

POLITECNICO DI TORINO

Tesi di Laurea Magistrale in Ingegneria Meccanica



Digital twin di una valvola a farfalla

ANALISI E MODELLAZIONE DEL SISTEMA DI CONTROLLO
DI UNA VALVOLA A FARFALLA

CHIANI MATTEO

Relatore: Prof. Massimo Sorli

Sommarario

1	Introduzione	4
1.1	Descrizione del progetto di tesi	4
1.1.1	Definizione di un Digital Twin	4
1.1.2	Definizione di un controllo robusto	4
1.2	Definizione degli obiettivi	5
2	Descrizione della valvola a farfalla	5
2.1	Funzione principale di una valvola a farfalla	5
2.2	Tipologie di valvole a farfalla	8
2.2.1	Electromotive throttle actuators	8
2.2.2	Electronic throttle actuators	9
2.2.3	Air management valves	10
2.2.4	Air flap servomotors	11
2.3	Descrizione dei componenti di una valvola a farfalla	12
3	Modellazione	16
3.1	Introduzione	16
3.2	Modello elettrico	16
3.2.1	Algoritmo di controllo PID	16
3.2.2	Elettronica di potenza e H-Bridge	20
3.2.3	Motore DC	20
3.3	Modello meccanico	23
3.3.1	Modello dinamico lineare	23
3.3.2	Modelli di attrito	29
3.3.3	Hard-stop	37
3.3.4	Effetto aerodinamico	38
3.3.5	Effetto della temperatura	54
3.4	Modello del sistema lineare	58
3.5	Modello del sistema non lineare	63
3.6	Modello del sistema lineare ridotto	65
4	Implementazione dei requisiti di sistema	67
4.1	Requisiti di una TVA	68
4.2	Requisiti di nomenclatura delle variabili	72
5	Implementazione dei modelli in Matlab	72
5.1	Matlab System Composer	72
5.2	Matlab Simulink	74

5.3	Matlab Simscape	75
6	Implementazione della FMEA di sistema	76
6.1.1	Obiettivi della FMEA.....	76
6.1.2	FMEA di progetto (DFMEA)	76
6.1.3	FMEA di processo (PFMEA)	76
6.1.4	FMEA e FMECA	77
6.2	Metodo di costruzione	77
6.2.1	Identificazione del componente o sistema	78
6.2.2	Definizione delle funzioni elementari.....	78
6.2.3	Analisi dei “cinque Perché”	78
6.2.4	Effetti e indice di Severity	79
6.2.5	Cause e indice di Occurrence.....	80
6.2.6	Modalità di individuazione e indice di Detection	81
6.2.7	Indice RPN.....	82
6.3	Conclusioni.....	82
7	Sperimentazione.....	84
7.1	Setup sperimentale	84
7.1.1	Schema setup.....	84
7.1.2	Strumentazione.....	86
7.1.3	Descrizione del banco prova	86
7.2	Procedura di test e acquisizione	95
7.2.1	Test su motore DC	95
7.2.2	Test sul corpo farfallato e caratterizzazione dei parametri	137
7.3	Validazione del modello.....	148
7.3.1	Step response.....	150
7.3.2	Drive cycle response	150
7.3.3	Diagrammi di Bode.....	155
8	Definizione di un PID migliorato.....	158
8.1	Ramo di Anti Wind-up.....	158
8.2	Taratura dei guadagni del controllo.....	158
9	Validazione del controllo	162
9.1	Drive cycle response	162
9.2	Sensibilità e Rigidezza	166
9.3	Indice di robustezza.....	169
9.3.1	Test di robustezza attraverso l’analisi di Monte Carlo	169

9.4	Spring fault test	173
10	Conclusione.....	176
11	Bibliografia	177
12	Indice delle figure	177

Capgemini Engineering Revised Boilerplate

April 28, 2022

About Capgemini Engineering

World leader in engineering and R&D services, Capgemini Engineering combines its broad industry knowledge and cutting-edge technologies in digital and software to support the convergence of the physical and digital worlds. Coupled with the capabilities of the rest of the Group, it helps clients to accelerate their journey towards Intelligent Industry. Capgemini Engineering has more than 55,000 engineer and scientist team members in over 30 countries across sectors including Aeronautics, Space, Defense, Naval, Automotive, Rail, Infrastructure & Transportation, Energy, Utilities & Chemicals, Life Sciences, Communications, Semiconductor & Electronics, Industrial & Consumer, Software & Internet.

Capgemini Engineering is an integral part of the Capgemini Group, a global leader in partnering with companies to transform and manage their business by harnessing the power of technology. The Group is guided every day by its purpose of unleashing human energy through technology for an inclusive and sustainable future. It is a responsible and diverse organization of over 340,000 team members in more than 50 countries. With its strong 55-year heritage and deep industry expertise, Capgemini is trusted by its clients to address the entire breadth of their business needs, from strategy and design to operations, fueled by the fast evolving and innovative world of cloud, data, AI, connectivity, software, digital engineering and platforms. The Group reported in 2021 global revenues of €18 billion.

Get the Future You Want | www.capgemini.com

Capgemini Engineering

Leader mondiale nei servizi di Engineering e R&D, Capgemini Engineering combina la sua profonda conoscenza dei settori industriali e le tecnologie all'avanguardia in ambito digital e software a supporto della convergenza tra mondo fisico e digitale. Beneficiando anche delle competenze del resto del Gruppo, aiuta i clienti ad accelerare il loro percorso verso l'Intelligent Industry.

Capgemini Engineering può contare su più di 55.000 membri di un team di ingegneri e scienziati in oltre 30 paesi nel mondo, con competenze in diversi settori che includono Aeronautics, Space, Defense, Naval, Automotive, Rail, Infrastructure & Transportation, Energy, Utilities & Chemicals, Life Sciences, Communications, Semiconductor & Electronics, Industrial & Consumer, Software & Internet.

Capgemini Engineering è parte integrante del Gruppo Capgemini, leader mondiale nel supportare le aziende nel loro percorso di trasformazione digitale e di business facendo leva sul potere della tecnologia. Lo scopo del Gruppo è garantire un futuro inclusivo e sostenibile, sprigionando l'energia umana attraverso la tecnologia. Capgemini è un'organizzazione responsabile e diversificata di oltre 340.000 persone presente in più di 50 paesi nel mondo. 55 anni di esperienza e una profonda conoscenza dei settori di mercato rendono Capgemini un partner affidabile per i suoi clienti, in grado di fornire soluzioni innovative per le loro esigenze di business, dalla strategia alla progettazione alle operation, grazie alle competenze in ambito cloud, dati, AI, connettività, software, digital engineering e piattaforme. Nel 2021 il Gruppo ha registrato ricavi complessivi pari a 18 miliardi di euro.

Get the Future You Want | www.capgemini.com

1 Introduzione

1.1 Descrizione del progetto di tesi

Il progetto RAC (Robust Actuator Control) si divide in due fasi complementari, strettamente collegate. La tesi fa riferimento soltanto alla prima, ma il lavoro completo è da ricercare nel progetto nella sua totalità, essendo frutto di una costante collaborazione tra le due parti. Di seguito vengono presentate le due parti.

1.1.1 Definizione di un Digital Twin

La prima fase del progetto si concentra sullo sviluppo del modello di un TVA (Throttle Valve Actuator) e alla progettazione di un sistema di controllo performante.

Il primo passo verte sulla definizione del sistema elettromeccanico di riferimento. Per la corretta implementazione del modello si esegue preventivamente la scrittura dei requisiti di sistema, i quali racchiudono le proprietà, i sottomodelli, i parametri e le variabili del sistema. Si fa particolare attenzione alle non linearità, tra cui attrito e rigidità delle molle di richiamo.

Una volta definito il modello in ambiente MATLAB Simulink e System Composer si effettua la parametrizzazione del sistema. Vengono definite delle prove sperimentali utili alla caratterizzazione dei parametri del modello. In questa fase si sceglie un tradizionale controllo PID per l'esecuzione delle prove, che verrà sostituito successivamente da un PID più performante; la definizione di controlli alternativi più robusti sarà invece l'obiettivo della seconda fase del progetto.

Si passa quindi alla validazione del modello. Si confrontano il comportamento sperimentale della valvola e quello simulato in risposta a diversi segnali di set di posizione.

Se l'osservazione supera i risultati attesi il progetto si può già spostare sulla definizione di altri controlli più robusti; in parallelo è possibile studiare la variazione dei parametri del sistema a seguito dell'usura dei componenti o della variazione di temperatura. Tale studio sarà poi utile per valutare la robustezza del controllo.

Infine, si effettua un'analisi delle modalità di guasto più frequenti che possono intaccare il sistema in esame. Lo scopo finale sarà quello di valutare l'effetto dei guasti sul comportamento della valvola.

1.1.2 Definizione di un controllo robusto

La seconda fase del progetto si concentra sulla definizione di un controllo robusto per l'attuatore analizzato nella prima fase.

Si recupera il modello non lineare del TVA analizzato in precedenza e si trova una sua linearizzazione. Dal modello lineare, più semplice di quello non lineare, si può eseguire la progettazione del controllo.

Si definiscono diverse strategie di controllo, da quelle tipiche, più utilizzate in ambito automotive, a quelle più complesse, ancora in via di sviluppo. Il design fa riferimento ad alcuni requisiti di performance, sia in termini di risposta dinamica che di robustezza. Si richiama la definizione di Model Based design, per cui si effettua la progettazione del controllo a partire da un modello semplificato di sistema per poi validare le performance sul componente reale.

Segue la validazione del controllo attraverso l'esecuzione di simulazioni sul modello non lineare. I controlli che in ottica Model-In-The-Loop presentano le prestazioni migliori verranno testati in Hardware-In-The-Loop, per poi eseguire un confronto tra risultati sperimentali e simulati.

1.2 Definizione degli obiettivi

L'obiettivo principale del progetto RAC è la definizione di un metodo di progettazione versatile del controllo di un attuatore, nello specifico si fa riferimento ad un ETC (Electronic Throttle Controller), il sistema che comprende il TVA e l'elettronica di controllo e di potenza ad esso associata. Durante lo sviluppo del progetto si fa particolare attenzione alla flessibilità del metodo, cioè alla sua capacità di adattarsi a vari tipi di sistemi di attuazione.

Gli obiettivi secondari possono essere riassunti in:

1. Implementazione dei requisiti in documenti compatibili con System Composer;
2. Uso completo del tool MATLAB System Composer;
3. Definizione di un data dictionary coerente e versatile;
4. Validazione dei modelli d'attrito;
5. Implementazione di un'analisi FMEA.

2 Descrizione della valvola a farfalla

Il funzionamento ottimale di un motore a combustione e le emissioni inquinanti minime ad esso associate si basano sul controllo del flusso di aria di aspirazione. Un ETC consente di abbinare esattamente la quantità di aria di aspirazione alle condizioni operative, indipendentemente dai requisiti prestazionali del conducente. In definitiva un ETC dà un importante contributo per un'efficace combustione del carburante e per la riduzione delle emissioni inquinanti.

2.1 Funzione principale di una valvola a farfalla

In termini generali, la valvola a farfalla deve regolare l'alimentazione di aria per il motore a combustione. A seconda del tipo di motore, la valvola agisce in diversi modi (my-cardictionary.com, s.d.).

Nel caso dei motori a benzina, la velocità e la potenza sono regolate mediante dosaggio di aria fresca o della miscela aria/carburante.

I motori diesel generalmente non hanno bisogno di una valvola a farfalla per aumentare l'efficienza del motore. Tuttavia, nelle moderne auto diesel, quando il motore si trova in situazioni di basso carico, la limitazione della quantità di aria di aspirazione facilita il controllo del ricircolo dei gas di scarico (EGR, Exhaust Gas Recirculation). Un altro vantaggio si ha quando il motore viene spento: la valvola si chiude e blocca il passaggio di aria ai cilindri, questo aiuta a ottenere uno spegnimento relativamente più graduale, senza scossoni da parte del motore. Il corpo farfallato funziona come una valvola "anti-brivido" (ASV, Anti-Shudder Valve).

La valvola a farfalla è installata nel sistema di aspirazione dell'aria del motore a combustione. L'angolo di apertura della valvola determina quanta aria fresca o miscela aria/carburante scorre nei cilindri. Muovendo il pedale dell'acceleratore di un veicolo con il piede si comanda l'apertura o la chiusura della valvola. Un sistema di controllo garantisce che il piattello raggiunga la posizione stabilita.

Di seguito si analizza l'effetto dell'apertura della valvola sulla caduta di pressione e quindi sulla portata di aria/miscela passante (Pedersen, 2013):

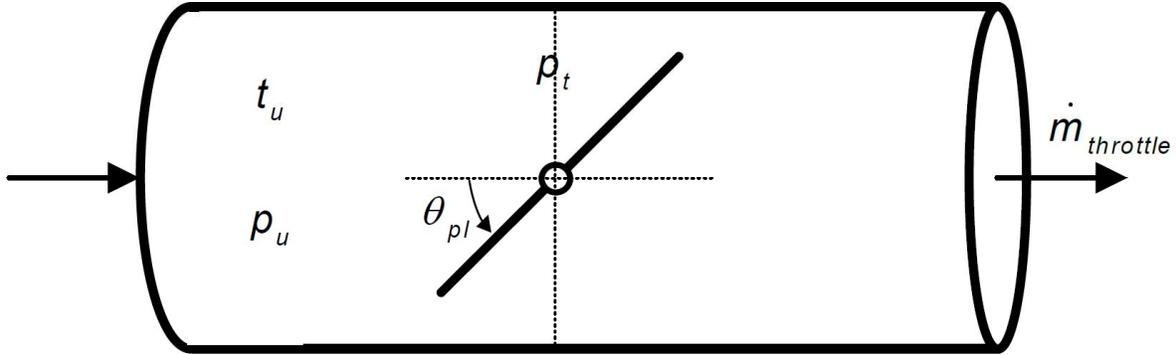


Figure 1. Modello condotto con valvola a farfalla (Pedersen, 2013)

La portata in massa di aria passante attraverso la valvola a farfalla è data dall'equazione:

$$\dot{m}_{thrott} = A_{throttle}(\theta_l) C \frac{p_u}{\sqrt{R T_u}} \Phi \left(\frac{p_t}{p_u} \right)$$

Dove compaiono:

- La costante caratteristica dell'aria, R .
- La sezione di passaggio, $A_{throttle}$, dipendente dall'angolo di apertura della valvola, θ_l . In particolare, per una sezione ellittica, definendo con $\frac{r}{r_1}$ il rapporto tra il raggio del condotto e quello del piattello, si ha:

$$A_{throttle}(\theta_l) = \pi r^2 \left(1 - \frac{r}{r_1} \cos(\theta_l) \right)$$

- La pressione a monte della valvola, p_u .
- Il flusso di aria passante, Φ , dipendente dal rapporto di pressione tra valle e monte, $\frac{p_t}{p_u}$. In particolare, definendo con k il rapporto tra calore specifico a pressione costante e quello a volume costante (1,4 per l'aria), il flusso può essere definito come:

$$\Phi \left(\frac{p_t}{p_u} \right) = \left(\frac{p_t}{p_u} \right)^{\frac{1}{k}} \sqrt{\frac{2k}{k-1} \left[1 - \left(\frac{p_t}{p_u} \right)^{\frac{k-1}{k}} \right]}, \quad \left(\frac{p_t}{p_u} \right) \geq \left(\frac{k+1}{2} \right)^{\frac{k}{1-k}} \quad (\text{flusso subsonico})$$

$$\Phi \left(\frac{p_t}{p_u} \right) = \sqrt{k} \left(\frac{2}{k+1} \right)^{\frac{(k+1)}{2(k-1)}}, \quad \left(\frac{p_t}{p_u} \right) < \left(\frac{k+1}{2} \right)^{\frac{k}{1-k}} \quad (\text{flusso sonico})$$

Esplicitando la sezione di passaggio dall'equazione della portata in massa, si trova una relazione tra l'angolo di apertura e le proprietà del flusso di aria:

$$A_{throttle}(\theta_l) = \frac{\dot{m}_{throttle}}{C \frac{p_u}{\sqrt{R T_u}} \Phi\left(\frac{p_t}{p_u}\right)} = f_1(\dot{m}_{throttle}, p_u, T_u, p_t)$$

$$\theta_l = f_2(f_1, r, r_1)$$

Lo scopo del sistema di controllo della posizione della valvola a farfalla è quello di controllare la posizione angolare della piastra all'interno della valvola a farfalla. Il controller misura la posizione della piastra dell'acceleratore e la regola per soddisfare il set di posizione. La posizione della piastra viene regolata utilizzando la coppia prodotta da un motore DC e trasmessa da un sistema di ingranaggi, interni al corpo valvola.

Le valvole a farfalla sono esenti da manutenzione. Sono progettate per durare l'intera vita utile del veicolo. Una scarsa manutenzione (ad esempio il mancato ricambio dell'olio) può portare all'eccessiva sedimentazione di sporco sulla valvola a farfalla, con conseguente usura prematura o addirittura guasto completo del componente. Per questo motivo, il rispetto degli intervalli di manutenzione prescritti dal costruttore del veicolo è essenziale.

Il perfetto funzionamento della valvola a farfalla è la chiave per uno sviluppo ottimale della potenza del veicolo in situazioni critiche. In quanto tali, le valvole a farfalla contribuiscono in modo essenziale al miglioramento della sicurezza stradale.

2.2 Tipologie di valvole a farfalla

Nei motori di vecchia generazione, la valvola a farfalla è collegata direttamente al pedale dell'acceleratore e azionata meccanicamente tramite un cavo. Per i veicoli più recenti ci sono vari principi di funzionamento.

2.2.1 Electromotive throttle actuators

Con gli *Electromotive Throttle Actuators* o *attuatori elettromotori a farfalla*, la posizione della valvola a farfalla viene regolata meccanicamente tramite il cavo Bowden dell'acceleratore. L'elettronica della valvola inoltra la posizione della valvola all'unità di controllo del motore come segnale elettrico. Queste informazioni vengono confrontate con altri dati aggiornati provenienti da una varietà di sensori di gestione del motore. L'unità di controllo del motore calcola continuamente la posizione ottimale dell'acceleratore nei confronti dei consumi e delle emissioni di gas di scarico e invia queste informazioni alla valvola a farfalla come segnale di controllo elettrico. La posizione della valvola a farfalla viene quindi messa a punto con l'assistenza di un servomotore (my-cardictionary.com, s.d.).



Figure 2. Electromotive throttle actuators (my-cardictionary.com, s.d.)

2.2.2 Electronic throttle actuators

Con gli *Electronic Throttle Actuators* o *attuatori elettronici a farfalla*, non vi è alcun collegamento diretto al pedale dell'acceleratore. Il carico desiderato dal conducente viene catturato dal pedale dell'acceleratore elettronico. La gestione del motore abbina in modo continuo questo segnale a tutti gli altri dati disponibili dai sensori del motore, utilizzando le informazioni ottenute per calcolare la posizione ottimale dell'acceleratore in base alla situazione. L'attuatore elettronico a farfalla è controllato esclusivamente utilizzando il segnale di controllo della gestione del motore con l'assistenza di un servomotore (my-cardictionary.com, s.d.).



Figure 3. *Electronic throttle actuators (my-cardictionary.com, s.d.)*

2.2.3 Air management valves

Le valvole a farfalla utilizzate nei motori diesel sono generalmente indicate come *Air Management Valves* o *valvole di gestione dell'aria*. Le valvole di gestione dell'aria possono essere con o senza elettronica di controllo integrata. Come indicato sopra, le valvole di gestione dell'aria strozzano l'aria nel sistema di aspirazione dei motori diesel tramite mezzi elettromotori al fine di ottenere un ricircolo dei gas di scarico controllato con precisione e prevenire il tremolio che altrimenti si verificherebbe quando si spegne il motore (my-cardictionary.com, s.d.). Nel progetto di tesi è stata studiata questa tipologia di valvola, poiché messa a disposizione dal laboratorio dell'azienda ospitante.



Figure 4. Air management valves (my-cardictionary.com, s.d.)

2.2.4 Air flap servomotors

Gli *Air Flap Servomotors* o *servomotori a deflettori d'aria* sono attuatori elettrici con sensore di posizione integrato ed elettronica integrata opzionale. Facilitano la regolazione continua dei flap dei tubi di aspirazione o delle palette di guida del turbocompressore e, mediante un controllo più preciso, possono sostituire gli azionamenti pneumatici convenzionali che non sono più sufficienti per i requisiti avanzati che devono essere soddisfatti (my-cardictionary.com, s.d.).



Figure 5. Air flap servomotors (my-cardictionary.com, s.d.)

2.3 Descrizione dei componenti di una valvola a farfalla

Un TVA è costituito da un motore in DC in grado di far ruotare, attraverso una trasmissione intermedia, l'albero di un piattello, il quale determina la luce di passaggio dell'aria attraverso la valvola (Fragassa, 2009).

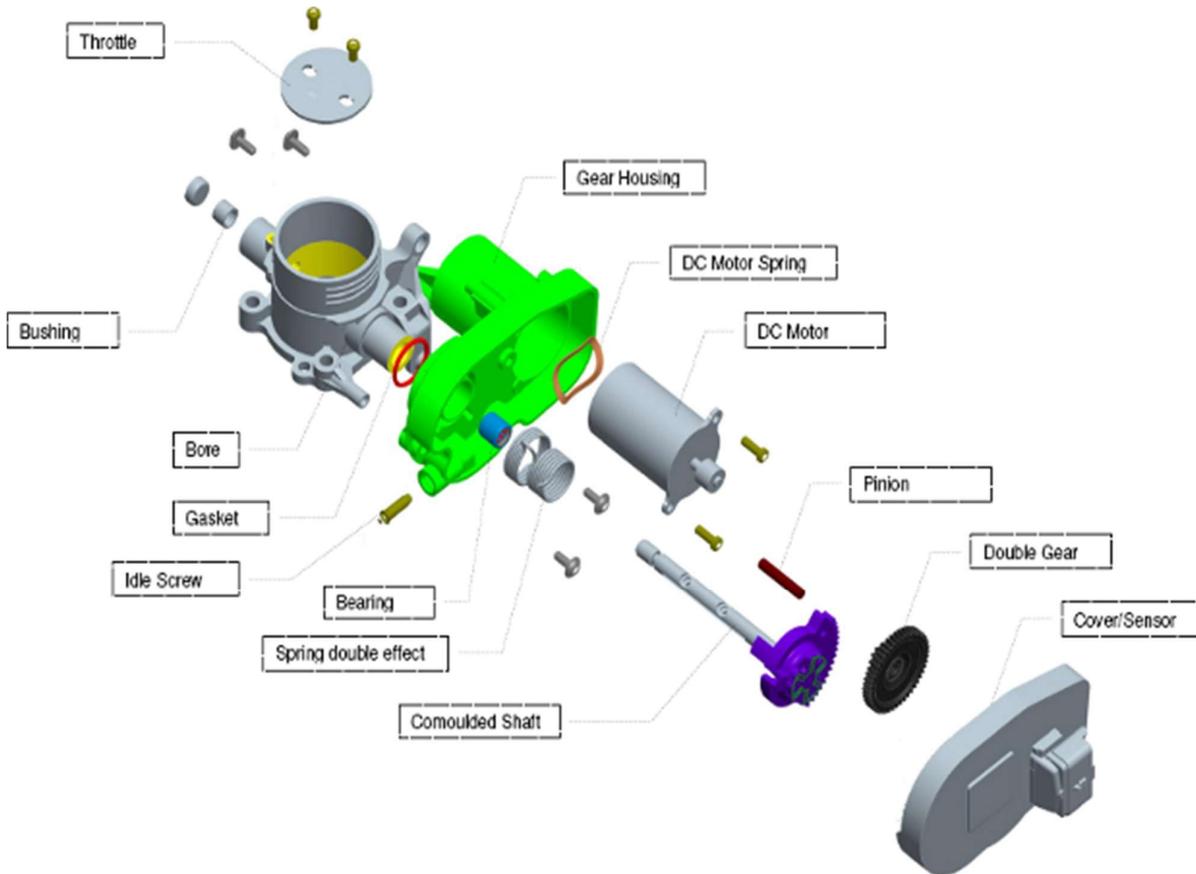


Figure 6. Esploso di un corpo valvola (Fragassa, 2009)

2.3.1 Azionamento del motore DC

Per azionare il motore in modo bidirezionale e anche per amplificare la corrente, è necessario un *ponte H* o *H-bridge*, non integrato al corpo farfallato. Al fine di ridurre il consumo energetico e anche di attenuare i picchi di corrente, il segnale di controllo inviato dal microcontrollore al circuito H-bridge è sotto forma di *segnale con modulazione della larghezza di impulso* (PWM, Pulse Width Modulation). Il sistema formato dalla TVA e dall'elettronica di controllo e di potenza è detto ETC.

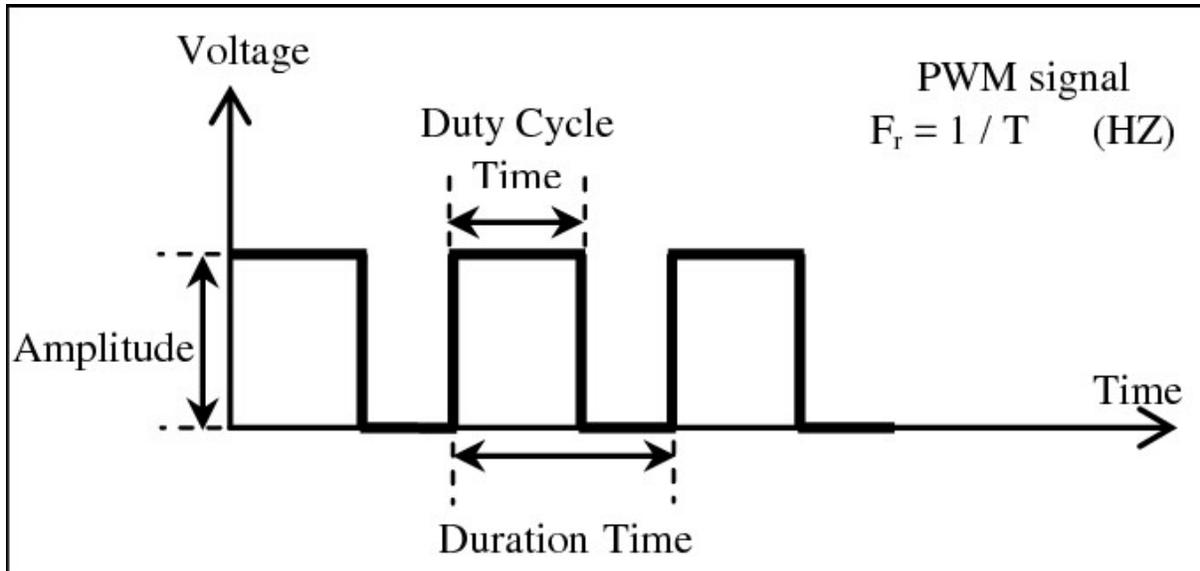


Figure 7. Grafico PWM

Il PWM è un treno di impulsi in tensione che viaggia ad ampiezza costante, generalmente tra tensione nulla e una tensione massima fissata dall'alimentazione del microprocessore; esso è caratterizzato da un periodo, che descrive l'ampiezza massima dell'impulso nel tempo, e da un ciclo di lavoro o Duty Cycle, una percentuale rispetto al periodo che descrive l'ampiezza dell'impulso nel tempo. Il termine PWM, infatti, si traduce con modulazione di larghezza di impulso proprio per sottolineare la possibilità di variare la frazione di tempo che caratterizza l'impulso. Essendo un segnale di segno positivo è necessario un secondo segnale in grado di descrivere la direzione della tensione; anche qui si tratta di un segnale digitale positivo, con la particolarità che si ha una variazione di segno sul PWM quando la tensione passa dal valore zero a quello massimo imposto dall'alimentazione del microprocessore. In altre parole, la scheda prevede un segno di default per il PWM che viene variato ogni volta che il segnale di direzione raggiunge la tensione massima. Il microprocessore viene alimentato di solito ad una tensione molto più bassa di quella utilizzata per i motori DC degli attuatori; quindi, il PWM generato dalla sola scheda non è in grado di comandare il motore in questione. È necessario un secondo dispositivo, un H-Bridge, che permette di amplificare il PWM in modo tale da poter comandare senza problemi il motore. L'H-Bridge viene quindi alimentato alla tensione presente sul datasheet del motore. Grazie al segnale in PWM il ponte H genera la potenza di azionamento e in base al ciclo di lavoro viene controllata la velocità del motore.

