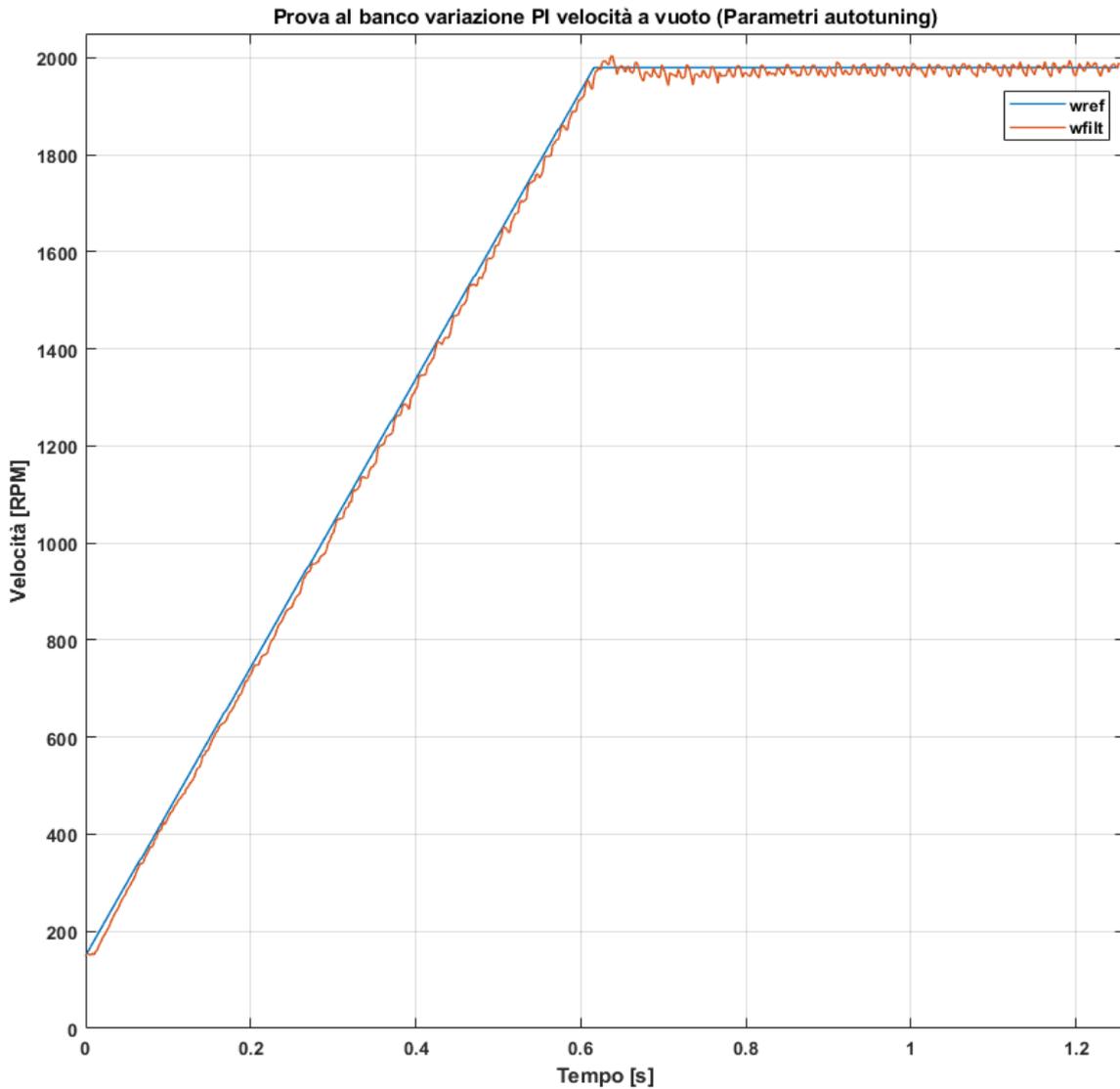


Fig. 83 Velocità target (*wref*) e reale (*wfilt*) nella prova di risposta dinamica con regolatore di velocità tarato.