2.3.2 Motore DC

Il motore in DC è posizionato nella sede del corpo farfallato e fissato ad esso attraverso delle viti. Sulla base del cilindro rappresentato dal motore sono presenti due pin che vanno a contatto con le clip della copertura. In questo modo si crea un collegamento elettrico tra il circuito di armatura del motore e i pin esterni al corpo farfallato.

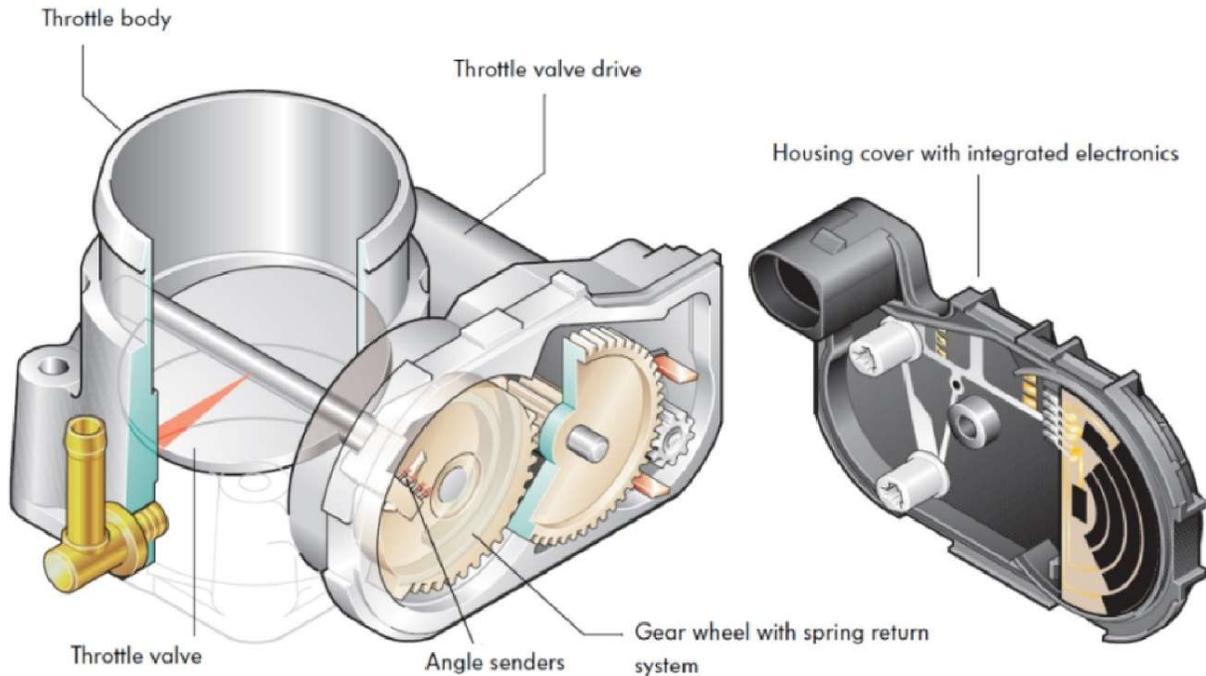


Figure 8. Corpo valvola e coperchio (B. Ashok, 2017)

2.3.3 Trasmissione

Sull'albero del motore è montata una ruota dentata che ingrana con la ruota condotta (di diametro maggiore) dell'ingranaggio intermedio della trasmissione, formando il primo rapporto di riduzione. La ruota pignone (di diametro inferiore) dell'ingranaggio intermedio ingrana con quella montata sull'albero della valvola a farfalla, formando il secondo rapporto di riduzione. L'ingranaggio intermedio è quindi formato da due ruote dentate ed è libero di ruotare su un perno, incernierato sul corpo farfallato. La trasmissione presenta un gioco di ritorno detto *Backlash*, dovuto all'imperfetto ingranamento delle ruote.

Le ruote sono normalmente di materiale polimerico. I principali vantaggi degli ingranaggi in plastica rispetto a quelli in metallo sono:

- La facilità e i bassi costi di produzione;
- Buone proprietà di rumorosità e smorzamento;
- Buone proprietà tribologiche senza lubrificazione;
- Buona inerzia.

I principali svantaggi che limitano l'uso di ingranaggi in plastica sono:

- Le loro proprietà meccaniche più scarse;
- La minore conduttività e stabilità termica rispetto al metallo, cioè temperature di esercizio più basse. Una trattazione più precisa sul ruolo della temperatura verrà fornita in un capitolo successivo.

2.3.4 Molla di richiamo

Sull'albero della valvola a farfalla, adiacente alla ruota dentata, viene montata la molla, la quale viene incastrata tra i risalti della ruota e quelli della sede ricavata sul corpo farfallato. La molla può essere a singolo effetto o a doppio effetto:

Quella a singolo effetto è utilizzata nelle valvole dei motori diesel e determina un funzionamento da valvola normalmente aperta.

Quella a doppio effetto è utilizzata nelle valvole dei motori benzina e determina una posizione di equilibrio all'interno del range di apertura del piattello, detta *Limp-home Position*. La valvola deve essere in grado di tornare in una posizione di chiusura parziale, quindi, la molla deve lavorare sia in chiusura che in apertura. Questo fa sì che, in caso di malfunzionamento del TVA o di altre funzioni del sistema, la piccola quantità di flusso d'aria sia sempre assicurata per far funzionare il motore in condizioni di sicurezza. Per mezzo di questo viene impedita la posizione completamente chiusa della valvola a farfalla, che consente al conducente di "zoppiare" fino a quando non arriva alla stazione di servizio del veicolo più vicina, da qui il termine *Limp-home*.

2.3.5 Piattello

Un cuscinetto è montato sull'albero della valvola a farfalla e inserito nella sede ricavata sul corpo farfallato. L'albero viene fatto passare all'interno dell'alloggio forato del corpo farfallato, in prossimità della sezione che verrà poi collegata al corpo del motore.

Il piattello è inserito nell'albero e fissato ad esso attraverso delle viti. Un altro cuscinetto viene collegato all'albero e posizionato nella sede diametralmente opposta alla precedente rispetto al foro di passaggio di aria del corpo farfallato.

2.3.6 Hard stops

La corsa della valvola è limitata dai risalti ricavati sulla ruota motrice dell'albero della valvola a farfalla. Agli estremi della corsa i risalti vanno a contatto con il materiale del corpo farfallato determinando due *Hard-stop*.

2.3.7 Potenzimetro

Il meccanismo all'interno del corpo farfallato viene chiuso con un coperchio munito dei collegamenti elettrici necessari al funzionamento della valvola. Oltre alle due pinze descritte in precedenza è presente un sensore che misura la posizione della valvola a farfalla.

Esistono due tipi di sensore di posizione del piattello, a contatto o senza contatto:

Il sensore a contatto utilizza un doppio potenziometro per la misurazione della posizione. I due sensori (ridondanti) sono impiegati per facilitare la diagnostica dei sensori. La correlazione e il tracciamento di questi due segnali possono essere utilizzati per rilevare possibili guasti nel sistema, cablaggi, connessioni elettriche o problemi dei componenti. Questi sensori di posizione sono utilizzati su molti veicoli e sono costituiti da un potenziometro resistivo a film (potenziometro ibrido) con un contatto mobile che fornisce un segnale di out-put proporzionale alla posizione dell'albero.

Il sensore di posizione senza contatto utilizza il principio dell'effetto Hall, secondo un funzionamento magnetoresistente e induttivo. Sulla base di questi principi, il moto rotatorio della valvola a farfalla viene convertito in tensione di uscita, che è direttamente proporzionale all'angolo di rotazione del sensore. Il sensore senza contatto offre una maggiore durata e affidabilità rispetto ai sensori a contatto, per questo motivo è quello più utilizzato.

2.3.8 Collegamenti elettrici esterni

Sul coperchio sono presenti i pin per il collegamento della valvola con il sistema di controllo e di potenza:

- Voltaggio positivo al motore
- Voltaggio negativo al motore
- Voltaggio positivo al potenziometro
- Voltaggio di uscita dal potenziometro
- Terra al potenziometro

3 Modellazione

3.1 Introduzione

Il modello del sistema valvola a farfalla comprende due parti: un modello elettrico e uno meccanico. Il modello elettrico è costituito dalle equazioni che descrivono il controllo e quelle inerenti al circuito di armatura del motore DC, mentre il modello meccanico è costituito dalle equazioni che modellano il carico meccanico, compreso il momento di inerzia, il sistema di ingranaggi, la molla e l'attrito.

3.2 Modello elettrico

3.2.1 Algoritmo di controllo PID

Per poter effettuare la successiva parametrizzazione del modello del sistema TVA sarà necessario eseguire dei test in controllo posizione. Risulta fondamentale la realizzazione di un controllo preliminare che permetta al sistema di raggiungere il set di posizione. Il controllo diventa quindi parte integrante del sistema e per questo deve essere studiato in fase di modellazione. Si sottolinea che il sistema ETC è quello che racchiude il sistema TVA e l'elettronica di controllo e di potenza.

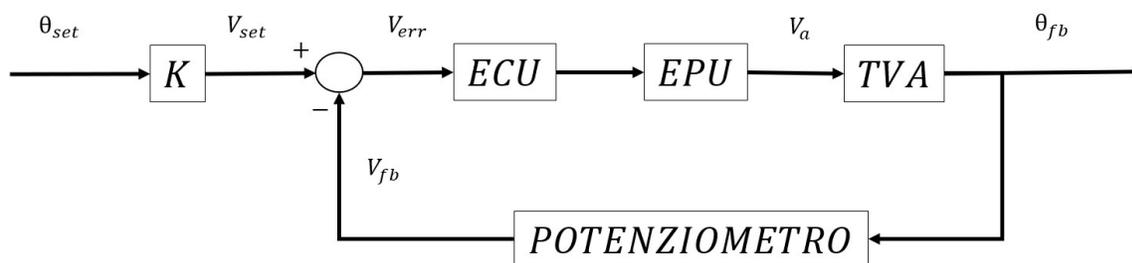


Figure 9. Diagramma a blocchi di un ETC

L'algoritmo di controllo preliminare da modellare è un controllo proporzionale integrativo derivativo o PID. Esso è un controllo semplice, caratterizzato da tre guadagni: uno proporzionale, uno integrativo e uno derivativo.

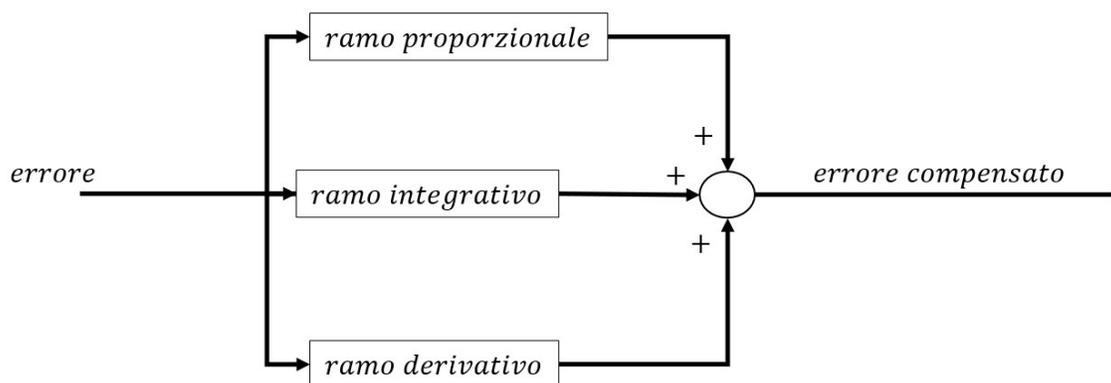


Figure 10. Diagramma esplicativo di un controllore PID

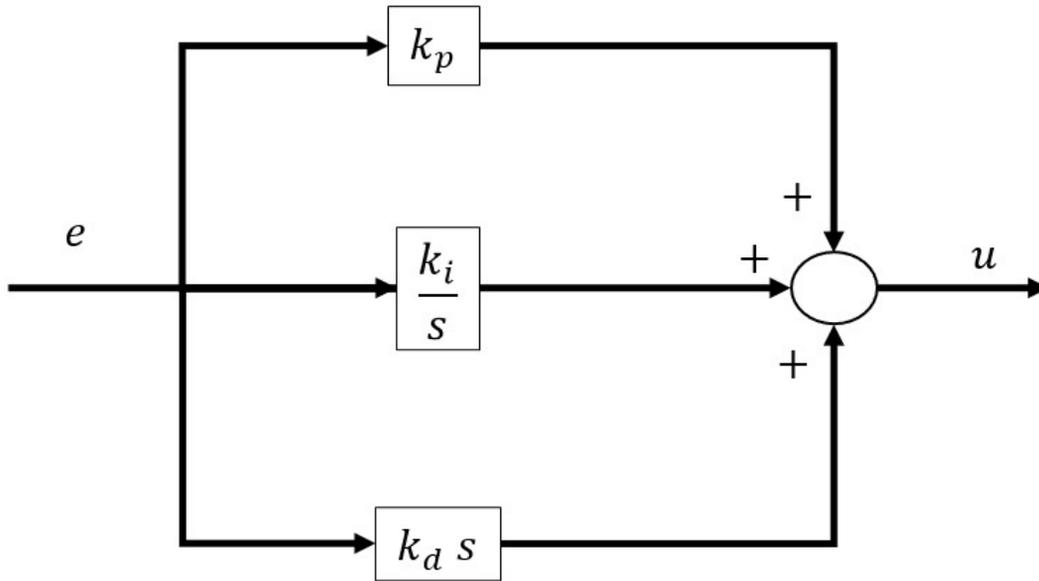


Figure 11. Diagramma a blocchi di un controllore PID

Il controllo riceve in ingresso l'errore tra il set e il feedback in posizione. Il set equivale al segnale di comando in posizione inviato, mentre il feedback deriva dall'acquisizione della posizione angolare della valvola da parte del potenziometro. L'errore entra quindi nei tre rami del PID. Sul ramo proporzionale l'errore viene moltiplicato per il guadagno proporzionale. Sul ramo integrativo viene integrato e moltiplicato per il guadagno integrativo. Sul ramo derivativo viene derivato e moltiplicato per il guadagno derivativo. I risultati sui tre rami vengono sommati per dare origine ad un errore compensato detto anche segnale di comando del controllo.

$$u = e \left(k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \right)$$

La funzione di trasferimento è:

$$\frac{u}{e} = \frac{(k_p s + k_i + k_d s^2)}{s}$$

Il segnale di comando del controllo può avere un'unità di misura diversa da quella dell'errore che entra nel PID. Si possono distinguere diversi casi.

3.2.1.1 PID con uscita in duty cycle

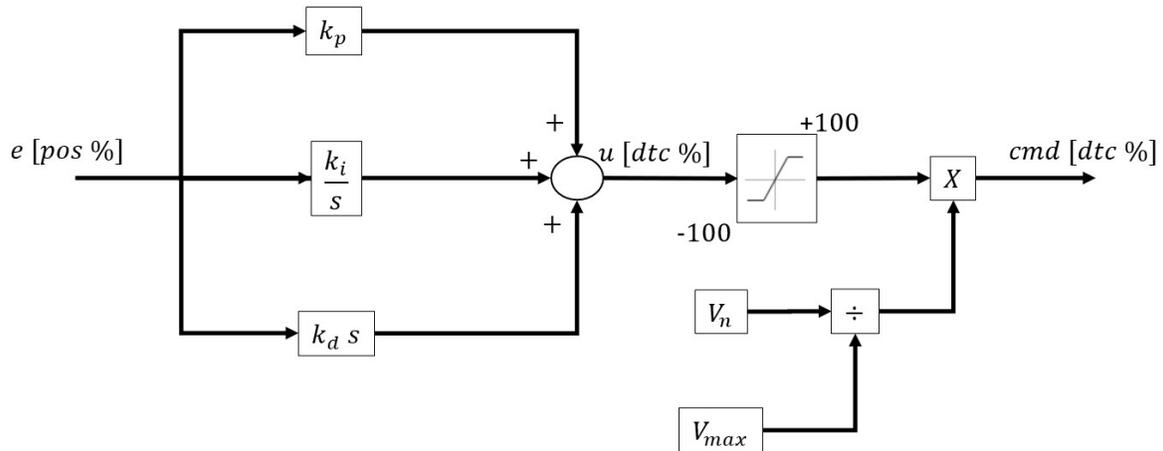


Figure 12. Diagramma a blocchi di un controllore PID con uscita in duty cycle

Il segnale di comando viene restituito in duty cycle dal controllo. Tale segnale fa riferimento ad una tensione nominale, propria della EPU, e deve essere quindi ricalcolato secondo la tensione massima. Ad esempio, un segnale in uscita dal controllo dell'80% equivale ad una tensione media di 9,6 V se riferito alla tensione nominale di 12V. Riferendo il duty cycle ad una tensione massima di 15 V bisogna diminuire il duty cycle in uscita, in particolare per avere la stessa tensione media di 9,6 V è necessario un duty cycle del 64%. Tale metodo può portare a problemi di conversione quando si ha una deriva della tensione massima, poiché essa dipende dalle condizioni operative della centralina e dallo stato di salute della batteria.

3.2.1.2 PID con uscita in tensione

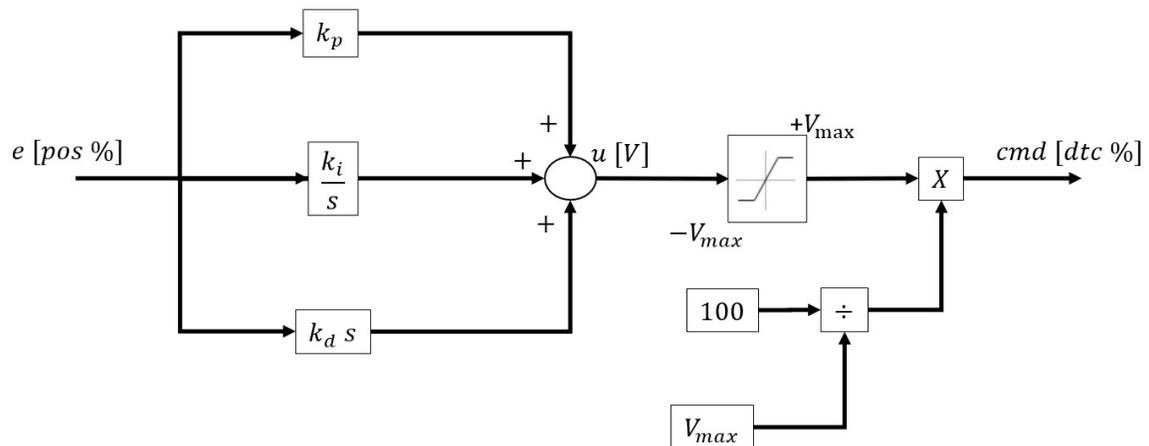


Figure 13. Diagramma a blocchi di un controllore PID con uscita in tensione

Per evitare errori di conversione, in uscita dal controllo si ha direttamente un segnale in tensione che viene saturato alla tensione massima della EPU. Il segnale in tensione viene poi convertito in duty cycle.

3.2.2 Elettronica di potenza e H-Bridge

Il segnale di comando in duty cycle inviato dal controllo viene trasformato in un segnale PWM in tensione. Il segno del duty cycle indica la direzione del PWM, mentre la sua intensità indica l'ampiezza dell'impulso nel tempo. L'ampiezza in tensione dipende da quella massima imposta dall'elettronica di potenza.

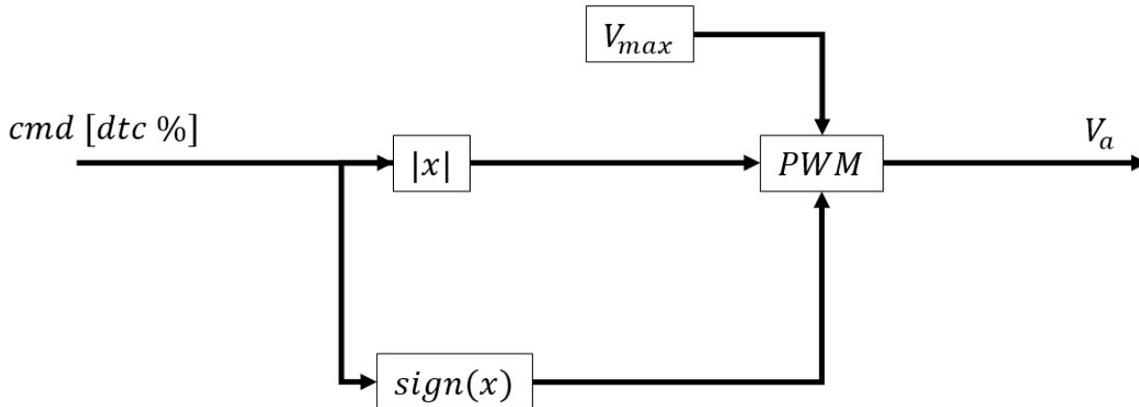


Figure 14. Diagramma a blocchi di un driver PWM

3.2.3 Motore DC

Il motore DC nella valvola a farfalla è commutato meccanicamente ed è quindi munito di spazzole e presenta i magneti permanenti sullo statore.

I componenti principali sono:

1. Magneti sullo statore;
2. Spazzole/Commutatore;
3. Avvolgimenti rotore (Circuito armatura);
4. Albero;
5. Cuscinetti.

La corrente elettrica che attraversa gli avvolgimenti dell'armatura, caratterizzati da una resistenza e da un'induttanza, genera una coppia T_m pari all'intensità di corrente i_a moltiplicata per la costante di coppia del motore k_t .

$$T_m = k_t i_a$$

La tensione di armatura, fornita da una sorgente di tensione CC, genera la corrente di armatura che scorre attraverso il motore. In questo caso la fonte di tensione è il controllo della valvola a farfalla, il motore è alimentato infatti dal ponte H. La coppia è generata dalla corrente attraverso gli avvolgimenti dell'armatura che interagiscono con il campo magnetico dei magneti dello statore. La coppia massima viene generata quando l'angolo tra gli avvolgimenti e il campo magnetico è di 90° . Questo angolo è

mantenuto dal commutatore che accende e spegne gli avvolgimenti dell'armatura mentre ruotano all'interno del campo magnetico.

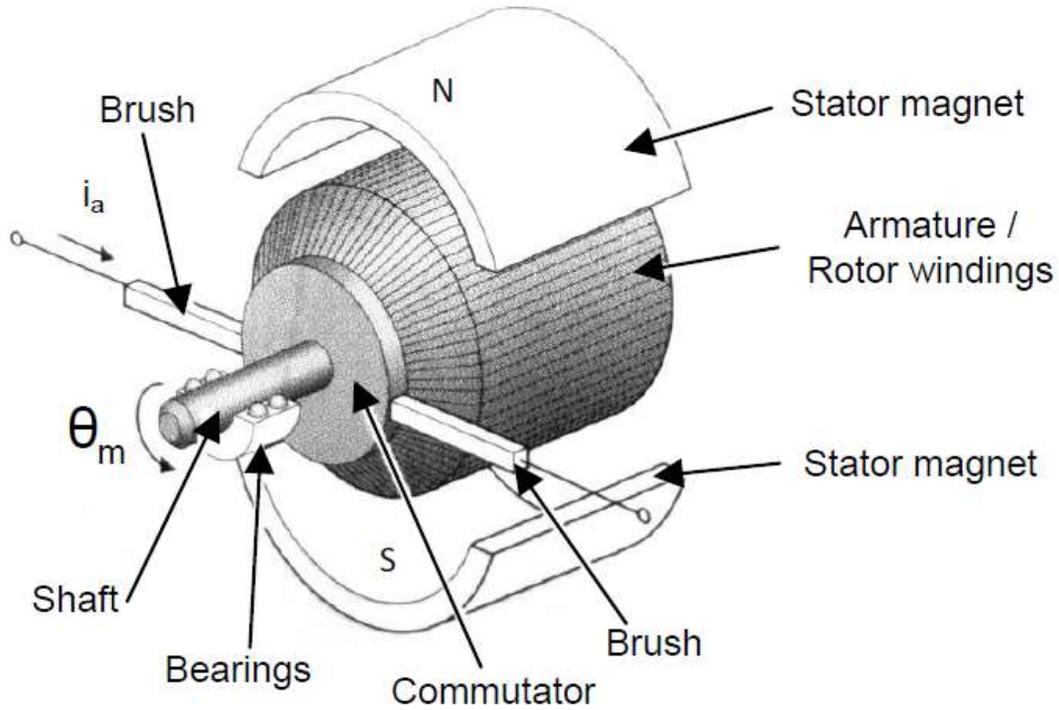


Figure 15. Esploso di un motore DC

La coppia costringe il rotore a girare. La velocità del motore DC genera una forza elettromotrice indotta emf proporzionale alla velocità ω_m tramite la costante di velocità del motore k_e .

$$emf = k_e \omega_m$$

Più velocemente gira il motore DC, maggiore è la tensione di armatura necessaria per mantenere la corrente di armatura richiesta.

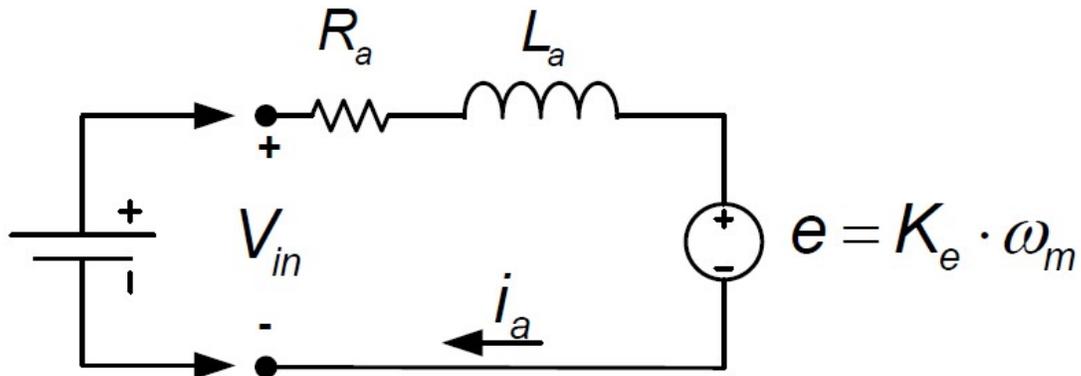


Figure 16. Modello di un circuito di armatura

Se il motore DC è alimentato da una tensione costante, la velocità del motore si stabilizzerà su un valore di equilibrio costante. La corrente di armatura sarà limitata dalla forza elettromotrice indotta e la coppia elettromagnetica risultante sarà appena sufficiente per guidare l'attrito meccanico e il carico alla velocità di equilibrio costante. L'equazione differenziale che descrive il modello elettrico è la seguente:

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + emf$$

La corrente di armatura che genera la coppia elettromagnetica si trova integrando l'equazione precedente. Una volta trovata l'equazione che descrive il modello elettrico si può costruire un diagramma a blocchi che riassume i passaggi effettuati.

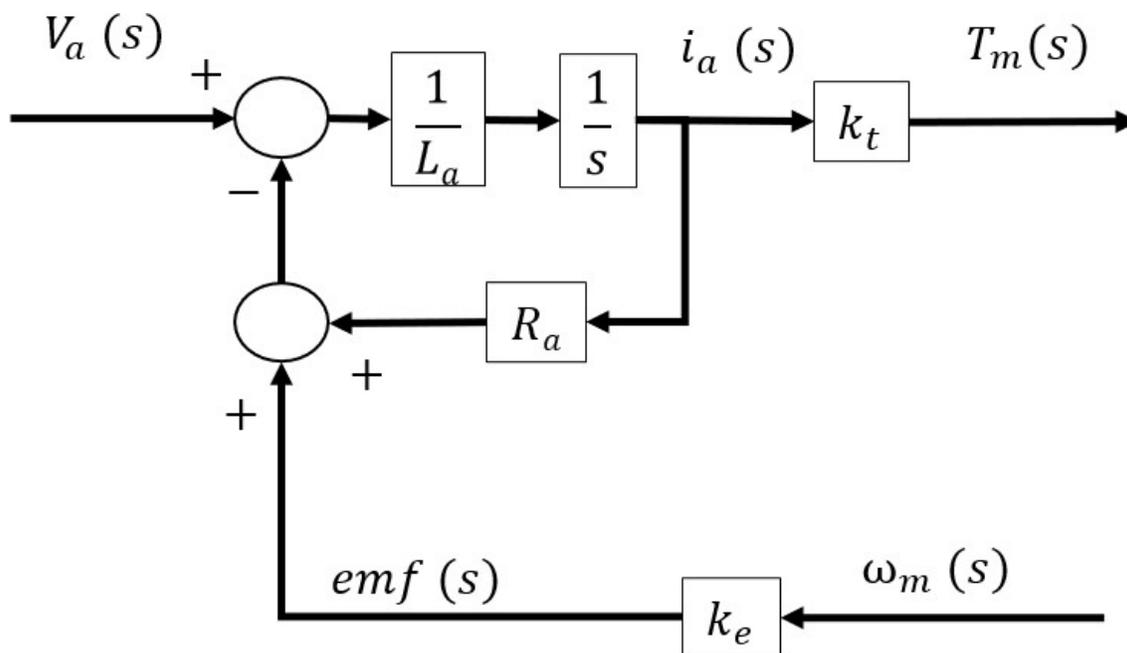


Figure 17. Diagramma a blocchi del modello di motore DC

3.3 Modello meccanico

Il modello meccanico della valvola a farfalla può essere diviso in tre sezioni: il modello dinamico, il modello di attrito e gli hard stop. Il modello dinamico comprende la molla, i momenti di inerzia dei componenti meccanici, il treno di ingranaggi, l'attrito e il gioco di ritorno.

Inizialmente, verrà sviluppato un modello lineare per la progettazione del sistema di controllo. Ciò include l'attrito cinetico o viscoso in cui la coppia di attrito è direttamente proporzionale alla velocità relativa tra le superfici in movimento. Modelli di attrito più dettagliati saranno necessari in seguito, affinché il modello segua meglio il comportamento reale del sistema. Tali modelli includono l'attrito non lineare, che gioca un ruolo fondamentale in questa applicazione.

Un'altra non linearità del sistema consiste nei due hard stop della valvola a farfalla che limitano il movimento del piattello della valvola a farfalla.

Altre non linearità sono la caratteristica della molla, il backlash, l'effetto aerodinamico del piattello all'interno del flusso di aria e l'effetto della temperatura sui parametri di attrito e sul circuito di armatura.

3.3.1 Modello dinamico lineare

Il modello dinamico lineare comprende la molla, i momenti di inerzia dei componenti meccanici, il treno di ingranaggi e l'attrito.

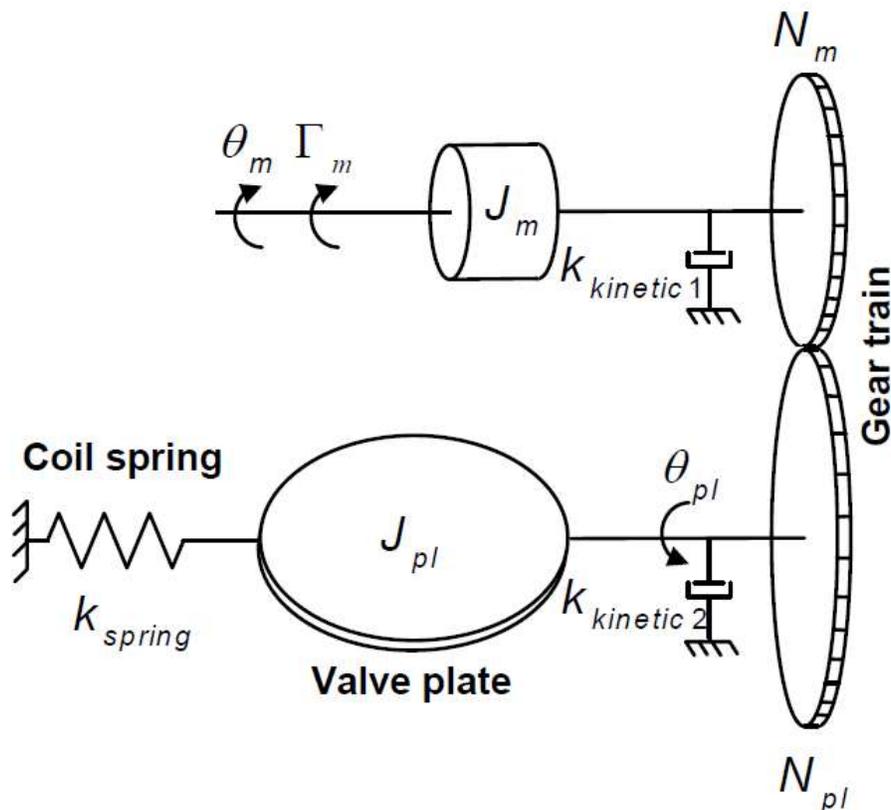


Figure 18. Schema semplificato di una valvola a farfalla. (Pedersen, 2013)

Il sistema di ingranaggi nella valvola a farfalla è costituito da tre parti, una ruota dentata montata direttamente sull'albero del motore DC, una ruota centrale con due diversi diametri e una ruota dentata montata sull'albero del piattello della valvola. Il modello viene semplificato a sole due ruote con un singolo rapporto di trasmissione.

Il modello lineare introduce un rapporto di trasmissione degli ingranaggi definito come:

$$N = \frac{\omega_m}{\omega_l} = \frac{T_l}{T_m}$$

La relazione precedente viene utilizzata per semplificare il modello meccanico, riferendo il momento di inerzia e l'attrito cinetico dal motore DC al carico, in particolare si riportano i parametri concentrati sul lato del piattello della valvola.

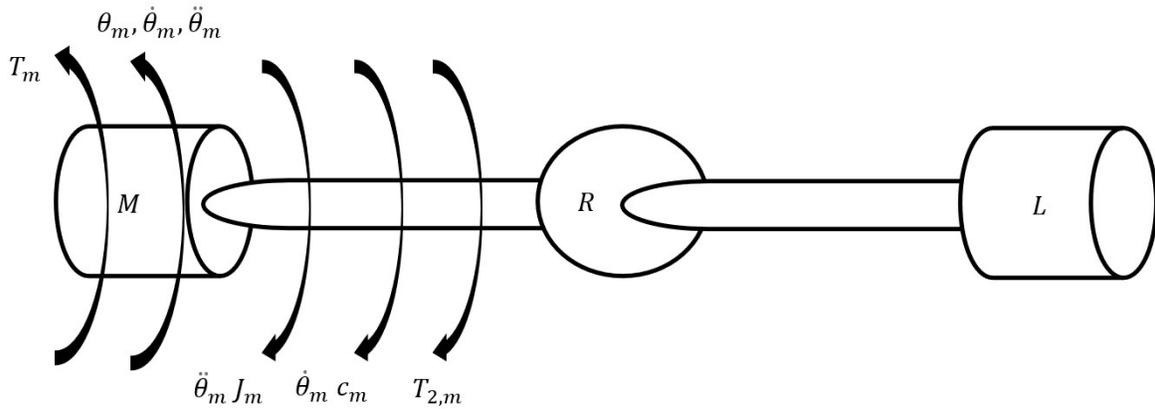


Figure 19. Equilibrio dinamico lato motore

$$T_m = \ddot{\theta}_m J_m + \dot{\theta}_m c_m + T_{2,m}$$

Intervengono l'inerzia delle parti in movimento J_m , il coefficiente di attrito c_m e la coppia resistente $T_{2,m}$, trasmessa al carico.

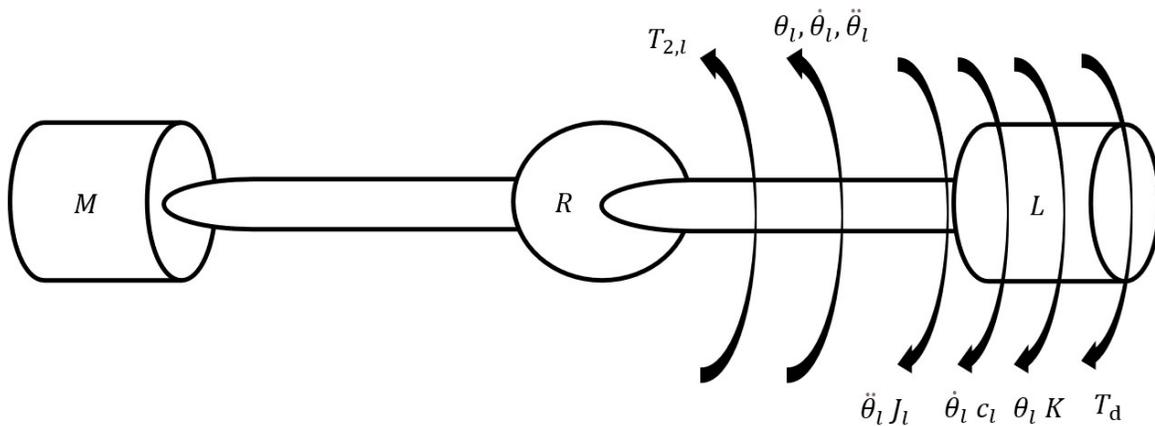


Figure 20. Equilibrio dinamico lato carico

$$T_{2,l} = \ddot{\theta}_l J_l + \dot{\theta}_l c_l + \theta_l K + T_d$$

Intervengono l'inerzia del carico J_l , il coefficiente di attrito del carico c_l , la rigidezza della molla K e la coppia esterna di disturbo T_d , causata principalmente dall'effetto aerodinamico o eventuali incrostazioni sulla corsa del piattello.

Ma per la relazione data dal sistema di trasmissione si hanno:

$$\omega_m = N \omega_l$$

$$T_{2,l} = T_{2,m}N$$

Riportando tutti i termini al carico, l'equazione di equilibrio dinamico risulta essere:

$$T_m N = \ddot{\theta}_l (J_l + N^2 J_m) + \dot{\theta}_l (c_l + N^2 c_m) + \theta_l K + T_d$$

Si definiscono i parametri concentrati:

$$J_{sys} = J_l + N^2 J_m$$

$$c_{sys} = c_l + N^2 c_m$$

L'equazione di equilibrio dinamico diventa:

$$T_m N = \ddot{\theta}_l J_{sys} + \dot{\theta}_l c_{sys} + \theta_l K + T_d$$

Come affermato in precedenza, la valvola nella sua posizione di equilibrio si trova totalmente aperta. La molla è precaricata in modo tale da mantenere la valvola costantemente a contatto con l'hard stop. Per modellare ciò, viene aggiunta una coppia di precarico mediante un offset angolare come segue:

$$T_k = (\theta_l + \theta_{pl})K$$

Va notato che la coppia iniziale della molla deve essere inclusa solo nel modello non lineare, comprensivo degli hard stop.

È necessario definire un modello non lineare della trasmissione per tenere conto di alcune proprietà del sistema:

- Ingranaggi e albero di rigidezza non infinita;
- Smorzamento viscoso degli ingranaggi e dell'albero;
- Gioco di ritorno o backlash.

Per semplicità, si analizzano prima la rigidezza e lo smorzamento viscoso degli ingranaggi e dell'albero. Verrà poi spiegato il fenomeno del backlash e verrà quindi aggiunto il contributo del gioco di ritorno.

Si sottolinea che l'introduzione del backlash rende la parametrizzazione del modello molto più complessa. Ai fini del progetto in questione il contributo del backlash è stato trascurato - scelta giustificata da progetti simili trovati in bibliografia - ma se ne dà comunque una descrizione completa, poiché fa parte del percorso seguito durante il lavoro di tesi e può essere un punto di partenza per i progetti futuri.

3.3.1.1 Modello di trasmissione elastica

Si considera un sistema a due masse, rappresentate dal motore e dal carico, collegate dal sistema di trasmissione. Si può porre il rapporto di riduzione a 1 per semplificare la modellazione della trasmissione con un albero (Mattias Nordina, 2002).

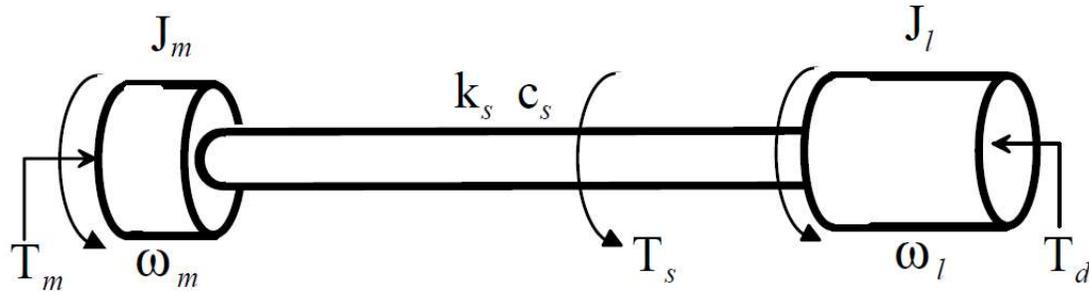


Figure 21. Equilibrio dinamico di un sistema a due masse (Mattias Nordina, 2002)

Per l'equilibrio dinamico sulla prima massa si ha:

$$T_m = \ddot{\theta}_m J_m + \dot{\theta}_m c_m + T_s$$

In modo analogo sulla seconda:

$$T_s = \ddot{\theta}_l J_l + \dot{\theta}_l c_l + T_d$$

Si definisce ora l'angolo di spostamento o di torsione dell'albero, cioè l'angolo trovato dalla differenza tra lo spostamento angolare del motore e quello del carico.

$$\dot{\theta}_d = \dot{\theta}_m - \dot{\theta}_l$$

La coppia di torsione agente sull'albero è quindi:

$$T_s = k_s \theta_d + c_s \dot{\theta}_d$$

Nell'ultima equazione intervengono la rigidità e lo smorzamento viscoso della trasmissione. A partire dalle equazioni scritte in precedenza è possibile costruire un diagramma a blocchi.

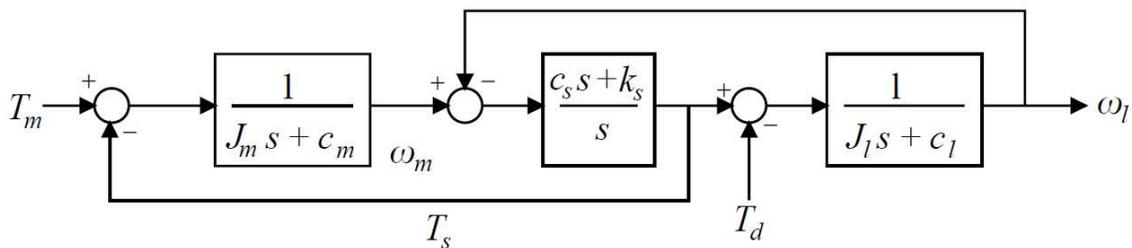


Figure 22. Diagramma a blocchi di un sistema a due masse (Mattias Nordina, 2002)

3.3.1.2 Modello del backlash

Il backlash o gioco di ritorno è una non linearità comune nei sistemi meccanici. Viene implementato il fenomeno del backlash in un sistema a due masse, simile a quello visto in precedenza. In questo caso si aggiunge una banda morta sulla trasmissione del moto dalla prima alla seconda massa. Essa

viene interrotta quando vi è un cambio di direzione. In queste condizioni, infatti, si deve recuperare un angolo, detto angolo di gioco massimo, per riportare a contatto i denti della trasmissione (Mattias Nordina, 2002). In questa sezione, si concentra l'attenzione sul modello meccanico raffigurato di seguito.

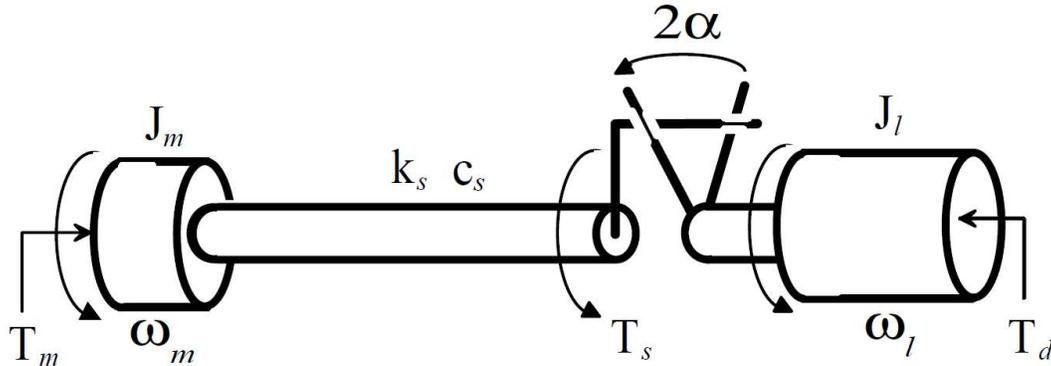


Figure 23. Equilibrio dinamico di un sistema a due masse con backlash integrato (Mattias Nordina, 2002)

Questo è il modello a due masse descritto in precedenza in cui la trasmissione è sostituita da una comprendente il backlash. L'angolo di gioco massimo è indicato in figura. In questo caso la differenza di posizione tra motore e carico è diversa dalla torsione dell'albero, proprio per effetto del gioco. Si definisce quindi l'angolo di backlash come:

$$\theta_b = \theta_d - \theta_s$$

L'equilibrio dinamico sulla prima massa risulta essere analogo a quello visto in precedenza per il semplice sistema a due masse, ma l'equazione che modella la coppia di torsione in funzione dell'angolo di spostamento deve essere modificata.

Si introducono diversi modelli per il backlash. Il primo presenta la banda morta comunemente usata per il gioco di ritorno, valido solo quando lo smorzamento dell'albero è uguale a zero. Il secondo modello è valido anche per smorzamento dell'albero diverso da zero e richiede equazioni dinamiche per l'albero. Per ultimo si ha il modello di isteresi; qui l'albero è assunto rigido, mentre l'ingresso del modello del backlash è la posizione del motore e l'uscita è la posizione del carico.

3.3.1.2.1 Modello a banda morta

Un modello spesso proposto per l'analisi e le simulazioni di un albero elastico con gioco è il classico modello della zona morta, dove la coppia dell'albero, essendo proporzionale alla torsione dell'albero è data da

$$T_s = k_s \theta_s = k_s D(\theta_d)$$

La funzione di banda morta

$$D(\theta_d) = \begin{cases} x - \alpha & x > \alpha \\ 0 & |x| < \alpha \\ x + \alpha & x < -\alpha \end{cases}$$

Mette in relazione la torsione dell'albero con lo spostamento relativo tra le due masse. Si noti che senza il backlash la torsione corrisponde esattamente all'angolo di spostamento. Affinché questo modello di banda morta sia valido è essenziale che lo smorzamento dell'albero c_s sia zero, cioè l'albero

sia modellato come una molla pura. Il modello della banda morta è una funzione statica e scalare non lineare, il che significa che è relativamente facile da analizzare.

3.3.1.2.2 Modello esatto del gioco di ritorno

Quando si considera lo smorzamento dell'albero, cioè c_s diverso da 0, la coppia dell'albero è data da:

$$\begin{aligned} T_s &= k_s \theta_s + c_s \dot{\theta}_s \\ \theta_b &= \theta_d - \theta_s \end{aligned}$$

è possibile ottenere l'equazione dinamica:

$$\dot{\theta}_b = \begin{cases} \max\left(0, \dot{\theta}_d + \frac{k_s}{c_s}(\theta_d - \theta_b)\right) & \text{se } \theta_b = -\alpha \ (T_s \leq 0) \\ \dot{\theta}_d + \frac{k_s}{c_s}(\theta_d - \theta_b) & \text{se } |\theta_b| < \alpha \ (T_s = 0) \\ \min\left(0, \dot{\theta}_d + \frac{k_s}{c_s}(\theta_d - \theta_b)\right) & \text{se } \theta_b = \alpha \ (T_s \geq 0) \end{cases}$$

Ora si ha un sistema dinamico non lineare e non una funzione statica per la coppia T_s . È possibile approssimare questo modello dinamico con una funzione statica dell'angolo di spostamento e della sua derivata, che semplifica l'analisi e la simulazione significativamente.

3.3.1.2.3 Modello di isteresi

Il modello di isteresi mette in relazione l'angolo di uscita del gioco, θ_l , con l'angolo di ingresso, θ_m sotto l'assunzione di un albero rigido. Nell'ipotesi che la coppia di disturbo sul carico sia uguale a zero, il modello di isteresi è dato da

$$\dot{\theta}_l(t) = \begin{cases} \dot{\theta}_m(t) & \text{se } \dot{\theta}_m(t) > 0 \text{ e } \theta_l = \theta_m - \alpha \\ \dot{\theta}_m(t) & \text{se } \dot{\theta}_m(t) < 0 \text{ e } \theta_l = \theta_m + \alpha \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

Si ricorda che si è ipotizzato che il rapporto di trasmissione sia uguale a 1. L'equazione precedente rappresenta il cosiddetto modello di isteresi *guidata dall'attrito* per la descrizione del backlash, cioè l'elemento guidato mantiene la sua posizione quando il gap di gioco non viene chiuso come se fosse mantenuto in posizione da un forte attrito. L'alternativa è il modello di isteresi *guidata dall'inerzia*, in cui l'attrito nel gioco è assunto zero e l'elemento guidato continua a muoversi a velocità costante:

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_l(t) &= \begin{cases} \dot{\theta}_m(t) & \text{se } \dot{\theta}_m(t) > 0 \text{ e } \theta_l = \theta_m - \alpha \\ \dot{\theta}_m(t) & \text{se } \dot{\theta}_m(t) < 0 \text{ e } \theta_l = \theta_m + \alpha \end{cases} \\ \ddot{\theta}_l(t) &= 0 \quad \text{altrimenti} \end{aligned}$$

I modelli di isteresi non tengono conto dello smorzamento nell'albero, come il modello della banda morta, ma in aggiunta, si presume che l'albero sia totalmente rigido, cioè $k_s = \infty$. Nel modello di isteresi guidata dall'attrito, non è richiesta alcuna conoscenza dell'attrito stesso.

3.3.2 Modelli di attrito

Per spostare una parte meccanica a stretto contatto con un'altra parte meccanica è necessario un livello di forza, noto come forza di attrito meccanica. Questo attrito deriva dall'interazione tra la rugosità sulle due superfici, superfici più lisce diminuiranno la forza di attrito (Pedersen, 2013).



Figure 24. Superfici rugose a contatto (matematicamente.it)

La valvola a farfalla su un veicolo è esposta all'umidità e allo sporco che si infiltra nel sistema meccanico. Ciò si traduce in un aumento dell'attrito tra le componenti in moto relativo. L'intensità dell'attrito cambierà durante il giorno a causa del cambiamento di temperatura dei componenti meccanici, ma anche per tutta la durata della valvola a farfalla a causa dell'usura. Il fenomeno dell'attrito ha un effetto preponderante sul comportamento della valvola a farfalla, questo sottolinea quanto sia importante simulare la progettazione di un sistema di controllo con un modello di attrito quanto più accurato, prima della sua implementazione su un componente fisico.

Dalla descrizione data in precedenza sembrerebbe che la forza di attrito sia soltanto una funzione dello spostamento tra le due superfici meccaniche, in questo modo la forza di attrito sarebbe la stessa se il moto meccanico viene ripetuto. In realtà si hanno variazioni casuali della forza di attrito prodotte da corpi estranei che si muovono quasi liberamente tra le superfici a contatto (ad esempio lo sporco). La casualità dell'attrito nella valvola a farfalla rende difficile produrre un modello di attrito accurato per poter essere compensato direttamente dall'algoritmo di controllo. La conclusione è che la robustezza del controllore deve essere adeguatamente elevata per contrastare gli effetti dell'attrito.

La caratteristica di attrito può essere suddivisa in due fasi: regime di *prescorrimento* (o *micro-slip*) e regime di *scorrimento*. I metodi classici di analisi dell'attrito si concentrano sulla descrizione del regime di scorrimento. Tali modelli rappresentano la relazione statica tra velocità e forza di attrito.

Secondo la descrizione classica di attrito, si ritiene che esso abbia tre diverse componenti: l'attrito cinetico o viscoso, Coulombiano e statico.

1. L'attrito cinetico o viscoso è lineare e dipende dalla velocità, in molti casi è causato dalla rugosità delle superfici;
2. L'attrito di Coulomb è costante ma dipende dalla direzione del moto;
3. L'attrito statico (attrito di stick-slip o del balbettamento) è la misura della forza di attrito necessaria per avviare il moto relativo a partire da velocità zero. Questo attrito non lineare può essere di intensità molto più elevata rispetto agli altri componenti di attrito. L'attrito statico può, in alcuni casi, dipendere dalla posizione relativa dei componenti meccanici a causa della casualità delle asperità sulla superficie, ma la modellazione di questo fenomeno non è stata inclusa nel lavoro di tesi. Esistono modelli che tengono conto anche dell'effetto Stribeck, che porta una migliore approssimazione dei fenomeni a basse velocità.

Tuttavia, in ciascuno di questi casi, il comportamento in prescorrimento non viene considerato. È noto, tuttavia, che i modelli di attrito classici possono fornire risultati insoddisfacenti, specialmente negli istanti di *zero crossing* della velocità a causa della discontinuità nelle caratteristiche velocità-attrito in corrispondenza della velocità nulla. Pertanto, è importante studiare modelli più complessi, includendo anche fenomeni dinamici, come l'isteresi da attrito e i micro-slip nel regime di prescorrimento.

Vengono presentati di seguito diversi modelli di attrito, studiati durante le fasi di modellazione del progetto. Essi sono disposti in ordine di implementazione, ogni modello sostituisce quello precedente secondo l'ordine del percorso di tesi.

3.3.2.1 Attrito viscoso

Modello di attrito semplificato, in cui interviene soltanto il coefficiente di attrito cinetico o viscoso. È un modello lineare, per cui l'intensità della coppia di attrito è direttamente proporzionale alla velocità angolare del piattello.

$$T_{friction} = k_{kin} \dot{\theta}_l$$

Tale modello viene utilizzato per la definizione del modello lineare del sistema TVA.

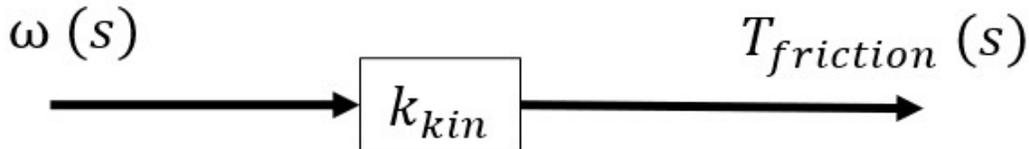


Figure 25. Diagramma a blocchi del modello di attrito viscoso

3.3.2.2 Attrito viscoso e Coulombiano

Si tratta di un modello di attrito più complesso del primo, in cui, oltre al contributo dell'attrito viscoso, intervengono l'attrito Coulombiano e l'attrito statico.