La risposta in rampa con i due set di parametri PI non presenta scostamenti significativi, come già evidenziato in precedenza. Emerge una maggiore prontezza del sistema con i guadagni ottenuti dall'autotuning. Tuttavia, nei grafici delle acquisizioni di  $i_{sq}$  Fig. 84 e Fig. 85 è possibile notare che la corrente risulta più nervosa e oscillante del caso con prerogolazione. Questo fenomeno oltre a sporcare la forma d'onda di corrente è anche responsabile di una diminuzione dell'efficienza del sistema e può diventare problematico in caso di sensore di posizione rumoroso.

In questo caso abbiamo oscillazioni di corrente  $i_{sq}$  di  $\pm 1.7$  A nel caso della prova con parametri di pretaratura; le oscillazioni aumentano a  $\pm 3.75$  A nella prova con PI tarati.

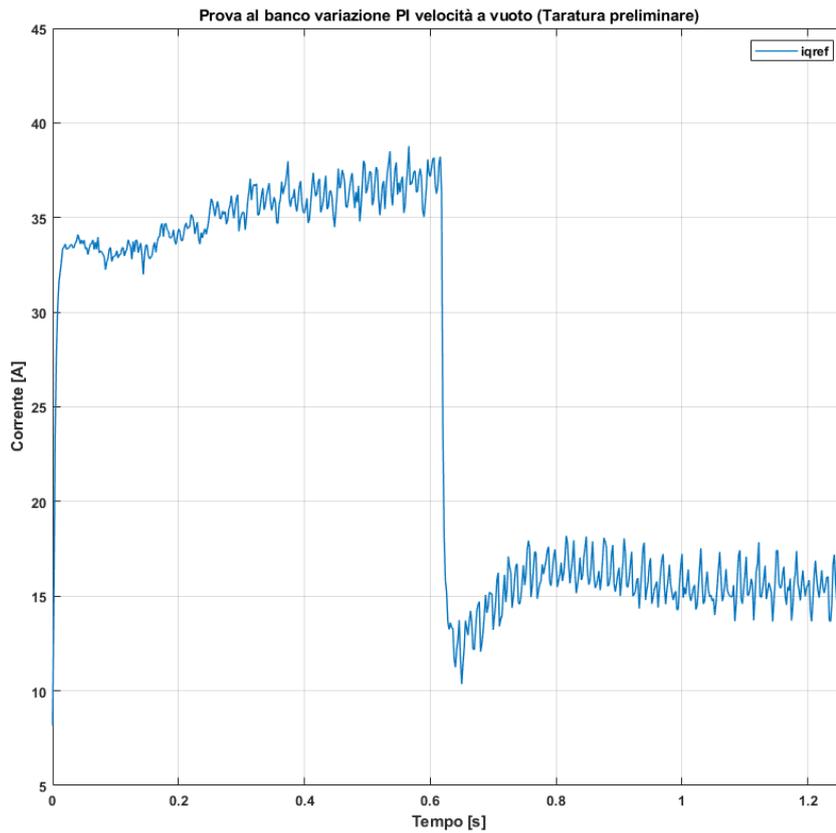


Fig. 84  $i_{sq}$  nella prova di risposta dinamica con regolatore di velocità pretarato.