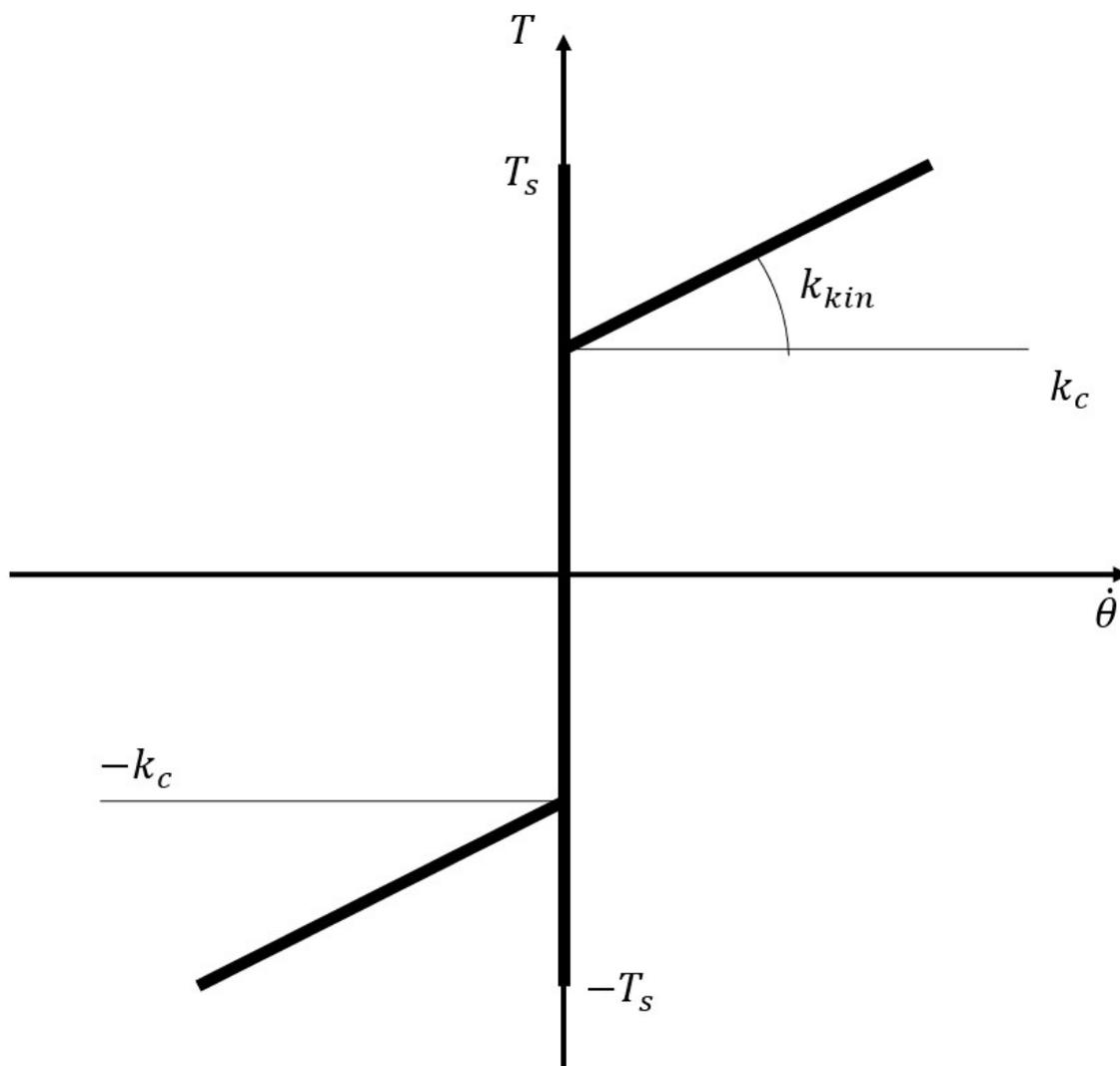


Figure 26. Grafico del modello di attrito viscoso e Coulombiano

Come accennato in precedenza l'attrito Coulombiano è descritto da una coppia costante che si oppone alla direzione del moto. Il modello che ne deriva è di tipo non lineare.

$$T_c = k_c \operatorname{sgn}(\dot{\theta})$$

L'attrito statico interviene soltanto quando la velocità è nulla. La coppia di attrito totale sarà data dalla somma dei tre contributi appena citati.

$$T_{friction} = \begin{cases} k_c \operatorname{sgn}(\dot{\theta}) + k_{kin}\dot{\theta} & \text{if } \dot{\theta} \neq 0 \\ T_s & \text{if } \dot{\theta} = 0 \end{cases}$$

Questo modello può essere utilizzato per caratterizzare il fenomeno di attrito in un sistema TVA ma rimane un modello semplificato che non descrive accuratamente il comportamento reale. In

particolare, nella zona di transizione da attrito statico ad attrito dinamico si ha una discontinuità di prima specie, dovuta al fatto che i contributi di coppia di attrito statico e di attrito dinamico non presentano la stessa intensità. Inoltre, quando la velocità è nulla, la coppia di attrito statico si oppone a quella esterna, dal momento che l'attrito si oppone sempre al movimento. Un modello più complesso e accurato, come quello che verrà descritto successivamente, presenta una funzione di raccordo sulla transizione da attrito statico ad attrito dinamico.

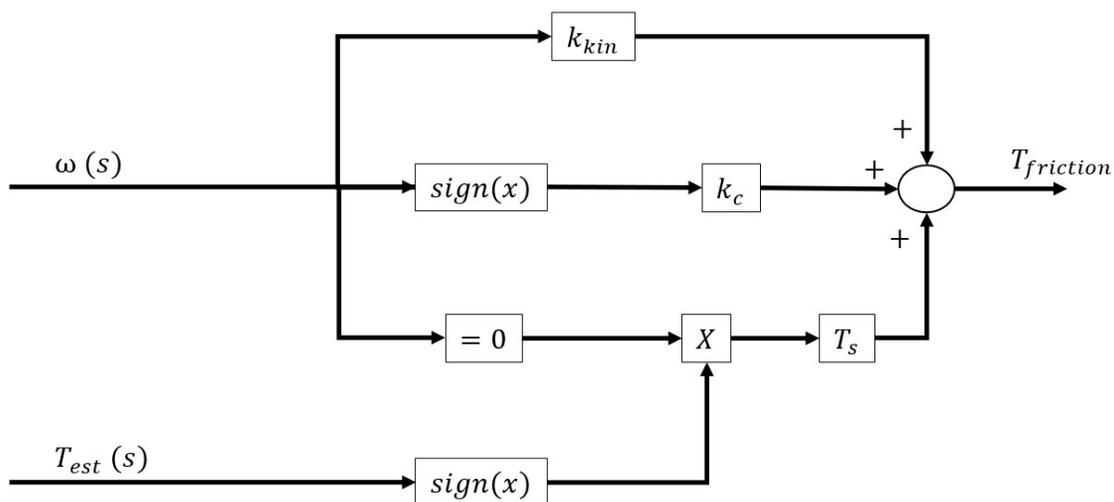


Figure 27. Diagramma a blocchi del modello di attrito viscoso e Coulombiano

3.3.2.3 Attrito di Stribeck

Modello di attrito simile a quello descritto in precedenza, ma che presenta una funzione esponenziale di raccordo passando da attrito statico ad attrito dinamico. Questo modello tiene conto dell'effetto di Stribeck, che si presenta a basse velocità. In prossimità del minimo relativo introdotto dalla somma tra la funzione esponenziale e quella lineare che descrive l'attrito viscoso, si osserva il fenomeno dello Stick-slip o del balbettamento. In questa zona il moto presenta dei repentini cambi di velocità, che ricordano un balbettio.

La spiegazione si trova sulla forma della caratteristica di attrito: mantenendo una forza costante su un corpo in movimento ad una velocità inferiore a quella corrispondente al minimo relativo della caratteristica, si può osservare un'accelerazione amplificata. Forza costante implica accelerazione costante secondo l'equilibrio dinamico sul corpo, ma all'aumentare della velocità si ha una diminuzione del contributo di attrito e quindi un corrispondente aumento di accelerazione, fino a quando non si arriva alla velocità di minimo relativo. Passando sul ramo destro della caratteristica rispetto al minimo relativo, si osserva il comportamento opposto. L'aumento di velocità comporta un aumento della forza di attrito e quindi una diminuzione di accelerazione. La variazione di accelerazione che si ha passando da sinistra a destra del minimo relativo si riflette sull'andamento della velocità. Il corpo avanza balbettando durante il suo moto.

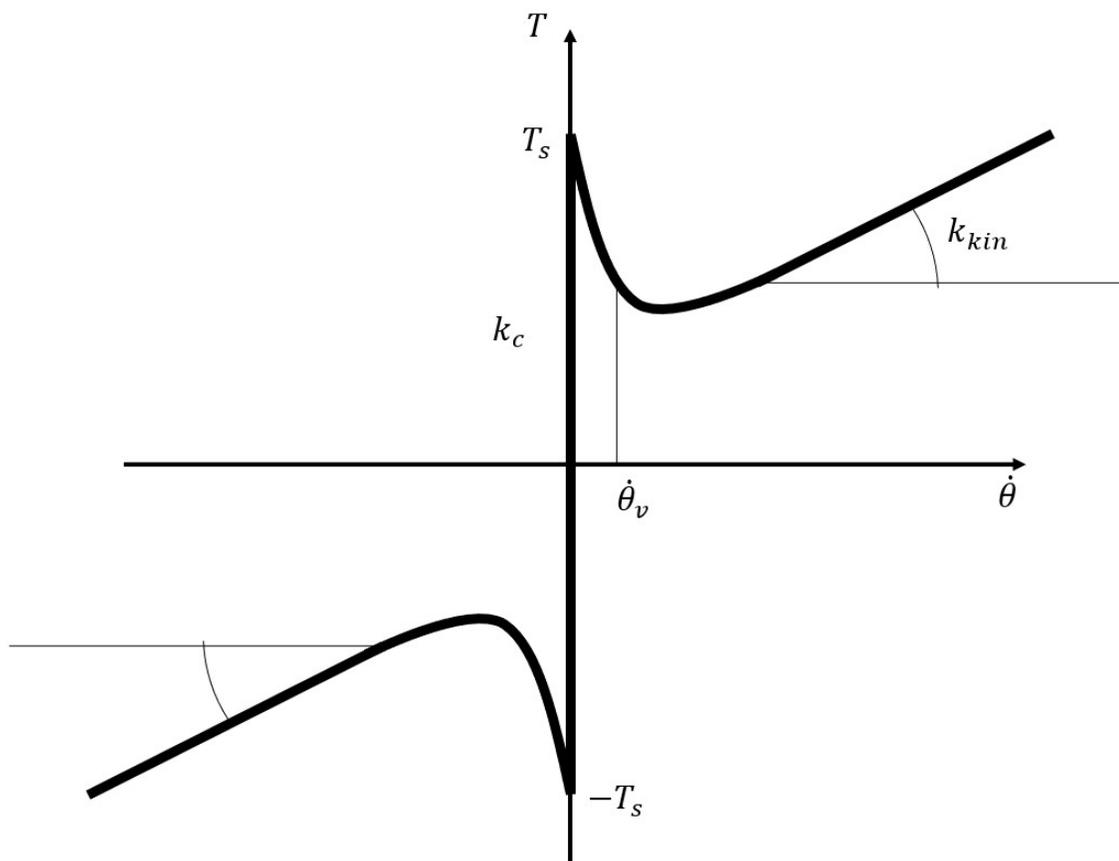


Figure 28. Grafico del modello di attrito di Stribeck

Il comportamento di attrito dinamico è descritto dagli stessi coefficienti definiti precedentemente. Si ritrovano infatti il coefficiente di attrito cinetico o viscoso e la coppia di attrito Coulombiano. Il modello di attrito statico presenta la coppia di attrito statico. Per passare da attrito statico ad attrito

dinamico si introduce una funzione di tipo esponenziale che raccorda all'interno di un range di velocità l'intensità della coppia di attrito statico con quella dell'attrito dinamico.

$$T_{friction} = \begin{cases} k_c \operatorname{sgn}(\dot{\theta}) + (T_s - k_c) e^{-\left|\frac{\dot{\theta}}{\dot{\theta}_v}\right|^\delta} \operatorname{sgn}(\dot{\theta}) + k_{kin} \dot{\theta} & \text{if } \dot{\theta} \neq 0 \\ T_s & \text{if } \dot{\theta} = 0 \end{cases}$$

Si può osservare che per velocità nulla si ritrova lo stesso modello di attrito statico descritto nel paragrafo precedente. Lo stesso si può dire per il comportamento dell'attrito dinamico per velocità molto elevate, in cui risulta preponderante l'effetto di attrito Coulombiano e viscoso. L'unica differenza quindi si ha per velocità molto basse. Per velocità nulla, il segno della coppia di attrito statico è dato da quello della coppia esterna.

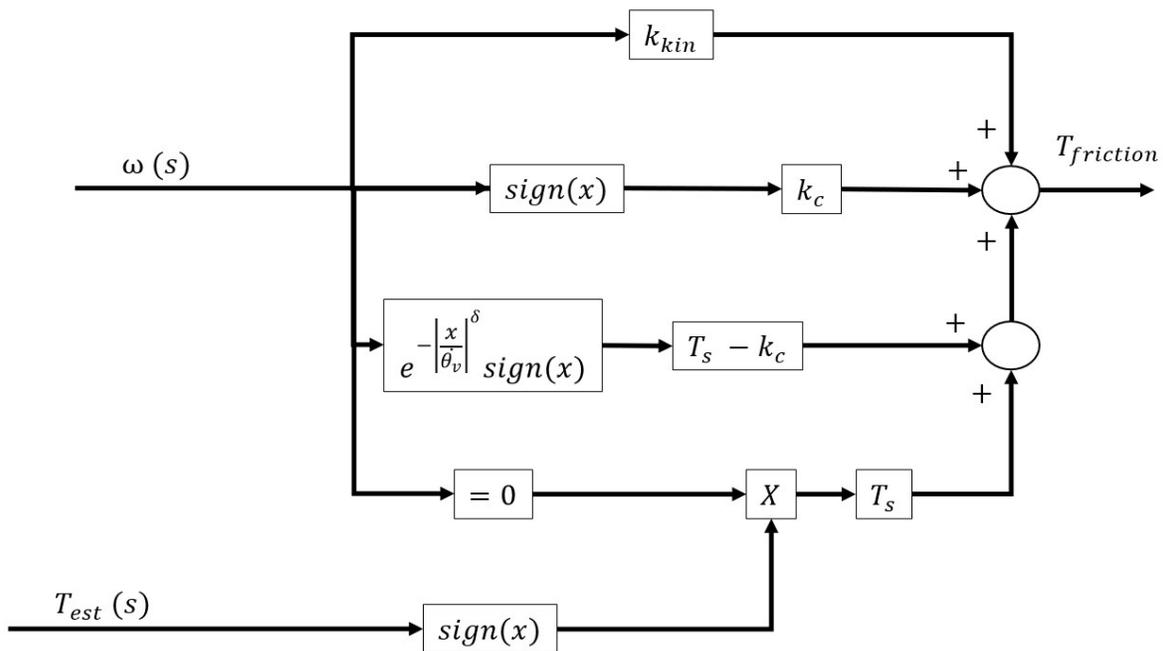


Figure 29. Diagramma a blocchi del modello di attrito di Stribeck

3.3.2.4 Attrito di Pedersen e Dodds

Come evidenziato precedentemente, i modelli di attrito classici come quelli presentati non danno risultati soddisfacenti in prossimità della velocità nulla, per via della scarsa accuratezza (Pedersen, 2013). In generale, quando la velocità è nulla, il segno dell'attrito statico è dato da quello della coppia esterna. In particolare, la coppia di attrito statico si deve opporre a quella esterna.

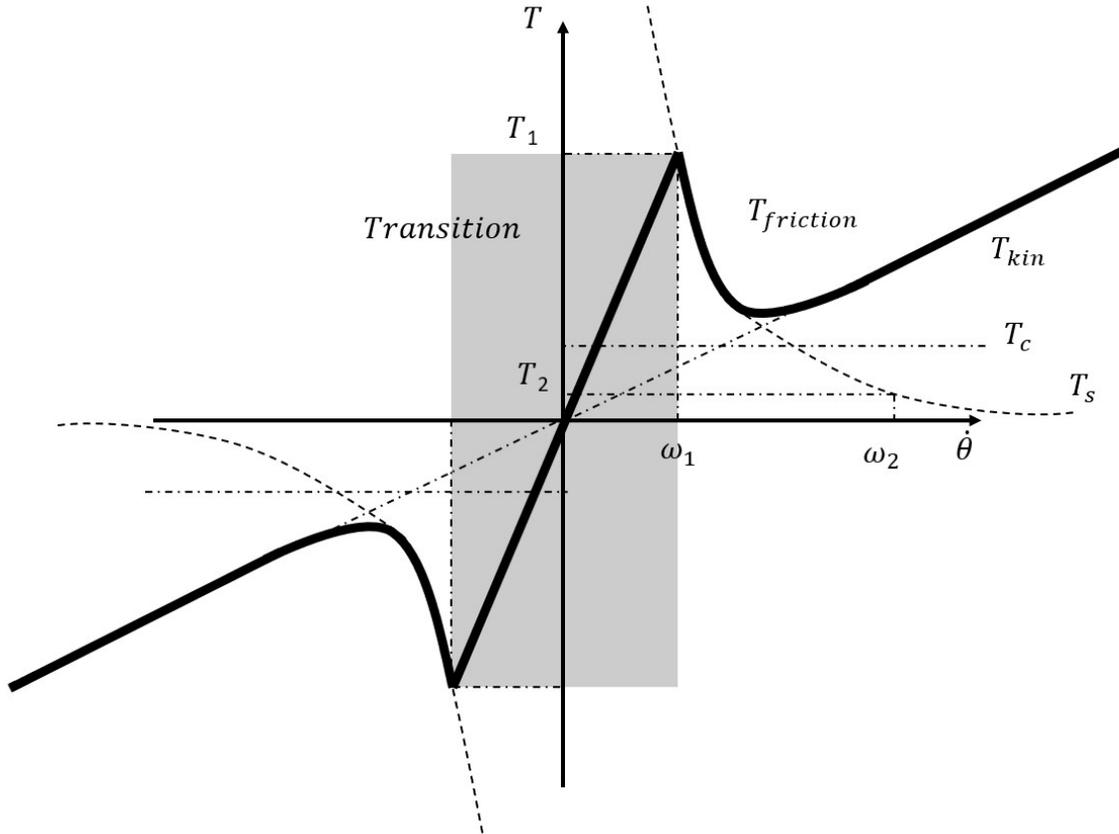


Figure 30. Grafico del modello di attrito di Pedersen e Dodds

Si introduce un modello di attrito ancora più complesso in grado di rispondere meglio allo zero crossing della velocità, senza prendere in considerazione la coppia esterna. Il seguente modello di attrito riprende il modello presentato da Haessig e Friedland nel 1990 e da Majd e Simaan nel 1995, introducendo delle importanti semplificazioni che riducono il calcolo computazionale. Il modello segue la formulazione:

$$T_{friction} = (T_{kin} + T_c + T_s) y_t$$

Viene introdotta una funzione che rende lineare la transizione da velocità negativa a velocità positiva, eliminando il problema della discontinuità.

$$y_t = \begin{cases} \frac{|\omega|}{\omega_1}, & |\omega| \leq \omega_1 \\ 1, & |\omega| > \omega_1 \end{cases}$$

L'attrito statico segue in questo caso una funzione iperbolica, la quale presenta un andamento simile alla funzione esponenziale ma presenta meno parametri da caratterizzare sotto alcune condizioni, che verranno descritte poi.

$$T_s = \frac{A}{\dot{\theta} + |B| \operatorname{sign}(\dot{\theta})}$$

$$A = T_1 (B + \omega_1)$$

$$B = \frac{T_1 \omega_1 - T_2 \omega_2}{\omega_2 - \omega_1}$$

A velocità zero l'attrito viene imposto come zero per aumentare la stabilità del modello. La pendenza nella zona di transizione è grande per ridurre l'impatto sul modello dell'attrito statico. Per semplificare la parametrizzazione del modello di attrito i due parametri ω_1 e ω_2 sono impostati inizialmente su valori costanti.

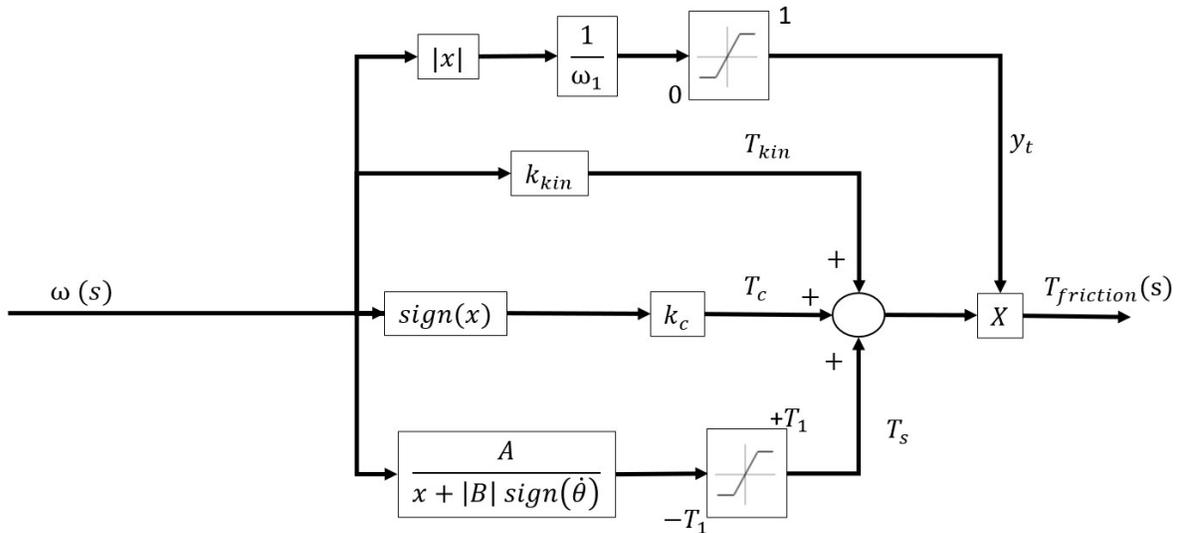


Figure 31. Diagramma a blocchi del modello di attrito di Pedersen e Dodds

3.3.3 Hard-stop

La piastra dell'acceleratore ha un campo di funzionamento limitato. Questi vincoli di posizione meccanici sono chiamati hard stop. Questo può essere modellato da un anello di controllo ad alto guadagno, in cui viene applicata una coppia sufficiente a trattenere il sistema tra due posizioni fisse.

$$T_{hard\ stop} = \begin{cases} 0, & \theta_{l,min} \leq \theta_l \leq \theta_{l,max} \\ k_{hard\ stop}(\theta_l - \theta_{l,max}), & \theta_l > \theta_{l,max} \\ k_{hard\ stop}(\theta_l - \theta_{l,min}), & \theta_l < \theta_{l,min} \end{cases}$$

Dal modello ottenuto attraverso Simulink si può osservare che, per aggirare il problema della logica di implementazione della funzione di hard stop, la coppia è pari alla somma delle coppie che agiscono sul sistema meccanico nei due stati logici sopra descritti. Il modello si comporta quindi come una banda morta, caratterizzata da un guadagno molto elevato agli estremi. È possibile implementare il modello di hard stop su Simulink utilizzando direttamente il blocchetto *banda morta*. In entrambi i casi la posizione andrà ovviamente oltre la posizione minima e massima definita dai limiti di corsa del piattello, ma di una quantità trascurabile se la rigidità di hard stop è sufficientemente grande.

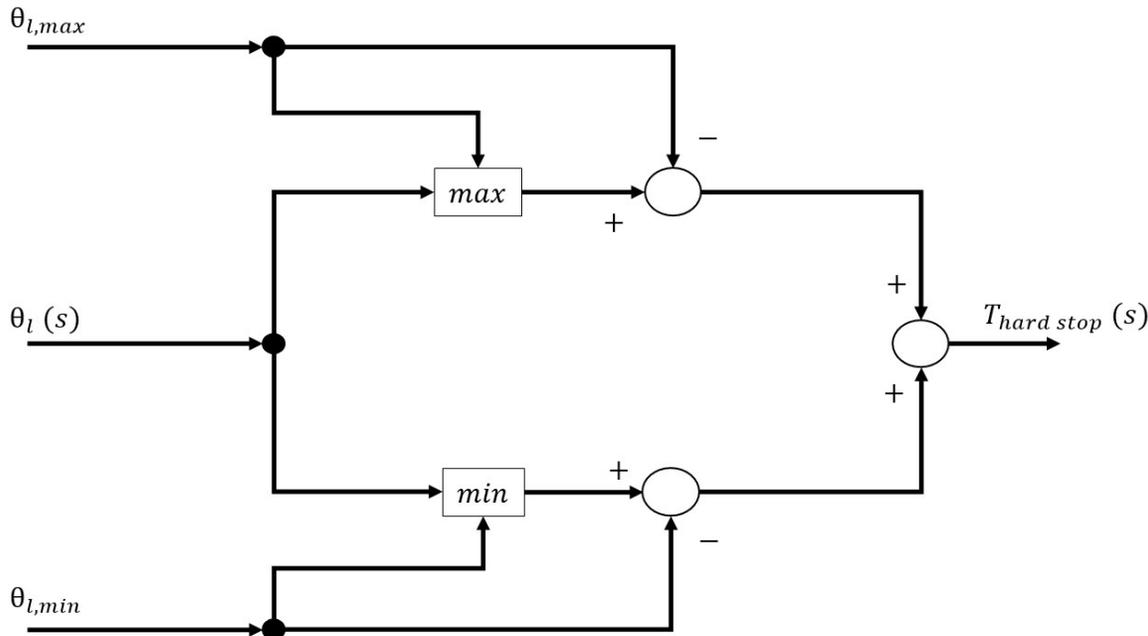


Figure 32. Diagramma a blocchi del modello di hard stop

3.3.4 Effetto aerodinamico

Il flusso transonico su un profilo alare – come può essere la superficie del piattello di una valvola a farfalla - è caratterizzato dalla presenza di onde d’urto visibili sulla superficie di monte. In questo caso, l’interazione tra le onde d’urto e lo strato limite diventa complessa. Le conseguenze di questa interazione che normalmente si osservano nelle valvole a farfalla sono oscillazioni instabili sul flusso indotte dalle onde, rumore e vibrazioni di tipo aerodinamico, coppia di disturbo per effetto aerodinamico sul piattello, sfarfallamento e guasti per fatica ad alto numero di cicli sul meccanismo interno della valvola (SILVESTER, 1982).

Di seguito vengono introdotti i modelli unidimensionale e bidimensionale di flusso sul profilo del piattello di una valvola a farfalla. I modelli seguono gli studi effettuati da R. S. Silvester nel suo articolo “*Torque induced by a butterfly valve carrying a compressible flow*” del 1982 per BHRA Fluid Engineering, Cranfield, Bedford. Lo studio è utile per determinare il legame tra angolo di apertura della valvola e coppia di disturbo sul piattello per effetto aerodinamico (SILVESTER, 1982).

In aggiunta, viene fatta un’analisi dell’effetto dell’umidità sul flusso secondo lo studio effettuato da un team dell’università di Saga in Giappone, riportato nell’articolo “*Effect of moist air on transonic internal flow around a plate*”. Di particolare rilevanza è l’effetto della condensazione sulla coppia di disturbo per effetto aerodinamico (Hasan, 2009).

Si sottolinea che l’effetto della coppia di disturbo non è stato valutato nel modello finale di valvola a farfalla, dal momento che non è stato possibile studiare sperimentalmente il campo di flusso sul piattello. La motivazione principale è data dal fatto che il banco prova - che sarà descritto in un apposito capitolo dell’elaborato di tesi - non permette di simulare l’aspirazione dell’aria che avviene all’interno di un motore a combustione. In assenza di flusso di aria la coppia di disturbo è nulla, per questo l’effetto aerodinamico non intacca il modello considerato in ambito di tesi. Si descrive comunque lo stato dell’arte dell’effetto in questione, al fine di non trascurare le reali proprietà di funzionamento del componente e per garantire un punto di partenza utile per i progetti di tesi futuri.

3.3.4.1 Modello unidimensionale

Il punto di partenza per la teoria sulla coppia di disturbo per effetto aerodinamico agente sul piattello di una valvola a farfalla è il modello di flusso unidimensionale attorno al profilo del piatto, sotto l’ipotesi di regime di flusso comprimibile non critico.

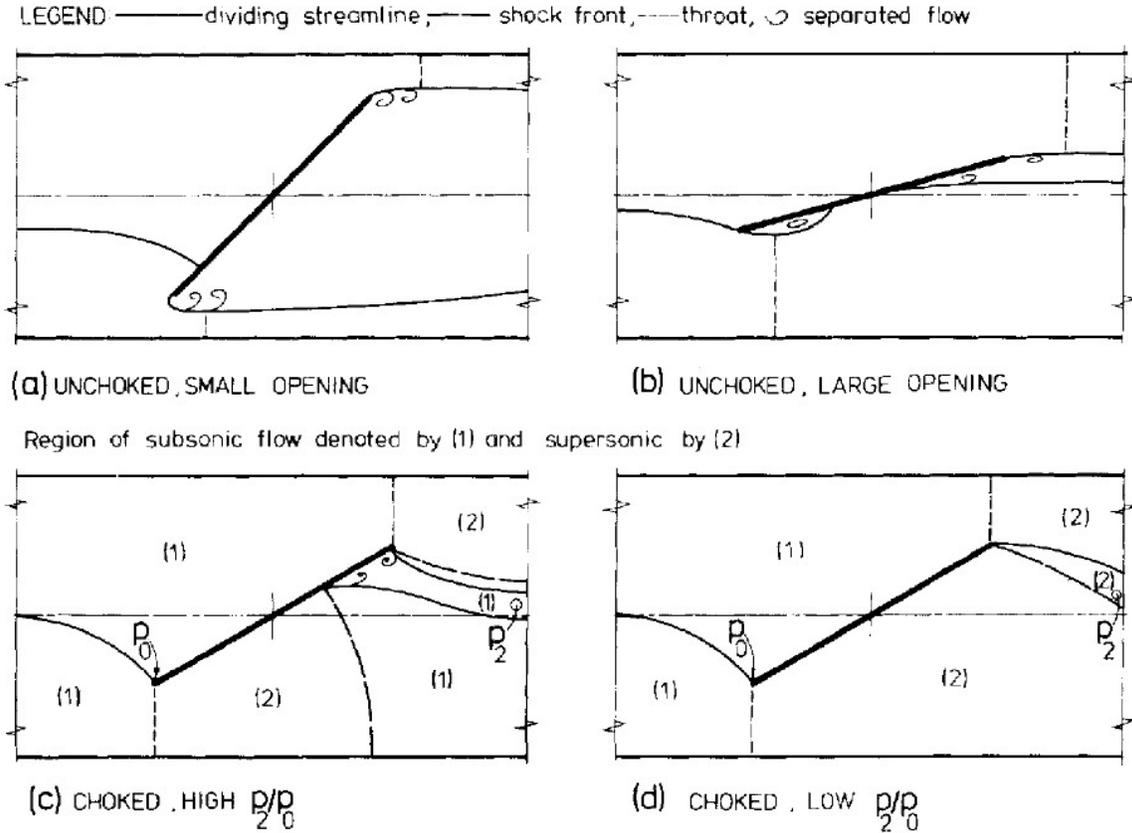


Figure 33. Regimi di flusso per rapporto di pressione subcritico (a - b) e critico (c - d) (SILVESTER, 1982)

Di grande interesse è la figura 33(a), in cui si osserva un'onda d'urto sulla faccia sottovento del piatto. Ne consegue un aumento di pressione più alto rispetto a quello causato dal riattaccamento del flusso mostrato nella figura 33(b). Come spiegato di seguito, il momento aerodinamico può essere estremamente sensibile alla forza e alla posizione degli urti.

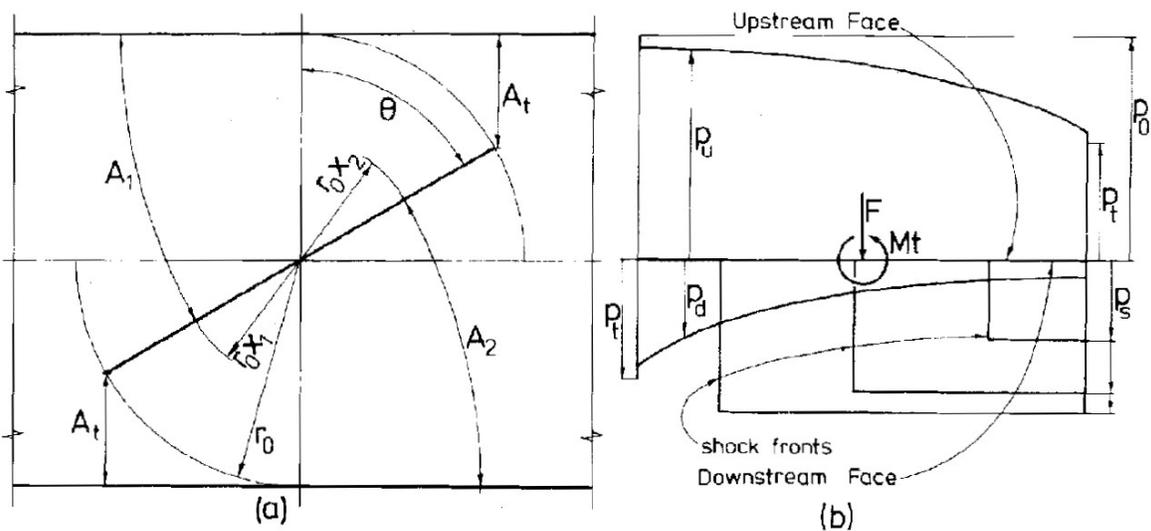


Figure 34. Geometria e distribuzione di pressione per il modello di torsione della valvola (SILVESTER, 1982)

La figura 34(a) fornisce lo schizzo di definizione per un modello matematico basato sulle ipotesi della figura 33(c):

1. La linea di demarcazione del flusso a monte del profilo interseca il bordo estremo del piatto, non si ha un urto sulla faccia superiore;
2. Si ha flusso subsonico radiale sulla faccia superiore del profilo (zona in alto a sinistra marcata con l'indice 1 in figura);
3. Si ha flusso sonico parallelo in ogni gola;
4. Si ha flusso supersonico radiale sulla faccia inferiore del profilo, terminando con un urto prima che esso raggiunga il bordo d'uscita;
5. Si ha la separazione del flusso oltre l'urto, senza riattaccamento.

Il modello è essenzialmente unidimensionale, con l'assunzione che qualsiasi proprietà bidimensionale viene interpretata come un cambiamento di area della sezione trasversale.

La pressione è stata calcolata per due serie di condizioni. Il primo set racchiude l'ipotesi di flusso isentropico, assunto su tutta la faccia a monte, e l'ipotesi di flusso supersonico sulla faccia a valle. L'altra serie di condizioni impone un gradino di pressione a valle del fronte dell'urto. Comuni ad entrambe le formulazioni vi sono le equazioni di continuità, di conservazione dell'energia e la legge dei gas perfetti.

EQUAZIONE DI CONTINUITÀ:

$$\rho_1 u_1 A_1 = \rho_2 u_2 A_2 = \rho_0 c_0 A_t \left[\frac{k+1}{2} \right]^{\frac{k}{2}}$$

EQUAZIONE DI CONSERVAZIONE DELL'ENERGIA:

$$c_p T_0 = c_p T + \frac{1}{2} u^2$$

EQUAZIONE DI STATO DEI GAS PERFETTI:

$$p = \rho R T = \frac{\rho c^2}{k}$$

Si riconoscono:

- La costante dei gas, R ;
- Il calore specifico a pressione costante, c_p , e il rapporto dei calori specifici, k ;
- La velocità del gas, u , e la velocità del suono, c , alla temperatura T ;
- La densità del gas, ρ .

Per il flusso isentropico si utilizzano le equazioni di espansione isentropica e di variazione di area.

EQUAZIONE DELL'ESPANSIONE ISENTROPICA:

$$\frac{p_0}{\rho_0^k} = \frac{p}{\rho^k}$$

EQUAZIONE PER LA DEFINIZIONE DELL'AREA DI PASSAGGIO:

$$\frac{A}{A_t} = \frac{\left((\sec(\theta) - x) \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) \right)}{1 - \cos(\theta)}$$

Per l'urto, l'equazione isentropica viene sostituita dalla conservazione della quantità di moto e si assume area costante:

EQUAZIONE DI MOMENTO:

$$\rho_2 u_2 + p_2 = \rho_s u_s + p_s$$

Dal profilo di pressione trovato dalle equazioni di continuità e di momento, come mostrato nella figura 34(b), si può trovare per integrazione la coppia agente sul piattello. Le distribuzioni di pressione, normalizzate dal valore della pressione di ristagno a monte, sono mostrate nella figura 35 per quattro angoli di apertura della valvola.

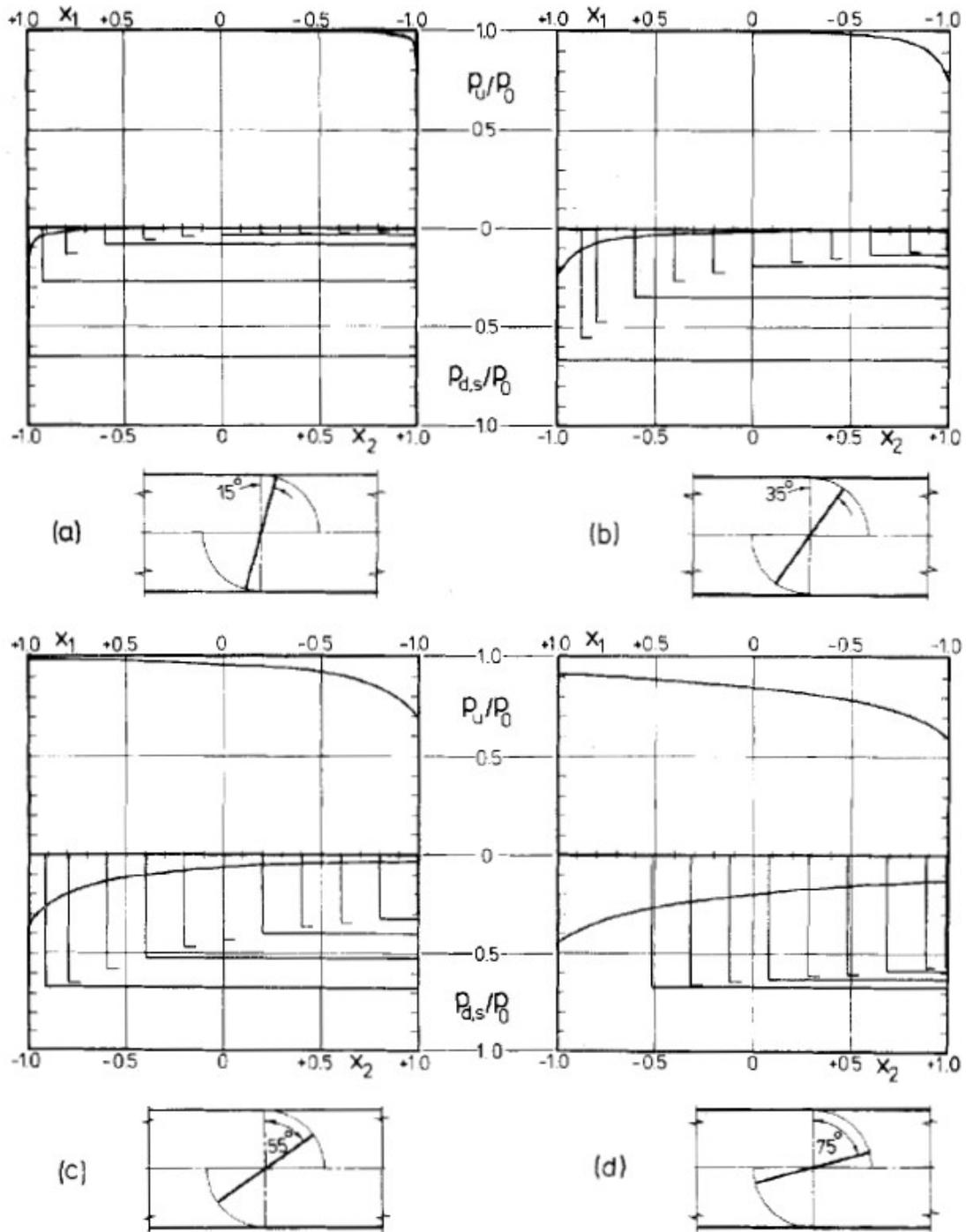


Figure 35. Distribuzione di pressione per flusso critico in quattro diverse posizioni della valvola (SILVESTER, 1982)

La contropressione non può superare la frazione di 0,67 del valore della pressione di stagnazione senza che la valvola torni a una condizione di non criticità. Se la contropressione scende sufficientemente, l'urto può avvenire in prossimità del bordo d'uscita e non esercitare alcuna influenza sulla coppia, dalle ipotesi del caso 33(c) si passa a quelle del caso 33(d). Si può vedere dalla figura 35(d) che l'intervallo del rapporto di pressione effettivo è piccolo per angoli di valvola quasi completamente aperti. Tuttavia, è per queste condizioni che la coppia è più sensibile alla posizione degli urti, e quindi al rapporto di pressione. Per un dato angolo, il profilo di pressione a monte è

indipendente dal rapporto di pressione. Per tutte le aperture, entrambi i profili di pressione tendono a cooperare nel produrre un momento di chiusura.

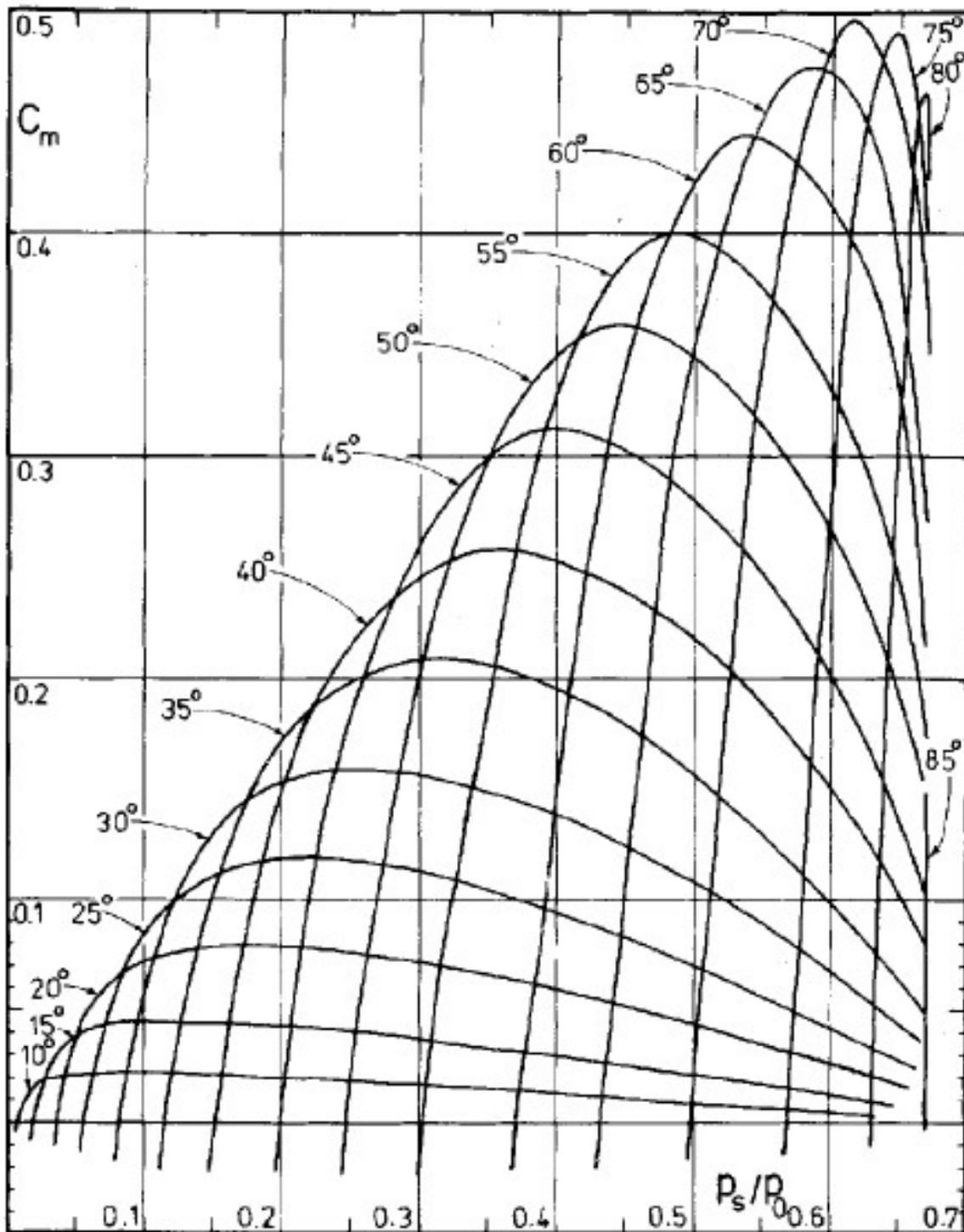


Figure 36. Coefficiente di coppia per flusso critico (SILVESTER, 1982)

La figura 36 mostra le curve del coefficiente di momento, o di coppia, tracciate rispetto al rapporto di contropressione per vari angoli di apertura della valvola. Per un disco circolare si applica la

seguinte definizione, dove il momento è scelto positivo quando tende a chiudere la valvola, secondo la terminologia mostrata in precedenza:

$$C_m = \frac{12 M_t}{p_0 D^3}$$

Il coefficiente di momento è un termine adimensionale utile alla normalizzazione della coppia rispetto alla scala del disco e alla pressione di monte. Si introducono quindi la pressione a monte del profilo e il momento di area di un mezzo disco attorno al suo asse. Per il flusso incomprimibile la scelta migliore per la pressione di normalizzazione sarebbe la caduta di pressione attraverso la valvola, ciò rende la funzione del coefficiente di coppia dipendente soltanto dall'angolo di apertura della valvola. In questo caso si sceglie la pressione sia per facilità di calcolo che per coerenza di normalizzazione. Le curve in figura sono più ripide e con picchi più alti per angoli più ampi della valvola. Il caso più grave possibile è rappresentato dalla curva da 70 gradi, che sale ad un coefficiente di coppia massimo di quasi 0,5.

3.3.4.2 Modello bidimensionale

L'utilizzo di una teoria unidimensionale porta a trascurare vari fenomeni noti per un flusso transonico.

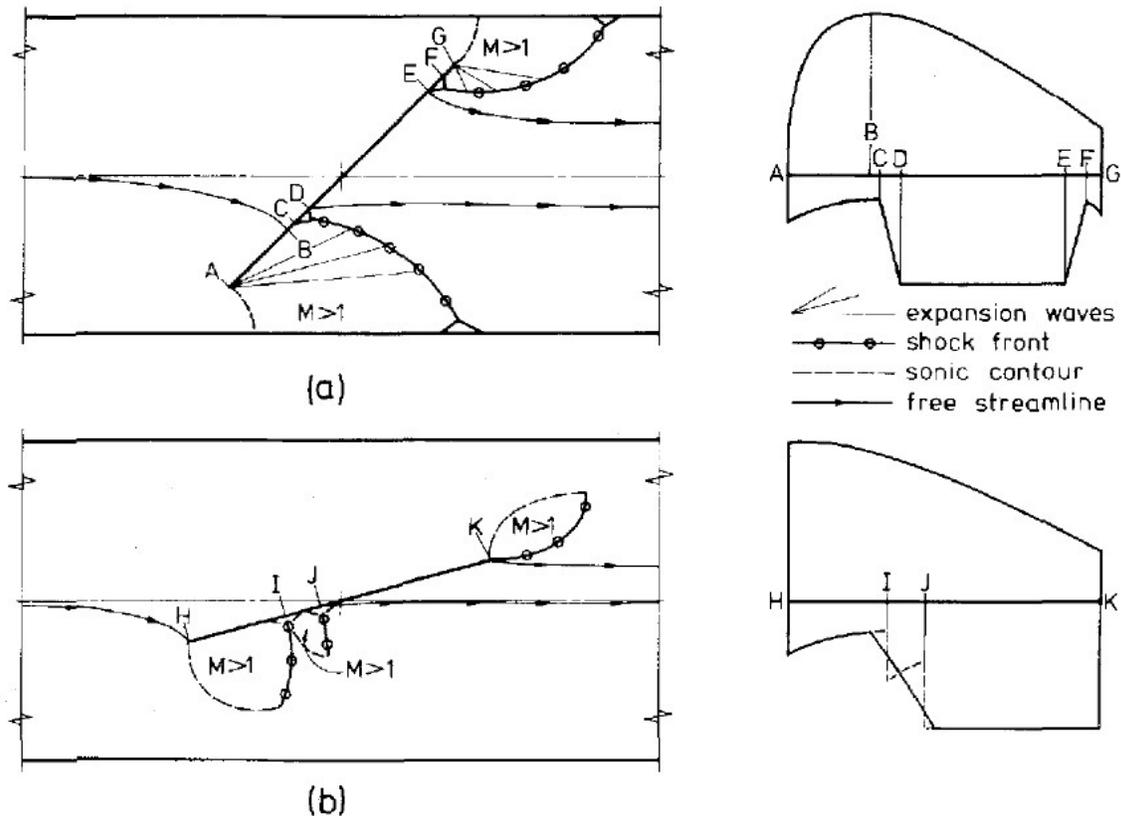


Figure 37. Fenomeni secondari per piccole (a) e grandi (b) aperture (SILVESTER, 1982)

Mantenendo l'ipotesi di un disco piatto per il piattello della valvola, la figura 37 illustra i fenomeni che possono presentarsi agli estremi del profilo del piattello. Questi sono descritti di seguito:

1. La linea di stagnazione a monte può intersecare la faccia a monte piuttosto che il bordo d'attacco, causando un urto in ingresso;
2. Le superfici soniche di solito sono curve e possono manifestarsi anche senza una condizione di completa criticità;
3. Si può formare una famiglia di onde di espansione, appena a valle del bordo d'attacco, che crea una depressione locale sulla faccia inferiore del disco, portando il fronte d'urto più a monte;
4. L'interazione tra l'urto e lo strato limite può portare a urti biforcati, perfino a urti ripetuti ad angoli di apertura più grandi;
5. Per angoli della valvola di 45 gradi o meno, si può avere l'espansione del flusso attorno al bordo d'uscita.

Senza un modello matematico bidimensionale è impossibile quantificare l'influenza dei fattori di cui sopra sulla coppia di disturbo agente sul piattello della valvola. La conoscenza di questi fenomeni è utile per prevedere l'effetto dell'asimmetria del profilo del disco sul campo di flusso. Le piastre delle valvole a farfalla non cadono nell'ipotesi di profilo sottile e, nel peggiore dei casi, neanche in quella di perfetta simmetria rispetto all'asse di rotazione. Pertanto, ci si aspetta un'asimmetria nelle caratteristiche di coppia.

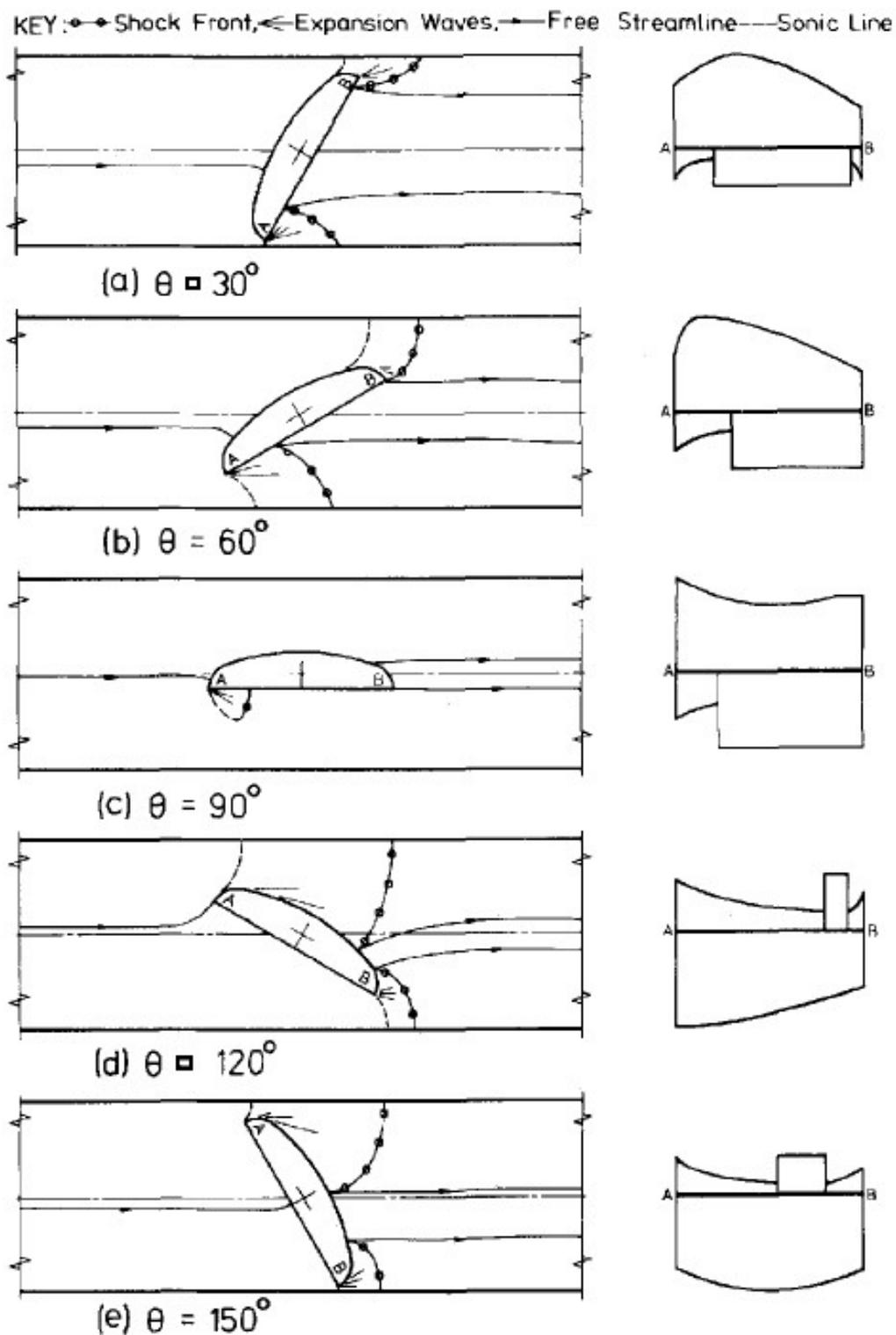


Figure 38. Linee di flusso e distribuzioni di pressione per diverse configurazioni di un piattello a forma di lente (SILVESTER, 1982)

Il profilo considerato ha una forma asimmetrica ed è incernierato sul suo centro geometrico. Come mostrato in figura 38, il profilo consta di una superficie curva superiore ed una piastra inferiore. Viene considerata la situazione in cui la piastra viene spostata attraverso incrementi di 30° da 30° a 150° ,

cioè a partire dalla posizione per cui la superficie curva si trova a monte del flusso. Di seguito viene fatta un'analisi qualitativa dei profili di pressione - visibili sulla sezione di destra della figura -, in base ai fenomeni attivi mostrati dalle illustrazioni della sezione di sinistra.

La figura 38(c), che ritrae la posizione completamente aperta, mostra la tendenza della faccia curva a spostarsi verso monte. Il bordo d'attacco presenta uno spigolo vivo sotto la linea centrale del condotto ed è proprio in questa zona che appare il flusso sonico. Pertanto, gli urti si formano prima sulla faccia piana in corrispondenza dello spigolo vivo. Sopra la linea centrale, sulla faccia curva, la pressione scende al suo valore minimo in corrispondenza della cerniera del disco e sale nuovamente fino a valle nel punto di separazione. Come mostrato sulla destra dell'illustrazione, le distribuzioni di pressione su entrambe le facce operano per ruotare il corpo in senso antiorario.

Confrontando i diagrammi 38(b) e 38(d), le differenze sulle distribuzioni di pressione suggeriscono un momento di chiusura più ampio per il caso 38(b). Per il caso 38(b), guardando la faccia a monte, si possono osservare un punto di ristagno e una linea sonica in corrispondenza del 10% e del 90% della lunghezza di corda del profilo. Ciò corrisponde a un profilo di pressione più ripido di quello considerato nel modello a piastra piana, secondo cui la linea sonica cade in corrispondenza del bordo finale del profilo. In definitiva, per il nuovo profilo considerato si ha una coppia più elevata. La configurazione con angolo di apertura di 120° - caso 38(d) -, d'altra parte, ha maggiori probabilità di conformarsi al modello in quanto il flusso sonico non potrebbe verificarsi sulla faccia piana a monte, in prossimità dello spigolo vivo. Inoltre, è improbabile che l'inclinazione della faccia piana presenti un punto di ristagno sulla sua superficie. Quindi le posizioni sia della linea di flusso libera che del limite sonico contribuiscono a una coppia di chiusura più elevata per il caso 38(b) rispetto al caso 38(d).