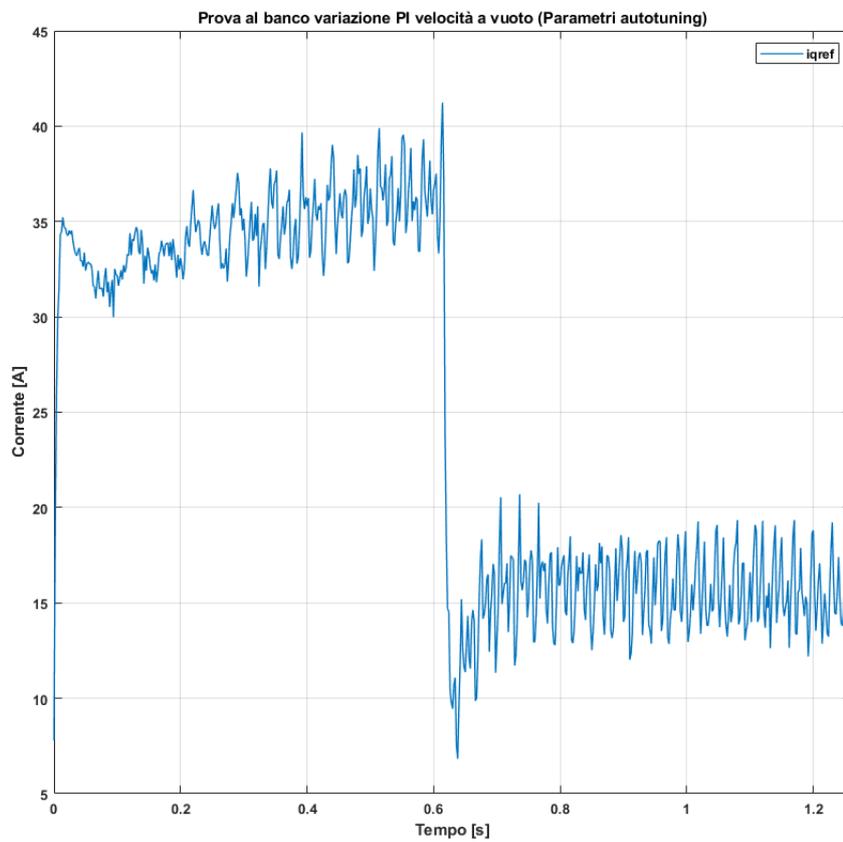


Fig. 85  $i_{sq}$  nella prova di risposta dinamica con regolatore di velocità tarato.

# Conclusioni e sviluppi futuri

L'obiettivo principale di questa tesi è stato la realizzazione di un modello di simulazione in ambiente Simulink del banco prova presente in Selcom completo, comprensivo di motore sincrono a magneti permanenti superficiali, inverter di potenza e circuito di controllo. Si è mirato a sviluppare una piattaforma virtuale in grado di riprodurre fedelmente il comportamento dinamico del sistema. Il modello permette di testare ogni configurazione e cambiamento di parametri del sistema senza ricorrere a sperimentazioni dirette sul prototipo fisico. Questa possibilità incrementa sensibilmente la modulabilità e la velocità di test del sistema.

L'intero banco prova virtuale è stato sottoposto a scenari operativi variabili quali variazioni di carico e rampe di velocità per valutare la coerenza del comportamento dinamico in transitorio e in regime permanente. Il modello simulato è stato confrontato con dati sperimentali raccolti sul banco reale, evidenziando scarti percentuali contenuti sia nella risposta torcente che nella regolazione di velocità, confermando così un elevato grado di accuratezza e attendibilità per applicazioni di progettazione e ottimizzazione.

Un elemento innovativo rispetto al sistema già in uso introdotto in questo lavoro è stato lo sviluppo di un processo di autotuning per il regolatore PI di velocità, integrato direttamente nel modello Simulink. A differenza delle tradizionali procedure di taratura manuale, l'autotuner sfrutta un approccio basato su un esperimento in anello chiuso per identificare automaticamente i parametri ottimali del controllo, garantendo tempi di risposta rapidi e minimizzando sovra elongazioni. L'integrazione di tale autotuning ha inoltre ridotto il tempo di messa a punto del regolatore, offrendo una piattaforma versatile per future sperimentazioni e applicazioni in contesti real-time o hardware-in-the-loop.