Guardando ora alla faccia a valle, va notato che la faccia curva del caso 38(d) crea un ugello supersonico più efficiente rispetto all'improvvisa espansione del caso 38(b) a faccia piana. Dal momento che l'urto principale cade più a valle per la configurazione con angolo di apertura di 120° , si genera una regione più ampia di flusso supersonico rispetto al caso da 60° . Poiché la distribuzione della pressione supersonica tende ad aprire la valvola, il momento di chiusura per 38(d) è ulteriormente ridotto. Inoltre, il flusso intorno al bordo d'uscita nel caso 38(d) si trova a valle dell'urto secondario, quindi, diminuisce ulteriormente il momento per effetto della pressione supersonica. Nel diagramma 38(b), d'altra parte, il flusso è già stato espanso a partire dalla velocità sonica prima di raggiungere il bordo d'uscita, dove è quindi probabile che ci sia il secondo urto. La differenza di coppia tra le due situazioni di cui sopra è probabilmente maggiore a rapporti di pressione molto maggiori dell'unità. Per effetto scala aumenta il contributo dell'asimmetria.

Ci si può aspettare che i casi 38(a) e 38(e) mostrino le stesse caratteristiche relative dei casi 38(b) e 38(d). Gli argomenti relativi ai profili di pressione a valle sono invariati. In entrambi i casi 38(a) e 38(e), tuttavia, ci si può aspettare che il flusso passi maggiormente attraverso l'apertura superiore. Poiché la linea di flusso deve ruotare per intersecare la superficie della piastra con un angolo retto, il punto di ristagno a monte è considerevolmente più lontano dall'asse della valvola nel caso 38(a) rispetto al caso 38(e).

Si può quindi concludere che sono prevedibili coppie di chiusura significativamente più elevate per il caso con la faccia curva a monte sia per angoli di apertura della valvola piccoli, come per il caso 38(b), sia per angoli di apertura grandi, come per il caso 38(a).

3.3.4.3 Analisi del flusso su diversi profili

Si effettua ora un'analisi del flusso su due profili asimmetrici diversi relativi al piattello di una valvola a farfalla.

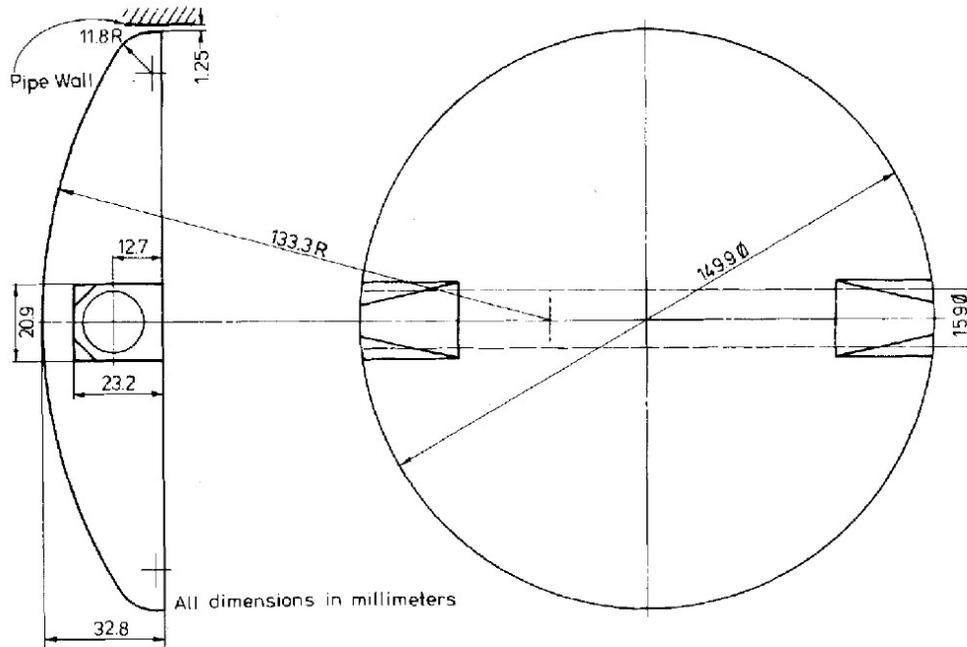


Figure 39. Piattello di tipo A

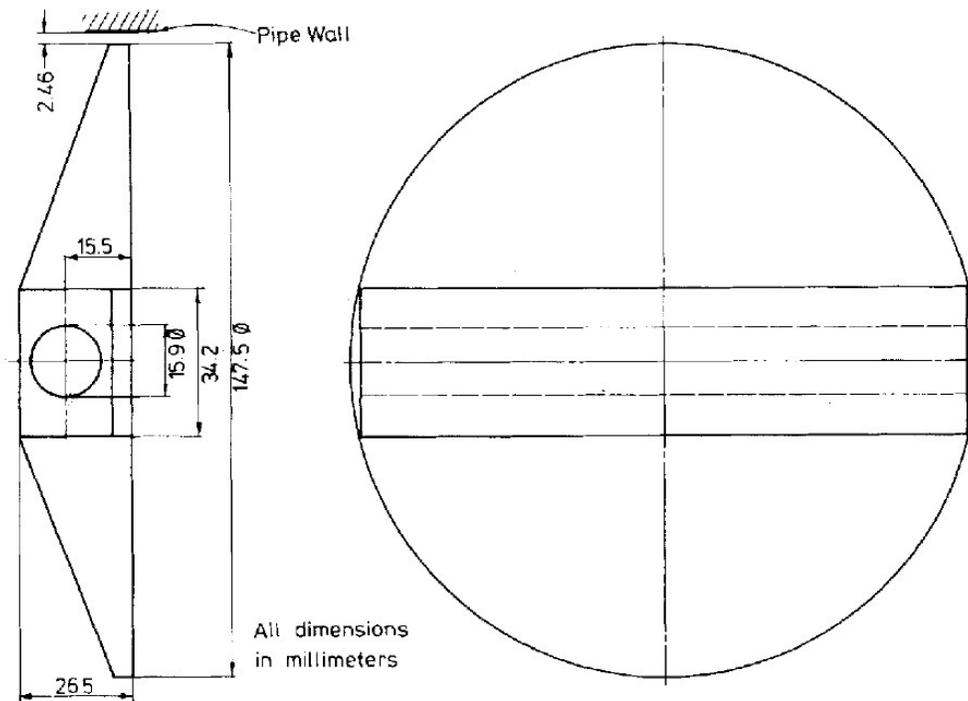


Figure 40. Piattello di tipo B (SILVESTER, 1982)

Poiché la valvola A ha una superficie convessa più continua rispetto a B, ha senso analizzare prima i risultati del caso A. La discussione dei risultati del disco B si concentrerà sul confronto tra A e B. I

coefficienti di coppia per il disco A saranno confrontati con quelli del modello unidimensionale. L'asimmetria dei dischi richiede di eseguire test con il flusso in entrambe le direzioni, per analizzare le differenze sul campo di flusso tra superficie convessa e superficie piatta e per confrontare i risultati con l'analisi qualitativa effettuata per il modello bidimensionale. Se la faccia convessa di uno dei due dischi si trova a valle del flusso, l'orientamento viene definito in avanti; se la faccia piatta si trova a valle del flusso, l'orientamento è detto inverso – come visto in precedenza, l'orientamento in avanti implica coppie di disturbo inferiori, ed è quello che normalmente viene utilizzato durante il funzionamento della valvola -. Si utilizza l'intero intervallo angolare da 180°, per cui 0° rappresenta una valvola completamente chiusa rivolta in avanti. I momenti di chiusura si presumono positivi se non diversamente specificato.

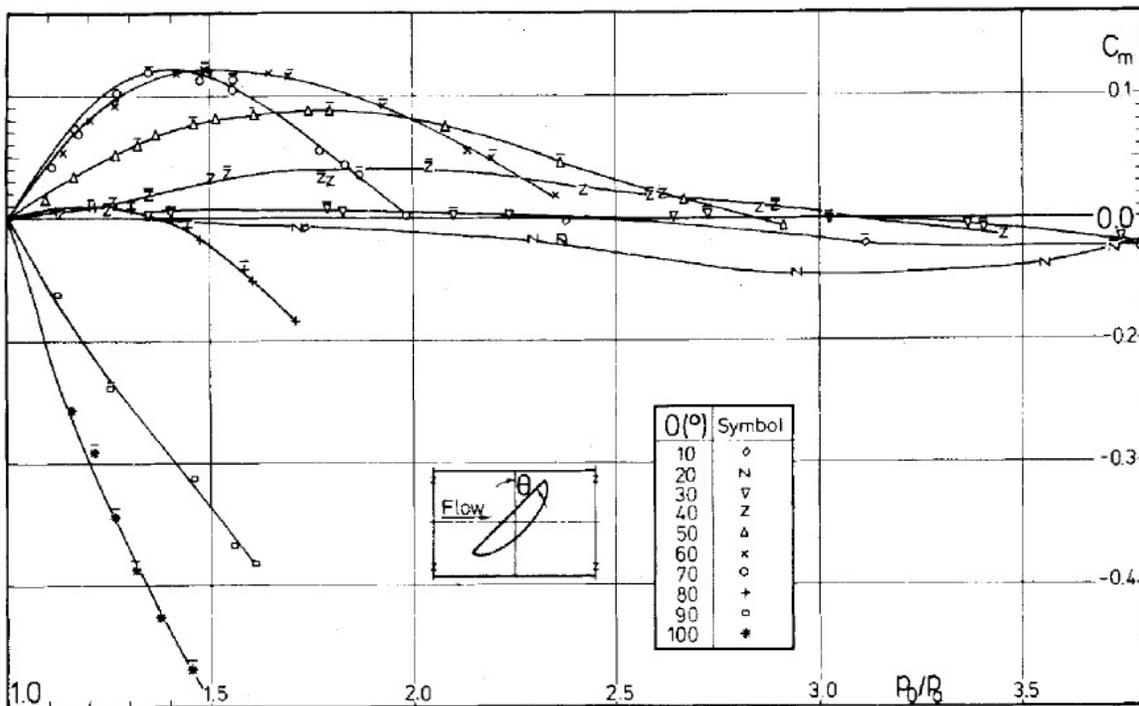


Figure 41. Coefficienti di coppia misurati. caso (a), orientamento in avanti (SILVESTER, 1982)

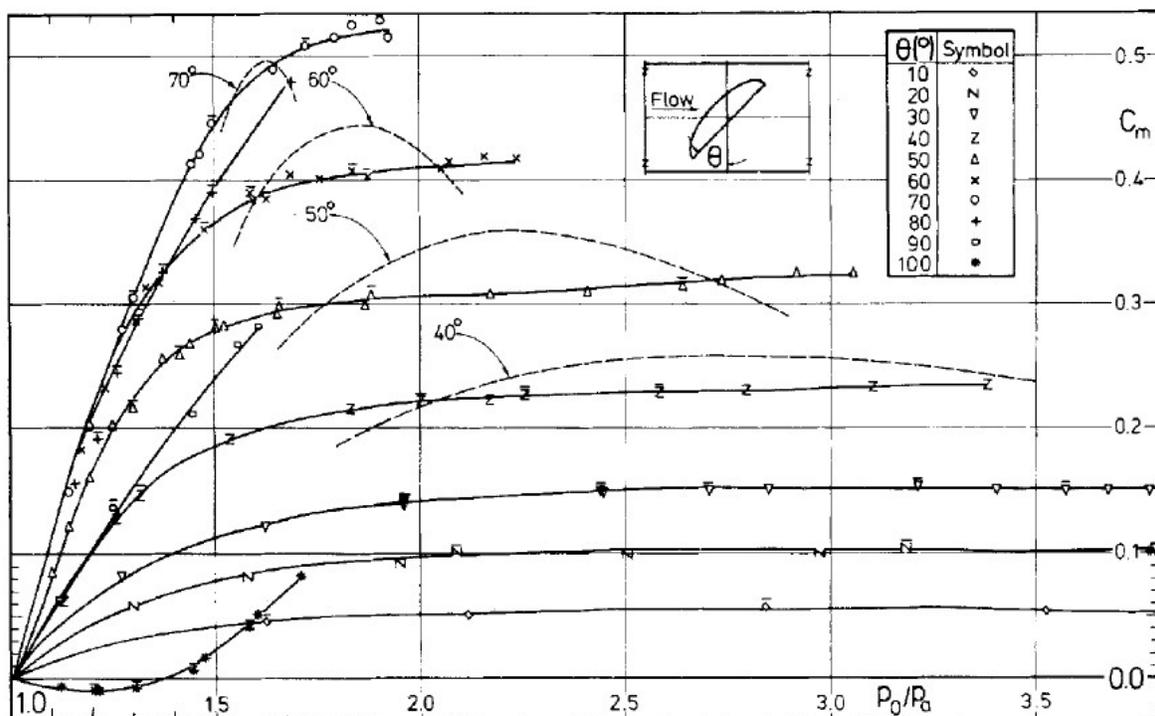


Figure 42. Coefficienti di coppia misurati. caso (b), orientamento inverso (SILVESTER, 1982)

Le implicazioni aerodinamiche dell'asimmetria del piattello sono illustrate dalla differenza tra il caso (a), orientamento in avanti, e il caso (b), orientamento inverso, delle figure precedenti (41 e 42). I coefficienti di coppia sono molto più bassi per l'orientamento in avanti e, quando la valvola è completamente aperta, c'è un significativo momento in senso orario, poiché risulta più a monte la faccia convessa. Aumentando il rapporto di pressione, il coefficiente di coppia aumenta a un valore di saturazione per il flusso inverso, ma sale a un picco e poi scende per il flusso in avanti. Tutte le caratteristiche di cui sopra sono state previste dall'analisi qualitativa del capitolo precedente. Lì, è stato spiegato che una superficie a monte convessa genera un profilo di pressione più ripido. Sul lato a valle gli urti cadono dietro i bordi anteriore e posteriore e portano a una coppia di chiusura più elevata per una superficie piatta rispetto a una superficie convessa. Le linee tratteggiate sulla figura in basso rappresentano le previsioni del capitolo precedente, basate sulle ipotesi riaffermate di seguito:

1. Il disco della valvola è sottile e piatto e il flusso bidimensionale;
2. La linea di flusso libera a monte interseca il bordo d'attacco;
3. Su entrambi i lati della piastra il flusso è uniformemente radiale rispetto al punto di intersezione della parete della piastra e del condotto;
4. l'aumento della pressione dato dall'urto sul lato a valle è descritto da un gradino di pressione;
5. Il flusso si separa immediatamente dopo l'urto in modo che non si verifichi un ulteriore aumento di pressione.

La teoria sovrastima i coefficienti di coppia di picco per gli angoli da 40°, 50° e 60°. Come già notato le curve sperimentali tendono a saturare piuttosto che a raggiungere un picco. Sia all'estremità bassa che a quella alta della scala del rapporto di pressione, la teoria sottostima i risultati sperimentali. Per

piccoli rapporti di pressione ciò potrebbe essere dovuto alla semplificazione data dalle ipotesi (1) e (2) di cui sopra. Con la faccia curva a monte, la linea di flusso tenderà a intersecare la superficie appena a valle del bordo d'attacco. Il punto di stagnazione risultante aumenterebbe il contributo di momento della faccia a monte. Inoltre, se gli urti dovessero apparire prima che la valvola sia completamente in condizioni di criticità, il contributo di momento a valle aumenterebbe.

A rapporti di pressione elevati l'ipotesi (3) è la più significativa. L'improvvisa espansione appena a valle della gola principale genera numeri di Mach locali molto più alti vicino alla faccia sottovento di quanto previsto secondo il flusso uniforme. Questo sposta il fronte dell'urto a monte, posticipando il decadimento della coppia. Esso si muove a valle all'aumentare del rapporto di pressione.

Le coppie di picco molto elevate osservate per il caso da 70° possono essere spiegate dalla caduta dell'ipotesi (5) per grandi angoli di apertura. Sebbene il flusso possa separarsi a valle dell'urto, esso potrebbe riattaccarsi e recuperare parte della sua pressione. L'aumento della pressione aumenterebbe significativamente la coppia di chiusura.

Non è stato fatto alcun confronto tra le curve della figura (a) e la teoria. In questo caso la differenza tra comportamento sperimentale e teorico è troppo grande per estrarre delle informazioni. Vale la pena notare, tuttavia, che gli insiemi di curve mostrano la stessa tendenza a salire a un picco e poi cadere. Ciò suggerisce una gamma più ampia di movimenti dell'urto sulla faccia convessa a valle rispetto alla faccia piatta. Come spiegato nel capitolo sull'analisi del modello bidimensionale, la superficie curva incoraggia lo sviluppo di un flusso supersonico più uniforme, quindi un numero di Mach locale più piccolo in una data posizione rispetto alla superficie piana. La pressione prima dell'urto richiesta verrebbe raggiunta più a valle, da qui i risultati osservati.

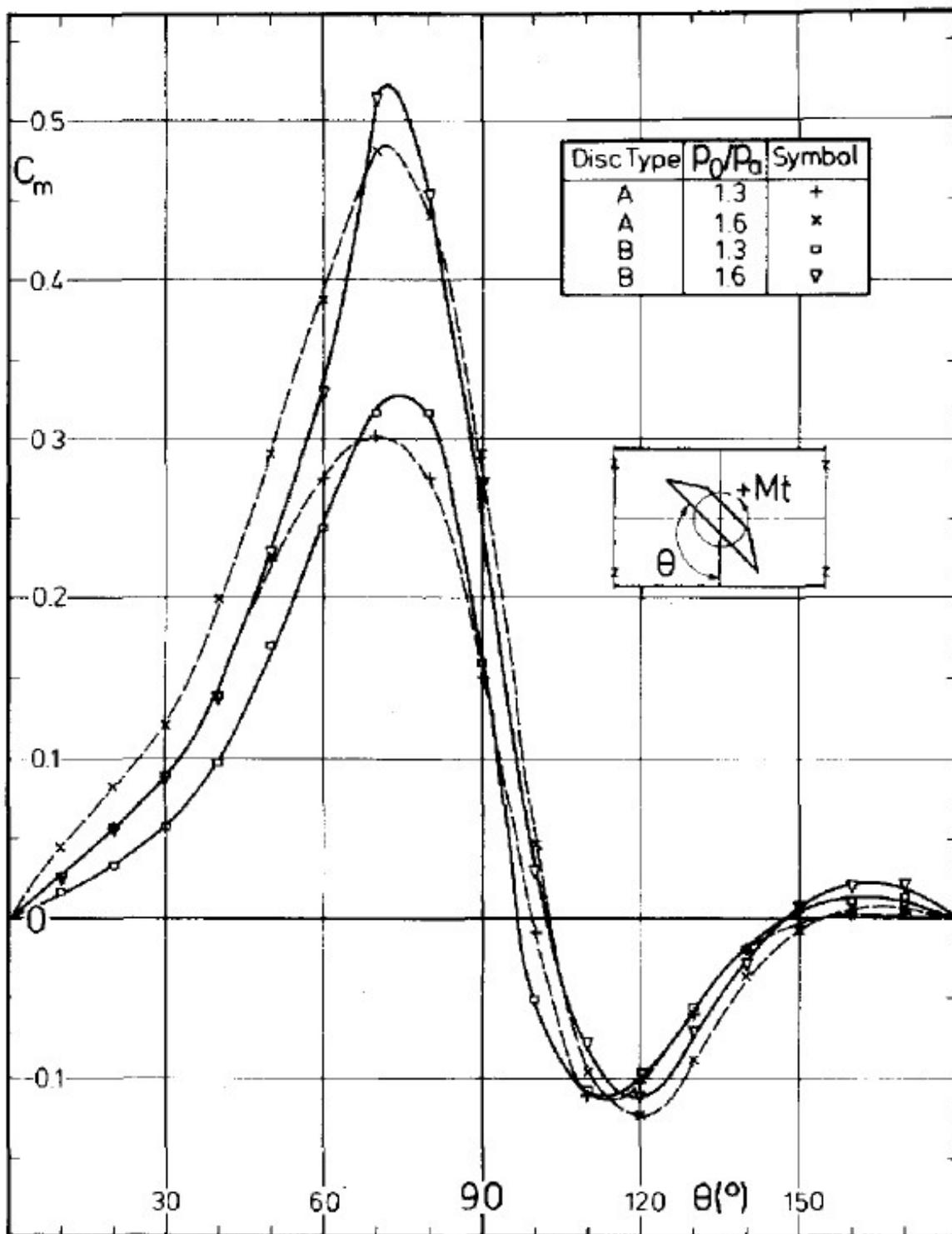


Figure 43. Coefficienti di coppia al variare dell'angolo di apertura della valvola per i piatti A e B (SILVESTER, 1982)

Facendo riferimento ora alla figura in alto, sono stati selezionati due rapporti di pressione per un confronto tra i coefficienti di coppia dei dischi A e B sull'intero intervallo angolare. Sotto gli aspetti essenziali, entrambi mostrano lo stesso comportamento. Le maggiori differenze tra i coefficienti di coppia per A e B si verificano per gli angoli 10 e 60°. La maggiore convessità del disco A potrebbe

spiegare la coppia più elevata ad angoli piccoli. Come sostenuto nell'ultima sezione, la pressione sulla superficie convessa a monte del flusso influisce in modo significativo sulla coppia.

All'aumentare della curvatura, anche il coefficiente di coppia dovrebbe aumentare. A 70° e 80°, tuttavia, i coefficienti per B sono più alti in entrambi i rapporti di pressione. A questi angoli, il bordo anteriore più sottile del disco B fa in modo che il punto di ristagno a monte rimanga sulla superficie piatta invece di spostarsi sulla parte convessa. Il profilo di pressione è quindi più ripido per B che per A e il momento di chiusura è maggiore. Ciò è particolarmente evidente nella figura mostrata in precedenza dove il coefficiente di coppia è positivo (momento in chiusura) per rapporti di pressione compresi tra 1,0 e 1,5.

La coppia zero è stata osservata per il caso A ad un angolo di 100° in condizioni simili.

3.3.4.4 Effetto dell'umidità

Nel caso di flussi transonici o supersonici in cui vi è la presenza di vapore, la rapida espansione del flusso può portare ad una condensazione di non equilibrio (Hasan, 2009). In questo caso particolare, il vapore condensa dopo aver raggiunto una condizione di sovra saturazione. In questo stato, il grado di saturazione S , definito come:

$$S = \frac{p_v}{p_g}$$

Dove p_v è la pressione del vapore e p_g è la pressione di saturazione del vapore ad una data temperatura, può raggiungere valori di molto superiori all'unità. Il processo viene seguito da due stadi; inizialmente le molecole di vapore generano nuclei di condensazione attraverso la mutua collisione (nucleazione omogenea), poi avviene la condensazione del vapore a partire da questi nuclei (crescita delle gocce). Il processo di condensazione rilascia calore latente sull'ambiente gassoso circostante rappresentato da aria umida e ciò si ripercuote sul comportamento termodinamico e sulle proprietà del flusso.

Analisi numeriche di un flusso transonico esterno di aria umida, affetta da condensazione di equilibrio e di non equilibrio, su un sottile profilo alare mostrano che si ha un decremento della resistenza quando l'urto è localizzato vicino al bordo di uscita e che un decremento della pressione sul flusso subsonico in prossimità dell'urto induce ad un aumento di resistenza.

Per un flusso interno di aria umida, affetta da condensazione di non equilibrio, su una lamina circolare simmetrica è stato osservato che la presenza della condensazione di non equilibrio induce una diminuzione dell'instabilità del flusso se comparato con il caso in assenza di condensazione. Sperimentalmente si è osservato che i momenti agenti sul piattello sono ridotti nel caso affetto da condensazione, ciò è considerato benefico sulla stabilità della coppia di disturbo.

3.3.5 Effetto della temperatura

Bisogna studiare il ruolo della temperatura sulla variazione dei parametri del sistema per poter definire un modello quanto più accurato di TVA. Per farlo, si devono conoscere istante per istante i valori di temperatura nei diversi componenti del sistema TVA, acquisendoli attraverso appositi sensori. In un TVA in opera ciò non è implementabile, quindi non è utile definire un modello termico per compensare l'effetto della temperatura in un ETC. Inoltre, in ambito di tesi, non è stato possibile implementare un banco prova che fosse in grado di lavorare a temperatura controllata. Di seguito vengono comunque spiegati i fenomeni che descrivono la variazione dei parametri del sistema più sensibili alla temperatura. Per ognuno si potrebbe definire un modello termico, ma saranno necessarie diverse prove sperimentali per caratterizzare totalmente il ruolo della temperatura. Si può dire che questo tipo studio può essere di spunto per progetti successivi.

3.3.5.1 Effetto sulla resistenza degli avvolgimenti del motore DC

La resistenza del circuito di armatura di un motore DC è la causa principale della generazione di calore all'interno del motore. Per poter produrre coppia, è necessario che venga applicata una differenza di tensione ai capi del circuito e che vi sia scorrimento di corrente elettrica sugli avvolgimenti. Solitamente vengono utilizzati cavi in rame per gli avvolgimenti: esso è un ottimo conduttore di corrente, ma è anche un ottimo conduttore di calore e per questo si riscalda molto facilmente se a contatto con una fonte di calore (Musaab Ali mohammed Sidahmed, 2014).

Come noto la potenza dissipata per effetto Joule, che in questo caso viene convertita quasi totalmente in calore, è direttamente proporzionale alla tensione applicata sugli avvolgimenti e alla corrente che scorre attraverso di essi.

$$P = V i$$

Dalla prima legge di Ohm:

$$V = R i$$

Quindi maggiore è la corrente, maggiore è il calore prodotto e maggiore sarà la temperatura raggiunta dagli avvolgimenti.

$$P = i^2 R$$

Esiste però una correlazione tra temperatura e resistenza elettrica; in particolare, maggiore è la temperatura, maggiore sarà la resistenza elettrica. Un modello semplificato che descrive il fenomeno può essere:

$$R_f = R_i \left(1 + \alpha_{rame} (T_f - T_i) \right)$$

Nell'equazione intervengono la resistenza associata alla temperatura iniziale, un coefficiente caratteristico del materiale (di segno positivo) e la temperatura finale. All'aumentare della temperatura, a parità di corrente elettrica, si ha quindi un aumento della potenza dissipata per effetto Joule e ciò porta ad un circolo vizioso che può essere fermato solo con la diminuzione della corrente passante per gli avvolgimenti.

Se si applicasse invece una tensione costante sugli avvolgimenti, all'aumentare della resistenza si avrebbe una diminuzione della corrente. Utilizzando la legge dell'effetto Joule con riferimento alla prima legge di Ohm si ha infatti:

$$P = \frac{V^2}{R}$$

3.3.5.2 Effetto sulla densità del flusso magnetico interno al motore DC

Le costanti di coppia e di velocità del motore sono strettamente correlate alla densità del flusso magnetico generata dai magneti permanenti. A seconda del materiale utilizzato per i magneti, la densità del flusso cambia all'aumentare della temperatura. In generale, un incremento della temperatura causa un aumento delle vibrazioni degli atomi all'interno del magnete. Se inizialmente essi erano ordinati e allineati lungo il campo, la temperatura aumenta il loro grado di disordine e inevitabilmente si avrà una diminuzione della densità di flusso magnetico. Va sottolineato che, se la temperatura rimane all'interno di certi range definiti dal costruttore, la variazione delle proprietà magnetiche del materiale per effetto della temperatura risulta essere temporaneo. Esse si ristabilizzeranno una volta che il materiale si sarà raffreddato (Musaab Ali mohammed Sidahmed, 2014). Ad ogni modo, questo causa una diminuzione delle performance del motore in opera, quindi è necessario definire un modello termico che descriva la variazione delle costanti di coppia e di velocità del motore. Un modello semplificato può essere il seguente:

$$K_{mt_f} = K_{mt_i} \left(1 + \alpha_{magnete} (T_f - T_i) \right)$$

Qui compaiono la costante di coppia o di velocità associata alla temperatura iniziale, un coefficiente caratteristico del materiale (di segno negativo) e la temperatura finale.

Se la temperatura eccede i limiti imposti, può avvenire una parziale o una completa smagnetizzazione, permanente anche dopo il raffreddamento del materiale. Questo fenomeno causa inevitabilmente una diminuzione delle performance del motore.

3.3.5.3 Effetto sugli ingranaggi polimerici

Di seguito vengono affrontate diverse problematiche che riguardano la variazione delle proprietà degli ingranaggi polimerici per effetto della temperatura. L'analisi riprende l'articolo "*The dominant effect of temperature on the fatigue behaviour of polymer gears*" di M. Kalin e A. Kupec del 2017, in cui vengono presentati un sommario fondamentale per la conoscenza del fenomeno e uno studio accurato sul ruolo della temperatura sulla resistenza dell'ingranaggio (M. Kalin, 2017).

È noto che a causa delle loro proprietà termiche, i polimeri sono molto sensibili alla temperatura nei contatti tribologici. Spesso si fa riferimento ad un riscaldamento per attrito, sviluppato normalmente durante il funzionamento dell'ingranaggio. Un aumento relativamente piccolo della temperatura può apportare un deterioramento significativo e graduale delle proprietà meccaniche e tribologiche. Inoltre, le temperature sviluppate nel contatto tribologico possono anche variare significativamente con il materiale a contatto. La temperatura è difficile da prevedere teoricamente, perché le proprietà meccaniche subiscono modifiche significative a causa della deformazione del materiale lungo i contatti e perché rilevare l'area di contatto reale risulta ancora più impegnativo.

Attualmente, la temperatura dell'ingranaggio può essere prevista in base agli standard, per lo più derivati dalla pratica sugli ingranaggi metallici, per un numero molto limitato di materiali plastici. Tuttavia, un confronto tra i limiti di resistenza consentiti degli standard con i risultati ottenuti dalle prove sugli ingranaggi rivela che esistono grandi discrepanze. Di conseguenza, una misurazione della temperatura di contatto sembra essere un'opzione più pragmatica.

Una telecamera a infrarossi è stata spesso utilizzata per valutare le temperature superficiali medie in un contatto tribologico. Il calore generato durante il funzionamento degli ingranaggi polimerici ha due fonti:

- il calore generato dalle perdite per attrito;
- il calore generato dalle perdite di isteresi.

Le misurazioni della temperatura superficiale rivelano un aumento della temperatura al crescere di attrito, coppia e velocità.

L'aumento della temperatura provoca un aumento dell'usura e favorisce la manifestazione dei guasti per fatica. Ne consegue una variazione dei parametri del modello di attrito, strettamente legati alla forma e alle caratteristiche delle superfici a contatto. Al fine di comprendere i guasti degli ingranaggi polimerici, sono stati ampiamente studiati per diversi ingranaggi polimerici la durata a fatica, l'usura e i meccanismi di usura. Le modalità di guasto più comuni per gli ingranaggi polimerici sono:

- una diminuzione dello spessore del dente a causa dell'usura;
- la fusione dovuta al sovraccarico termico;
- la frattura della radice / pece del dente a causa del sovraccarico meccanico.

Le modifiche compositive (rinforzi, lubrificanti interni, nanocompositi), la lavorazione degli ingranaggi, la geometria degli ingranaggi e il materiale di contatto possono influenzare le temperature superficiali generate e quindi influenzare i meccanismi di guasto, la fatica e i tassi di usura.

Alcuni dei materiali più frequentemente utilizzati per gli ingranaggi polimerici sono i poliacetali (POM), grazie alla loro buona resistenza all'usura combinata con una buona resistenza e tenacità. In particolare, gli ingranaggi POM sono ben noti per il loro buon comportamento alla fatica, anche senza rinforzi, e sono un materiale comune per ingranaggi polimerici, specialmente nella produzione di massa. Tuttavia, è stato segnalato un drammatico aumento del tasso di usura al di sopra della coppia critica, comportamento collegato al raggiungimento del punto di fusione (175 °C) o della temperatura massima di servizio a lungo termine (110 °C).

Sulla base dell'effetto dell'aumento della temperatura sul meccanismo di usura del POM, è ragionevole presumere che la durata a fatica dell'ingranaggio possa mostrare una forte dipendenza dall'ambiente e, soprattutto, dalla temperatura dell'ingranaggio. In effetti, solo un numero limitato di studi ha esaminato le prestazioni degli ingranaggi in polimero a temperature elevate, nonché a una temperatura di esercizio ridotta e ha rivelato l'influenza della temperatura sul comportamento di usura e/o fatica. Ad esempio, K. Mao nell'articolo "*A new approach for polymer composite gear design*" del 2007 ha studiato l'effetto di una coppia sostanzialmente ridotta su un ingranaggio polimerico all'aumentare della temperatura ambiente. Ha osservato che avviene una transizione da bassa ad alta usura come risposta all'aumento della temperatura.

Nell'articolo di M. Kalin e A. Kupec sopra citato è stata studiata e confrontata l'influenza del carico, dello stress a fatica e della temperatura della radice del dente, nei casi di "temperatura ambiente" incontrollata e di temperatura controllata, sulla vita a fatica e sui danni degli ingranaggi polimerici (POM) a contatto con ingranaggi in acciaio. Nel complesso, questo studio dimostra che il controllo della temperatura degli ingranaggi non può essere trascurato nei test di usura e fatica degli ingranaggi polimerici. Lo studio ha rivelato diverse conclusioni specifiche:

- la temperatura aumenta durante il funzionamento dell'ingranaggio se la capacità di raffreddamento non è sufficiente;
- La temperatura – a parità di carico/coppia – modifica drasticamente la durata della fatica. La durata a fatica è quindi una conseguenza diretta sia della coppia/carico che della temperatura, e quindi la temperatura non può essere lasciata incontrollata negli studi di fatica degli ingranaggi polimerici;
- L'aumento della temperatura riduce anche l'efficienza. Un carico elevato diminuisce l'efficienza;
- All'aumentare della temperatura cambiano i coefficienti di attrito;
- Il carico e le temperature preimpostati influenzano la deformazione (inclinazione del dente), l'usura e le proprietà geometriche (forma del dente, tolleranze) e quindi il coefficiente di attrito, che a sua volta influenza la temperatura.

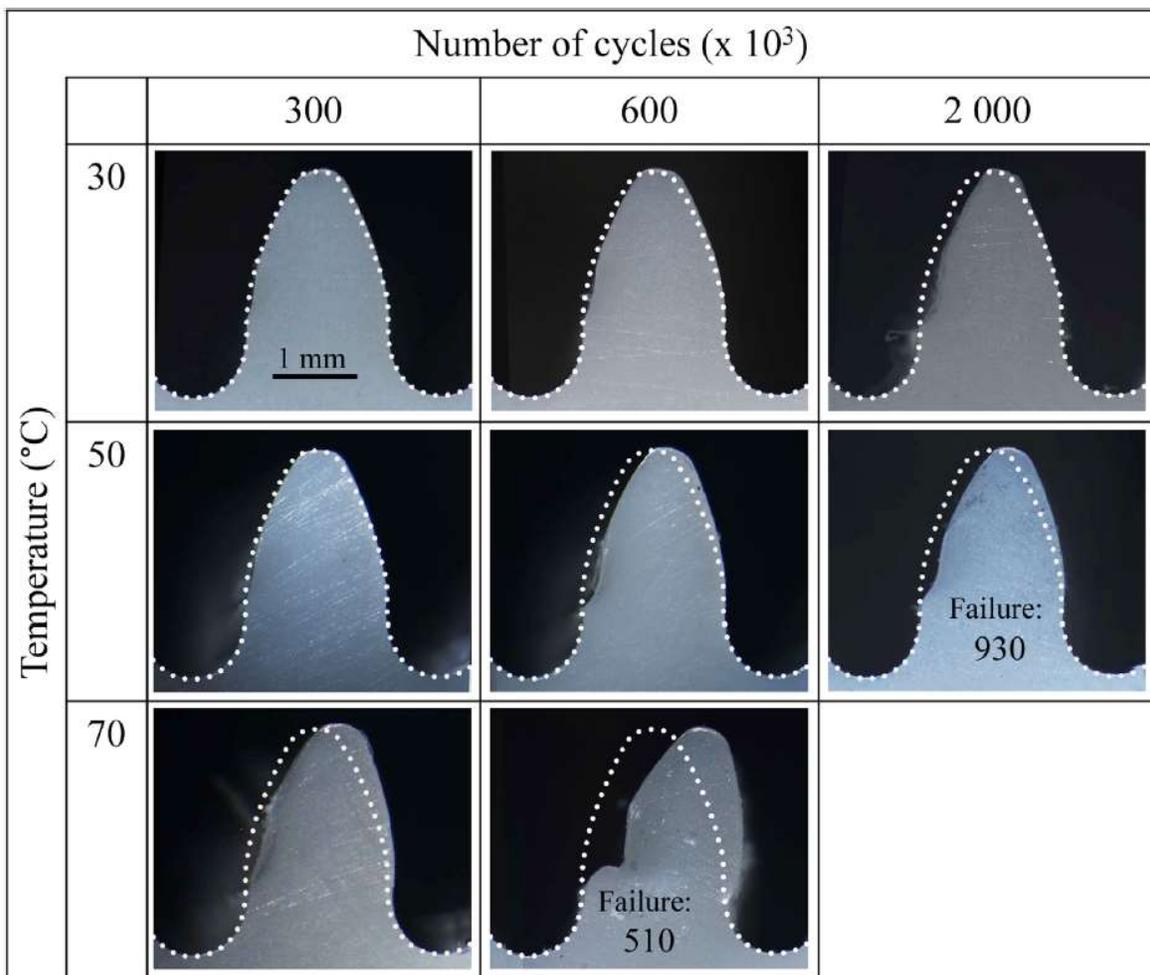


Figure 44. Effetto della temperatura e del numero di cicli sui denti di un ingranaggio (M. Kalin, 2017)

3.4 Modello del sistema lineare

In questo capitolo vengono combinati i modelli elettrico e meccanico per dar forma al modello lineare di TVA, ovvero la parte di *Plant* del sistema ETC, di cui verrà definita la funzione di trasferimento.

Il modello lineare riprende le equazioni descritte in precedenza. Non intervengono in questo caso gli hard stop e il precarico della molla, inoltre si utilizza il modello lineare per l'attrito.

EQUAZIONI DEL CIRCUITO DI ARMATURA

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + emf(t) + L_a \frac{di_a}{dt}(t)$$

Essendo la forza elettromotrice definita come

$$emf(t) = k_e \omega_m(t)$$

EQUAZIONE COPPIA-CORRENTE:

$$T_m(t) = i_a(t)k_t$$

COPPIA MOTORE RIPORTATA AL CARICO:

$$T_{m,l}(t) = N T_m(t)$$

EQUAZIONE DI EQUILIBRIO DINAMICO:

$$T_{m,l}(t) = T_{inertia}(t) + T_{friction}(t) + T_{spring}(t)$$

Essendo rispettivamente

$$T_{inertia}(t) = J_{sys} \dot{\omega}_l(t)$$

$$T_{friction}(t) = k_{kin} \omega_l(t)$$

$$T_{spring}(t) = k_{spring} \theta_l(t)$$

Si ha

$$T_{m,l}(t) = J_{sys} \dot{\omega}_l(t) + k_{kin} \omega_l(t) + k_{spring} \theta_l(t)$$

Si riportano le equazioni dal dominio del tempo nel dominio di Laplace

EQUAZIONI DEL CIRCUITO DI ARMATURA:

$$V_a(s) = R_a i_a(s) + emf(s) + L_a s i_a(s)$$

$$emf(s) = k_e \omega_m(s)$$

EQUAZIONE COPPIA-CORRENTE:

$$T_m(s) = i_a(s)k_t$$

COPPIA MOTORE RIPORTATA AL CARICO:

$$T_{m,l}(s) = N T_m(s)$$

EQUAZIONE DI EQUILIBRIO DINAMICO:

$$T_{m,l}(s) = J_{sys} s^2 \theta_l(s) + k_{kin} s \theta_l(s) + k_{spring} \theta_l(s)$$

Di seguito viene illustrato il diagramma a blocchi completo del modello lineare

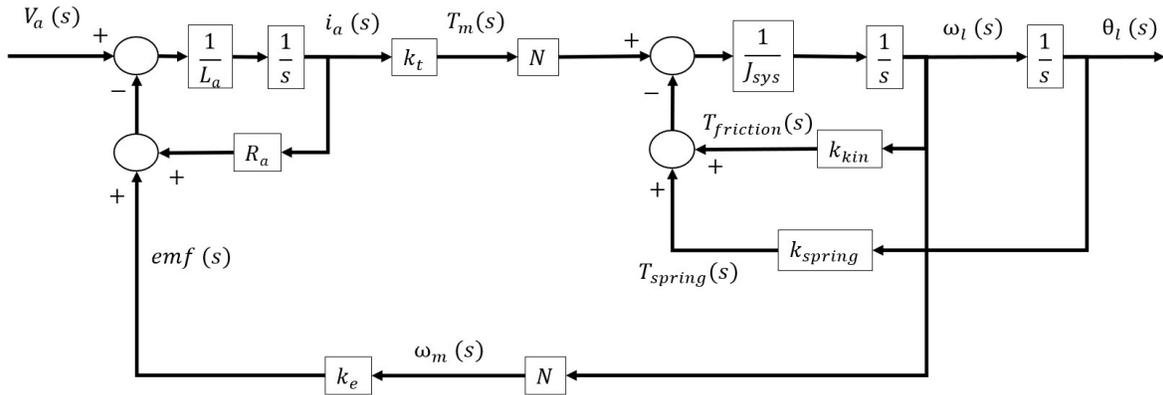


Figure 45. Diagramma a blocchi del modello lineare di TVA

Semplificando il diagramma si ricava la funzione di trasferimento del sistema TVA.

1. Portando a destra dell'integratore la retroazione di velocità del motore si riesce ad isolare un anello chiuso corrispondente all'equilibrio dinamico sul carico.

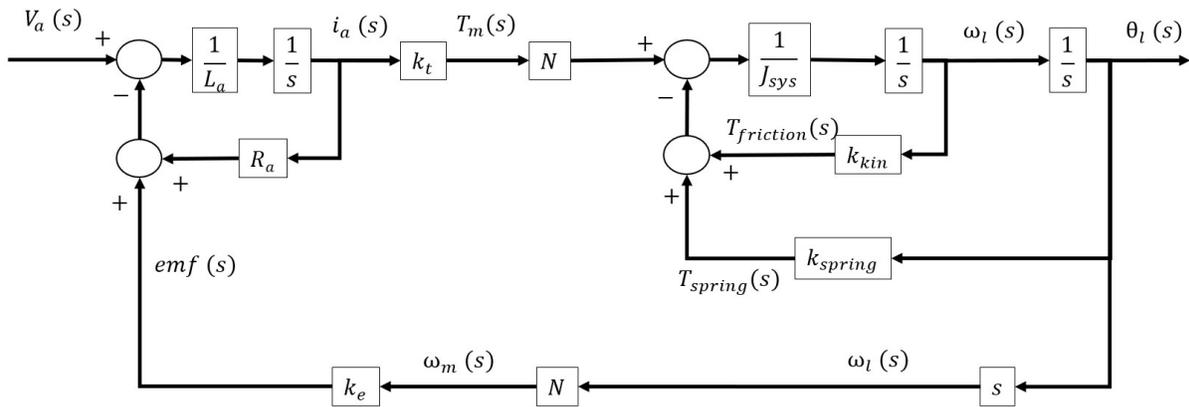


Figure 46. Diagramma a blocchi semplificato 1

2. Si semplifica il primo anello chiuso sull'equilibrio dinamico che lega coppia e velocità. Per far ciò si ricorre all'equazione di trasferimento di un anello chiuso. G_{ol} è la funzione di trasferimento ad anello aperto e rappresenta il rapporto tra feedback ed errore tra set e feedback, H è la funzione di trasferimento del ramo di retroazione e rappresenta il rapporto tra feedback e output.

$$G_{cl} = \frac{G_{ol}}{1 + G_{ol}H}$$

$$G_1(s) = \frac{\left(\frac{1}{sJ_{sys}}\right)}{1 + \left(\frac{k_{kin}}{sJ_{sys}}\right)} = \frac{1}{sJ_{sys} + k_{kin}}$$

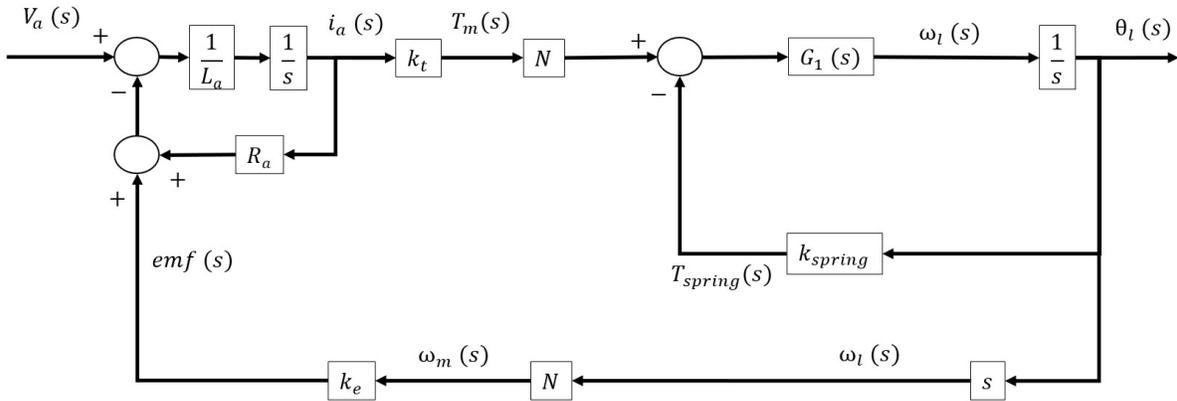


Figure 47. Diagramma a blocchi semplificato 2

3. Si semplifica il secondo anello chiuso che lega coppia e posizione.

$$G_2(s) = \frac{\left(\frac{G_1(s)}{s}\right)}{1 + \frac{k_{spring}G_1(s)}{s}} = \frac{G_1(s)}{s + k_{spring}G_1(s)} = \frac{\frac{1}{sJ_{sys} + k_{kin}}}{s + k_{spring}\frac{1}{sJ_{sys} + k_{kin}}}$$

$$G_2(s) = \frac{1}{s^2J_{sys} + s k_{kin} + k_{spring}}$$

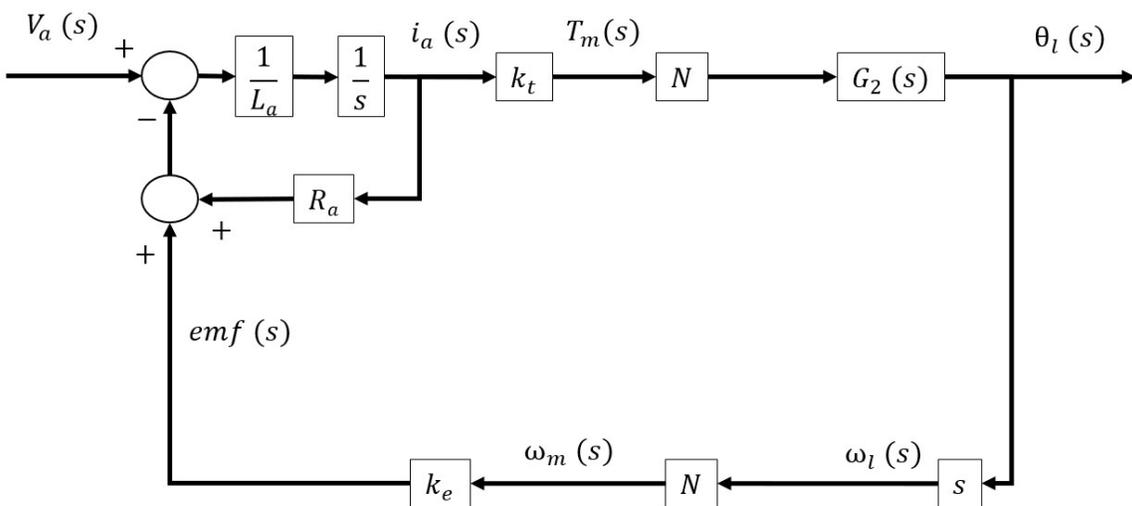


Figure 48. Diagramma a blocchi semplificato 3

4. Si semplifica l'anello chiuso che descrive l'equazione del circuito di armatura con una funzione di trasferimento del primo ordine.

$$G_3(s) = \frac{\left(\frac{1}{sL_a}\right)}{1 + \left(\frac{R_a}{sL_a}\right)} = \frac{1}{sL_a + R_a}$$

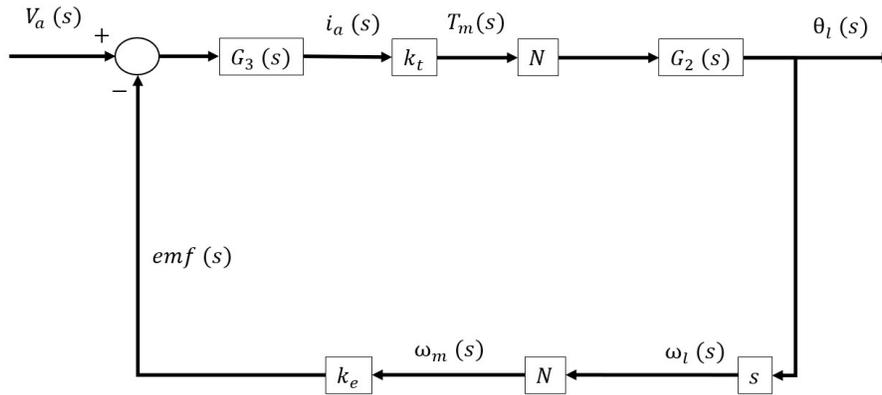


Figure 49. Diagramma a blocchi semplificato 4

5. Si semplificano i rami interni

$$G_4(s) = G_3(s) k_t N G_2(s) = \frac{1}{sL_a + R_a} k_t N \frac{1}{s^2 J_{sys} + s k_{kin} + k_{spring}}$$

$$G_4(s) = \frac{k_t N}{s^3 J_{sys} L_a + s^2 (k_{kin} L_a + J_{sys} R_a) + s (k_{spring} L_a + k_{kin} R_a) + k_{spring} R_a}$$

$$G_5(s) = k_e N s$$

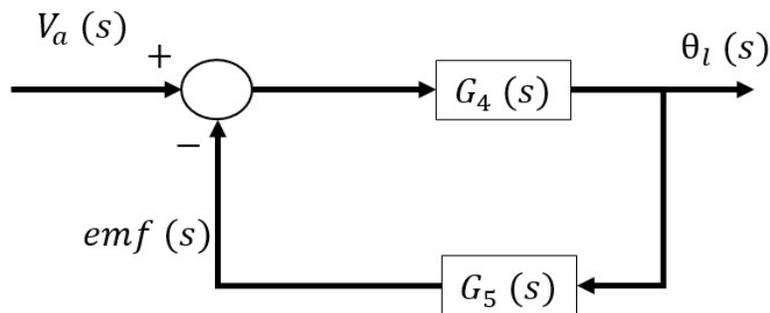


Figure 50. Diagramma a blocchi semplificato 5

6. Si semplifica l'anello chiuso che lega la tensione di alimentazione e la posizione.

$$G_{plant}(s) = \frac{G_4(s)}{1 + G_4(s)G_5(s)}$$

$$G_{plant}(s) = \frac{\frac{k_t N}{s^3 J_{sys} L_a + s^2 (k_{kin} L_a + J_{sys} R_a) + s (k_{spring} L_a + k_{kin} R_a) + k_{spring} R_a}}{1 + \frac{k_t N^2 k_e s}{s^3 J_{sys} L_a + s^2 (k_{kin} L_a + J_{sys} R_a) + s (k_{spring} L_a + k_{kin} R_a) + k_{spring} R_a}}$$

$$G_{plant}(s) = \frac{k_t N}{s^3 J_{sys} L_a + s^2 (k_{kin} L_a + J_{sys} R_a) + s (k_{spring} L_a + k_{kin} R_a + k_t N^2 k_e) + k_{spring} R_a}$$

$$G_{plant}(s) = \frac{\frac{k_t N}{J_{sys} L_a}}{s^3 + s^2 \frac{(k_{kin} L_a + J_{sys} R_a)}{J_{sys} L_a} + s \frac{(k_{spring} L_a + k_{kin} R_a + k_t N^2 k_e)}{J_{sys} L_a} + \frac{k_{spring} R_a}{J_{sys} L_a}}$$

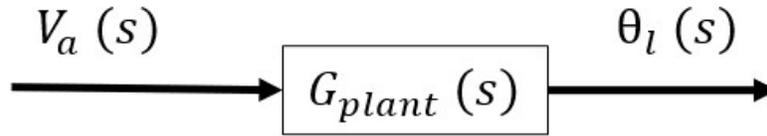


Figure 51. Diagramma a blocchi semplificato 6

La funzione di trasferimento del Plant può essere utile per la progettazione di alcuni algoritmi di controllo. Essa può essere riscritta evidenziando i coefficienti:

$$G_{plant}(s) = \frac{b_0}{s^3 + s^2 a_2 + s a_1 + a_0}$$

Per cui

$$b_0 = \frac{k_t N}{J_{sys} L_a}$$

$$a_2 = \frac{(k_{kin} L_a + J_{sys} R_a)}{J_{sys} L_a}$$

$$a_1 = \frac{(k_{spring} L_a + k_{kin} R_a + k_t N^2 k_e)}{J_{sy} L_a}$$

$$a_0 = \frac{k_{spring} R_a}{J_{sys} L_a}$$

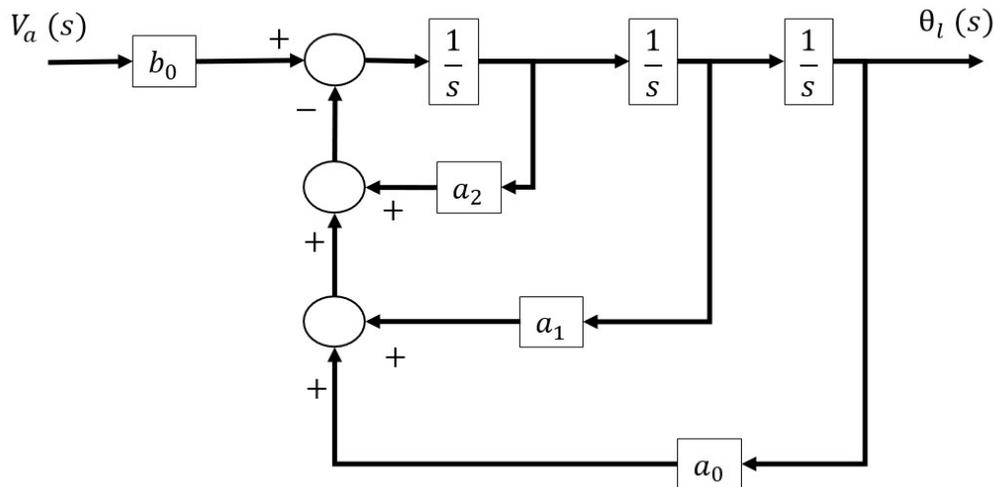


Figure 52. Diagramma a blocchi funzionale del terzo ordine

Il modello del Plant è caratterizzato da una funzione di trasferimento del Plant risulta del terzo ordine.

3.5 Modello del sistema non lineare

In questa sottosezione, il modello lineare sviluppato viene esteso per includere significative non linearità meccaniche:

- Gli hard stop;
- L'attrito statico;
- L'attrito di Coulomb.

Mentre il modello lineare è conveniente per la progettazione del sistema di controllo, la modellazione di queste non linearità consente di modellare il comportamento della valvola a farfalla in modo più accurato. Il modello non lineare risultante viene utilizzato per prevedere le prestazioni prodotte dalle diverse strategie di controllo prima che vengano testate sperimentalmente sul componente (approccio model based). Un diagramma a blocchi del modello completo dell'impianto che include queste non linearità è mostrato di seguito.