Inoltre, il modello è stato progettato fin dall'origine per supportare la generazione automatica di codice, aprendo la strada a possibili miglioramenti del controllo laddove si sono evidenziate criticità, come l'ingresso in deflussaggio che ne limita l'utilizzo ad elevate dinamiche.

Pur garantendo una valida approssimazione del comportamento dinamico del banco prova, il modello sviluppato presenta alcune semplificazioni che ne limitano il realismo

in specifiche applicazioni. In particolare, l'inverter è modellato in forma ideale, senza tener conto delle perdite di commutazione, delle cadute di tensione sui dispositivi di potenza e dei ritardi introdotti dal gate driver. Analogamente, il modello SPMSM non include gli effetti di saturazione del ferro, trascurando variazioni non lineari della permeabilità magnetica a elevati livelli di flusso. Tali idealizzazioni consentono simulazioni rapide e pulite, ma non rendono pienamente conto dell'efficienza reale del sistema né delle distorsioni armoniche e delle perturbazioni causate dallo switching. Per ottenere una rappresentazione più accurata di questi fenomeni, è necessario adottare un approccio basato su componenti elettromeccanici dettagliati in Simscape, che includano modelli di perdita, saturazione magnetica e dinamiche reali dei convertitori di potenza. I risultati raggiunti con scostamenti rispetto ai dati sperimentali contenuti dimostrano il successo dell'approccio nel soddisfare gli obiettivi prefissati. La piattaforma modulare e veloce si presta a studi di ottimizzazione e diagnostica e costituisce un solido punto di partenza per estensioni future.

# Bibliografia

- [1] M. Mengoni, *Dispense del corso "Azionamenti elettrici per applicazioni industriali ed eoliche"*.
- [2] A. Tani, *Dispense del corso "Conversione statica dell'energia elettrica"*.
- [3] Micro Precision, «Datasheet alimentatori,» [Online]. Available: <https://microprecision.com/calibration/delta-elektronika-sm30-100d/>.
- [4] Bonfiglioli S.p.A., «Datasheet motori SPMSM,» [Online]. Available: <https://www.bonfiglioli.com/italy/it/prodotto/motori-elettrici-per-pompa-in-applicazioni-mobility>.
- [5] RLS d.o.o., «Datasheet Encoder,» [Online]. Available: <https://www.rls.si/eng/fileuploader/download/download/?d=1&id=302&title=Data+sheet%3A+RM44%2FRM58+rotary+magnetic+encoder+with+AM4096+%28RM4458D02%29>.
- [6] Kistler Group, «Datasheet Torsiometro,» [Online]. Available: [https://kistler.cdn.celum.cloud/SAPCommerce\\_Download\\_original/960-275e.pdf](https://kistler.cdn.celum.cloud/SAPCommerce_Download_original/960-275e.pdf).
- [7] LeCroy Corporation, «Datasheet Oscilloscopio,» [Online]. Available: <https://www.testequipmenthq.com/datasheets/LECROY-WAVESURFER%20424-Datasheet.pdf>.
- [8] MathWorks, «Surface Mount PMSM,» [Online]. Available: <https://it.mathworks.com/help/releases/R2024b/mcb/ref/surfacemountpmsm.html>.
- [9] MathWorks, «Average-value Inverter,» [Online]. Available: <https://it.mathworks.com/help/releases/R2024b/mcb/ref/averagevalueinverter.html>.

- [10] T.-S. Kwon e S.-K. Sul, «Novel Anti-Windup of a Current Regulator of a Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor for Flux-Weakening Control,» *IEEE*, 2006.
- [11] B.-H. Bae, N. Patel, S. Schulz e S.-K. Sul, «New Field Weakening Technique for High Saliency Interior Permanent Magnet Motor,» *IEEE*, 2004.
- [12] M. Gierczynski, R. Jakubowski, E. Kupiec, L. J. Niewiara, T. Tarczewski e L. M. Grzesiak, «Identification of the Parameters of the Highly Saturated Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM): Selected Problems of Accuracy,» 3 Dicembre 2024. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/3072198>.