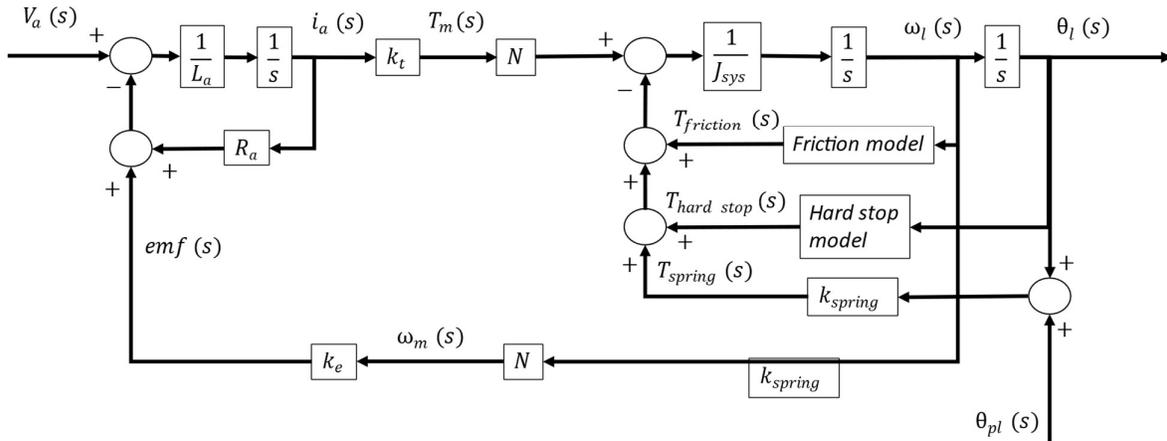


Figure 53. Diagramma a blocchi del modello non lineare di TVA

Il modello degli hard stop rappresenta i limiti del movimento del piattello della valvola. Come descritto precedentemente, il modello degli hard stop introduce una coppia di riscontro solo se la posizione del piattello supera le posizioni minime e massime predefinite. Questa caratteristica è essenziale per mantenere la piastra entro i limiti quando viene applicata la coppia della molla precompressa. Essa, infatti, porterebbe il piatto a spostarsi in una posizione di equilibrio che si trova fuori dai limiti imposti. Come conseguenza di questo fenomeno, si ha che la valvola è del tipo normalmente aperta (si ricorda che l'oggetto di studio è una valvola per un motore diesel).

Viene quindi introdotta una nuova caratteristica della coppia esercitata dalla molla per rendere il modello più realistico. La coppia di offset della molla elicoidale precompressa è modellata aggiungendo un angolo costante all'angolo che descrive la posizione della farfalla, prima della costante della molla.

Alcuni fenomeni non lineari non sono stati modellati, come già accennato in precedenza, in quanto difficili da rilevare attraverso le prove sperimentali o perché complessi da ricreare all'interno del banco prova. Il modello così ottenuto si può comunque considerare sufficiente per valutare gli effetti sulle prestazioni del sistema di controllo.

Il primo fenomeno trascurato riguarda il gioco di ritorno o backlash. Si prevede che esso abbia un effetto minore sul sistema per effetto del precarico della molla, che tende a mantenere i denti del treno di ingranaggi sempre a contatto. Il backlash interviene però come un ritardo nei bruschi cambi di direzione, quando si ha una dinamica superiore a quella della molla, oppure come un errore di precisione di posizionamento.

Il secondo fenomeno è l'attrito statico dipendente dalla posizione. Dal momento che questo varierà in modo significativo da una valvola a farfalla all'altra a causa delle tolleranze di produzione, è imprevedibile e difficile da modellare. L'approccio adottato è quindi quello di impostare i parametri del modello di attrito indipendentemente dalla posizione della valvola in modo da ricostruire, anche se con relativa accuratezza, il fenomeno reale di attrito.

Un altro fenomeno è l'effetto aerodinamico, il quale introduce una coppia di disturbo proporzionale alla posizione del piattello quando si ha un flusso di aria interno alla valvola. Non è stato possibile ricreare il flusso in laboratorio, quindi il modello adottato sarà privo della coppia generata per effetto aerodinamico. Un'analisi successiva, implementata per ricavare la rigidità e la sensibilità del sistema ai disturbi, permetterà di studiare il comportamento del sistema in risposta a coppie di disturbo esterne, come può essere il caso dell'effetto aerodinamico.

Infine, viene trascurato l'effetto della temperatura, in quanto risulta complicato conoscere istante per istante l'effettivo valore di temperatura dei componenti in gioco. L'analisi di robustezza del controllo, che verrà spiegata successivamente, permetterà di studiare la risposta del controllo ad una variazione di parametri del modello. Anche se questa variazione non segue alcun modello termico, l'analisi è utile per garantire che il controllo sia in grado di funzionare secondo i requisiti anche per condizioni operative diverse da quella nominale.

3.6 Modello del sistema lineare ridotto

Il modello lineare della valvola a farfalla del terzo ordine può essere ridotto a un modello del secondo ordine eliminando l'induttanza. Questo è possibile poiché la costante di tempo è relativamente piccola rispetto al tempo di assestamento del ciclo di controllo richiesto, che è impostato sull'ordine del centesimo di secondo (Pedersen, 2013).

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$$

Va notato che la presenza dell'anello di retroazione, introdotto dalla forza elettromotrice, indica che la costante di tempo elettrica non avrà esattamente lo stesso valore di quello calcolato a partire da resistenza e induttanza, ma sarà dello stesso ordine.

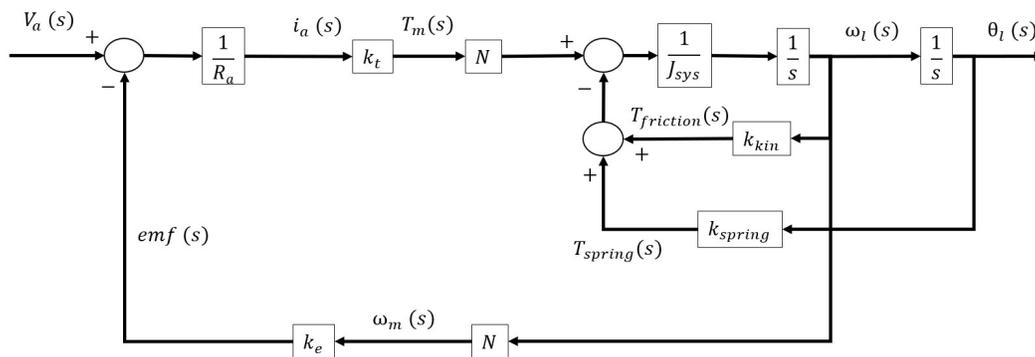


Figure 54. Diagramma a blocchi del modello lineare ridotto di TVA

È possibile calcolare la nuova funzione di trasferimento. Ricorrendo al calcolo eseguito per il modello lineare del terzo ordine si ha:

$$G_3(s) = \frac{1}{R_a}$$

$$G_4(s) = G_3(s) k_t N G_2(s) = \frac{1}{R_a} k_t N \frac{1}{s^2 J_{sys} + s k_{kin} + k_{spring}}$$

$$G_4(s) = \frac{\frac{k_t N}{R_a}}{s^2 J_{sys} + s k_{kin} + k_{spring}}$$

$$G_{plant}(s) = \frac{G_4(s)}{1 + G_4(s)G_5(s)}$$

$$G_{plant}(s) = \frac{\frac{\frac{k_t N}{R_a}}{s^2 J_{sys} + s k_{kin} + k_{spring}}}{1 + \frac{s \frac{k_t N^2 k_e}{R_a}}{s^2 J_{sys} + s k_{kin} + k_{spring}}}$$

$$G_{plant}(s) = \frac{\frac{k_t N}{R_a}}{s^2 J_{sys} + s (k_{kin} + \frac{k_t N^2 k_e}{R_a}) + k_{spr}}$$

$$G_{plant}(s) = \frac{\frac{k_t N}{J_{sys} R_a}}{s^2 + s \frac{k_{kin} + \frac{k_t N^2 k_e}{R_a}}{J_{sys}} + \frac{k_{spring}}{J_{sys}}}$$

I coefficienti della funzione di trasferimento sono

$$b_0 = \frac{k_t N}{J_{sys} R_a}$$

$$a_1 = \frac{k_{kin} + \frac{k_t N^2 k_e}{R_a}}{J_{sys}}$$

$$a_0 = \frac{k_{spring}}{J_{sys}}$$

Essendo

$$G_{plant}(s) = \frac{b_0}{s^2 + s a_1 + a_0}$$

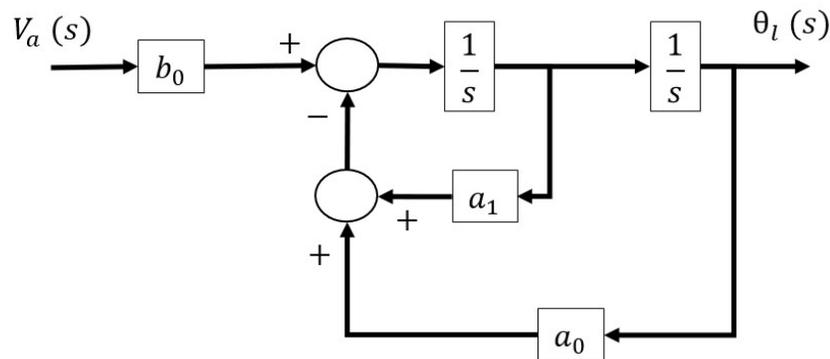


Figure 55. Diagramma a blocchi funzionale del secondo ordine

4 Implementazione dei requisiti di sistema

La progettazione di un prodotto richiede una ricerca, una strategia completa e una tabella di marcia prima che essa sia avviata. I requisiti ben definiti e documentati in modo chiaro sono una parte fondamentale del processo per lo sviluppo di un sistema nuovo e/o complesso. Per garantire che il prodotto soddisfi le esigenze degli utenti, deve essere compreso e concordato anche tra i vari team di progettazione. Sapere cosa è richiesto e comunicarlo in modo chiaro è una parte fondamentale di qualsiasi nuovo progetto.

I requisiti aiutano a comunicare e definire le esigenze e i problemi dei clienti. Attraverso la raccolta dei requisiti, le parti interessate possono stabilire ciò che è necessario per risolvere i problemi dei clienti. Il processo può anche fornire una base per stime, tempistiche e, se utilizzato in modo efficace, aiutare a prevenire i guasti. I vantaggi includono:

- Allineamento, consenso e accordo tra le parti interessate;
- Preparazione, stime più accurate per budget e tempistiche;
- Direzione, informazioni per i team di progettazione, sviluppo, QA o fornitori;
- Efficienza, un piano definito prima di iniziare il lavoro di progettazione e codice;
- Produttività, meno rilavorazioni e scorrimento dell'ambito.

I requisiti sono raccolti in documenti che tutti possono consultare prima di iniziare la progettazione. Un documento di requisiti ben scritto è quindi la chiave per un buon progetto. Requisiti scarsamente documentati possono aggiungere confusione e complessità e compromettere l'esecuzione. Di seguito sono evidenziate le caratteristiche principali di un requisito.

Esso in particolare:

- Usa un linguaggio chiaro, semplice e conciso;
- Utilizza una terminologia comunemente compresa;
- Indica esplicitamente la necessità;

- Ha una sola interpretazione;
- Utilizza istruzioni dirette e attive;
- Esprime una sola idea per ogni periodo;
- Articola un punto unico (non è ridondante);
- È coerente in tutto il documento;
- Ha un mezzo di verifica (test e validazione);
- Specifica una necessità e non un progetto.

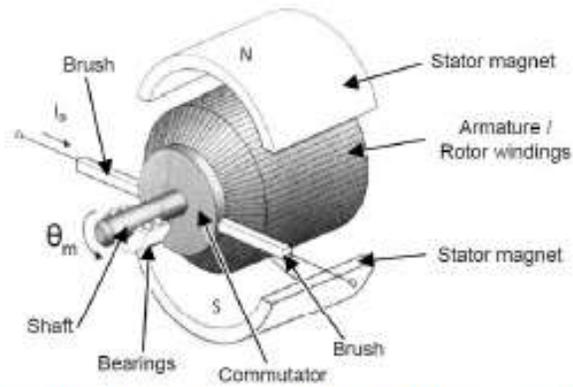
Inoltre, durante la stesura dei requisiti bisogna evitare:

- Dettagli di implementazione;
- Direttive o funzioni multiple;
- Specifica negativa di ciò che non si dovrebbe fare;
- Descrittori soggettivi, vaghi o indefiniti. (Veloce, flessibile, facile da usare, buono.);
- Ambiguità come "appropriato" o "se necessario";
- Speculazioni, ad esempio “Gli utenti potrebbero desiderare.”, “Probabilmente dovrebbe.”.

4.1 Requisiti di una TVA

In ambito di tesi, la stesura dei requisiti è stata utile per comprendere meglio come implementare i modelli sopra descritti in ambiente MATLAB. In particolare, ad ogni componente del sistema TVA è possibile associare un set di requisiti in grado di ricostruire il modello a livello più alto. Di seguito viene presentato un estratto del documento Word che racchiude i requisiti associati al motore DC di un TVA. Analogamente si è fatto per gli altri componenti del sistema.

1.1 DC MOTOR



The DC Motor in the throttle valve is mechanically commutated (Brushed) with permanent stator magnets.

Main components are:

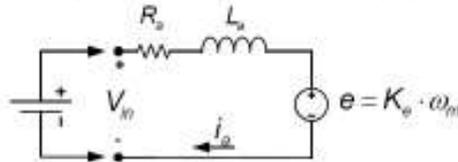
- Stator magnets
- Brushes/Commutator
- Rotor windings (Armature Circuit)
- Shaft
- Bearings

The DC motor can be disassembled and tested separately from the throttle body.

Figure 56. Esempio requisiti per motore DC

1.1.1 ARMATURE CIRCUIT

Motor Armature Circuit can be represented by the following scheme:



The reference armature voltage, supplied by the EPU, drives the armature current through the armature windings.

$$V_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e$$

The armature windings are characterized by a Resistance and an Inductance.

The rotor angular speed induces an electromotive force (emf).

The emf is defined by the multiplication between the rotor angular speed and the motor velocity constant.

$$e = K_e \omega_m$$

1.1.1.1 Inputs

Source	Signal name	Description	DT	min	max	Unit
Controller	ctrl_REF		double			V
Motor	mtr_spd	Motor shaft angular speed	double			rad/s

1.1.1.2 Outputs

Source	Signal name	Description	DT	min	max	Unit
Motor	mtr_I	Motor armature current	double			A

1.1.1.3 Parameters

Property	Description	DT	Value	Unit
mtr_R	Motor armature resistance	double		Ohm
mtr_L	Motor armature inductance			Henry
mtr_Ke	Motor velocity constant			V/(rad/s)

Figure 57. Esempio requisiti per circuito di armatura

1.1.2 MOTOR

The electric current generates a torque.

The motor dispensed torque is equal to the current multiplied by the motor torque constant.

$$T = K_c i_a$$

1.1.2.1 Inputs

Source	Signal name	Description	DT	min	max	Unit
Motor	mtr_I	Motor armature current	double			A

1.1.2.2 Outputs

Source	Signal name	Description	DT	min	max	Unit
Motor	mtr_T	Motor dispensed torque	double			N*m

1.1.2.3 Parameters

Property	Description	DT	Value	Unit
mtr_Kc	Motor torque constant	double		Nm/A

Figure 58. Esempio requisiti di coppia generata dal motore DC

Ad un livello più basso, invece, è possibile scrivere dei requisiti che descrivano le singole operazioni matematiche interne al modello. Ad ogni requisito è associato un blocchetto di Matlab Simulink. Anche in questo caso viene presentato un estratto del documento.

DC MOTOR IMPLEMENTATION

1 ARMATURE CIRCUIT IMPLEMENTATION:

- 1.1 Multiplication between the DCMotor_MtrSpd in input and the DCMotor_MtrSpdCnst
- 1.2 Multiplication between the DCMotor_MtrArmCur output and the DCMotor_MtrArmRes
- 1.3 Sum between the two previous results
- 1.4 Difference between DCMotor_MtrRefVlt and the result of the sum
- 1.5 Division of the previous result by the DCMotor_MtrArmInd
- 1.6 Integration of the last result

2 MOTOR IMPLEMENTATION:

- 2.1 Multiplication between the DCMotor_MtrArmCur and the DCMotor_MtrTrqCnst obtaining the output DCMotor_MtrTrq

3 DYNAMIC EQUILIBRIUM IMPLEMENTATION:

- 3.1 Difference between the DCMotor_MtrTrq and the sum of the DCMotor_MtrFrcTrq and the Gears_GrsTrq
- 3.2 Division of the result by DCMotor_MtrInr that provides the DCMotor_MtrAcc
- 3.3 Integration of the DCMotor_MtrAcc

Figure 59. Esempio requisiti di implementazione del modello di motore DC

4.2 Requisiti di nomenclatura delle variabili

Per maggiore chiarezza di implementazione dei modelli in ambiente MATLAB è necessario definire delle regole riguardanti la nomenclatura delle variabili. Il nome di una variabile viene definito da delle sigle che possano far comprendere le sue caratteristiche. Le sigle riguardano:

- Il componente del modello a cui fa riferimento la variabile (Controllore, Attuatore, ecc.);
- Il tipo di variabile fisica (posizione, velocità, coppia, resistenza, induttanza, ecc.);
- Il tipo di segnale (filtrato, non filtrato, ecc.);
- Altre caratteristiche intrinseche della variabile (minimo, massimo, limite superiore, ecc.).

La variabile, composta dalle sigle sopra descritte, risulta essere unica, chiara e ben definita. Nel caso in cui si dovessero salvare le variabili in una memoria, l'utilizzo delle sigle permette una rapida ricerca del nome all'interno del database, grazie alla possibilità di filtrare e ordinare la lista delle variabili. Le sigle garantiscono una miglior gestione dello spazio in memoria, dal momento che esse hanno un numero di caratteri fissato.

Una convenzione simile può essere utilizzata per la nomenclatura dei Subsystem in Simulink o dei file di salvataggio.

5 Implementazione dei modelli in Matlab

A partire dai requisiti è possibile costruire i modelli in ambiente MATLAB. Partendo da una descrizione dei modelli a più alto livello, si utilizza Matlab System Composer. Andando ad un livello più basso, si ricorre a Matlab Simulink. Attraverso l'utilizzo di Matlab Simscape è possibile apprezzare meglio la relazione tra sistema fisico e modellazione matematica.

5.1 Matlab System Composer

System Composer è un tool Matlab che permette di costruire l'architettura di un sistema, come può essere quello di una valvola a farfalla, fino a sistemi più complessi come la centralina di un motore o l'intero veicolo.

Tra i principali vantaggi si hanno:

- Facile comprensione del sistema, scomponibile in sottosistemi più semplici;
- Comoda gestione dei requisiti di sistema, associabili direttamente ai componenti dell'architettura, tra cui blocchi, porte e segnali;
- Possibile gestione di sottosistemi alternativi, confrontabili a partire da alcune proprietà intrinseche, dette Stereotipi, come la velocità di simulazione o il peso in memoria.

Tra gli svantaggi:

- Tempi di simulazione lunghi, soprattutto se si fa uso di blocchi cosiddetti Variant per la gestione di modelli alternativi;

- Più adatto a sistemi di maggiore complessità in cui è fondamentale una scomposizione in sottosistemi, sarebbe una forzatura scomporre quei sistemi più semplici;
- Richiede delle precise tecniche di scrittura dei requisiti affinché essi siano implementabili sull'architettura;
- Richiede comunque l'uso di Simulink per la gestione del sistema ai livelli più bassi.

Di seguito vengono presentate delle immagini in System Composer del sistema ETC da alto livello a più basso livello.

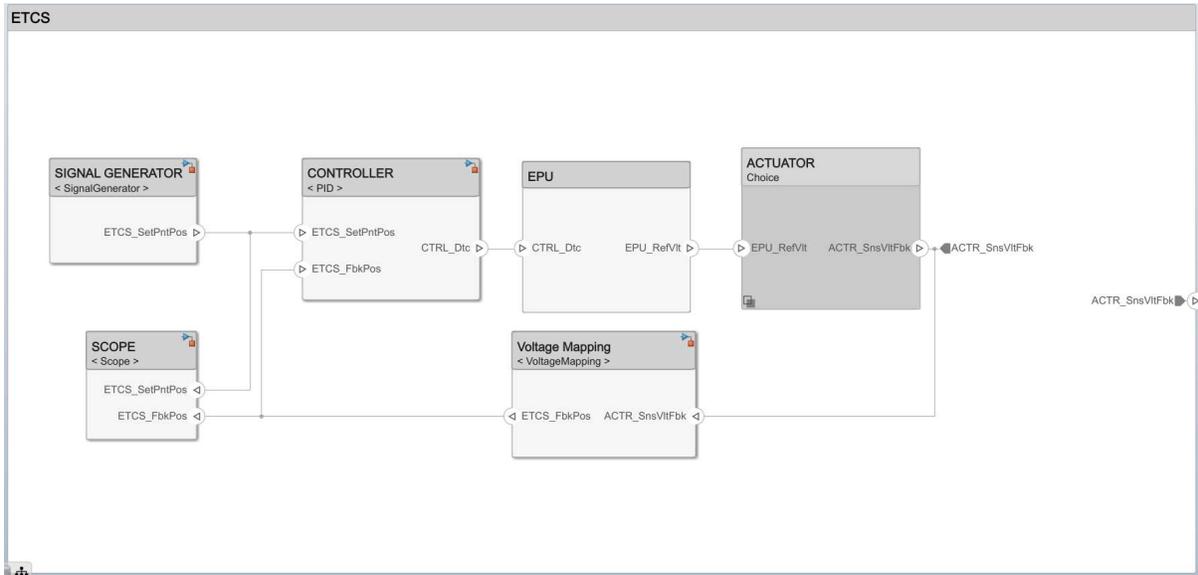


Figure 60. Modello non lineare di ETC in System Composer

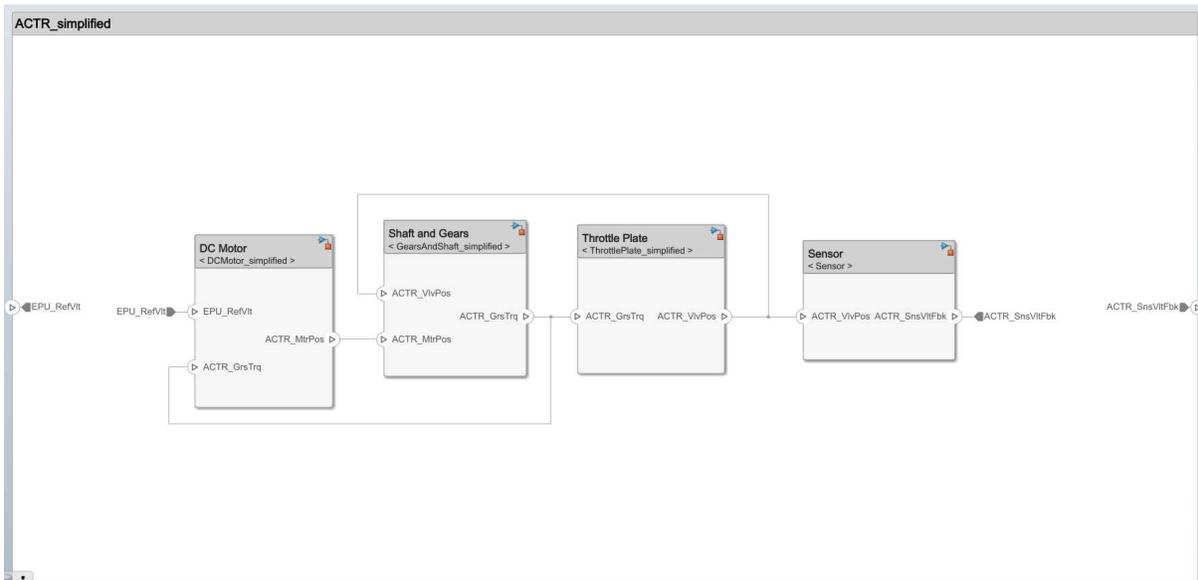


Figure 61. Modello non lineare di TVA in System Composer

5.2 Matlab Simulink

Simulink è lo strumento Matlab più utilizzato poiché riesce ad unire chiarezza e facilità di rappresentazione. I modelli studiati in precedenza sono stati implementati in spazio Simulink per poter effettuare le dovute simulazioni. Attraverso questo tool è possibile gestire da PC la scheda di prototipazione, utile per comandare il motore DC della valvola. Di seguito si trovano il modello di ETC e quello di TVA.

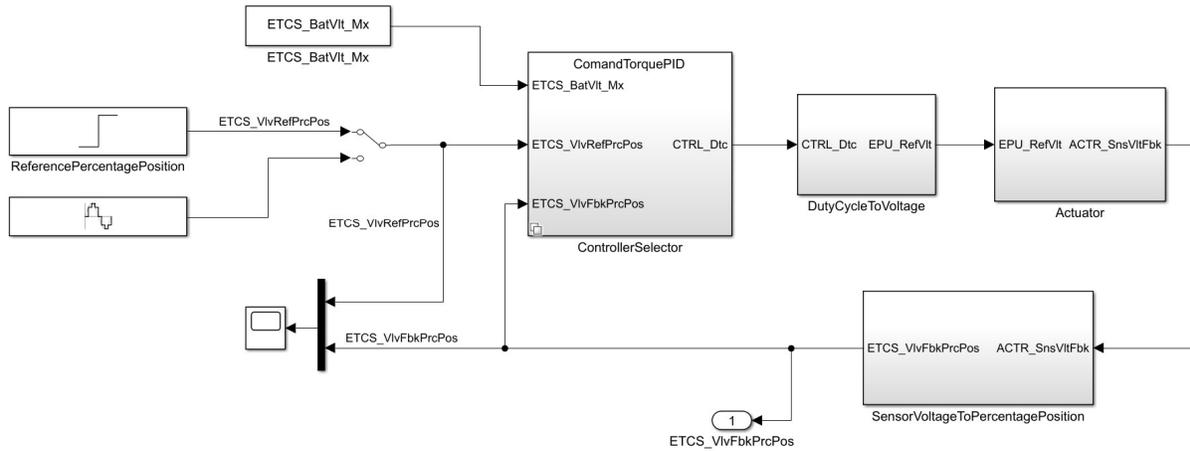


Figure 62. Modello non lineare di ETC in Simulink

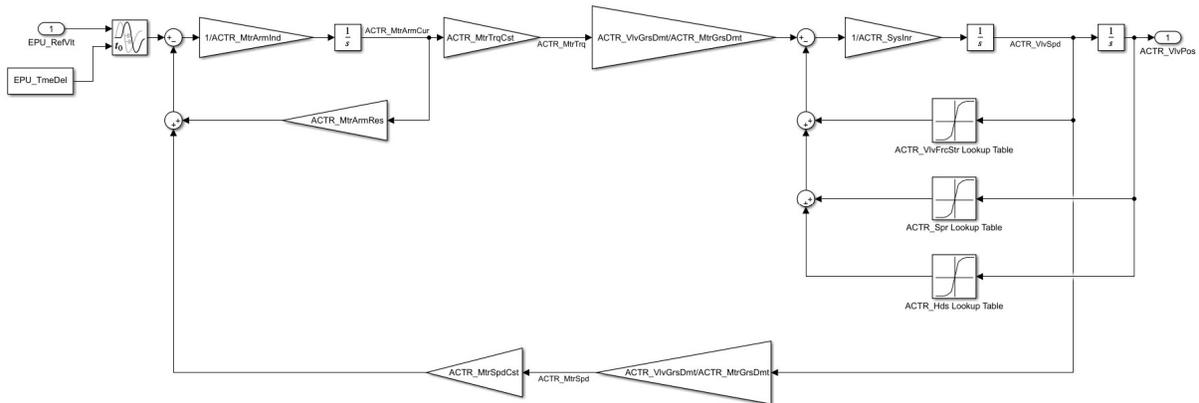


Figure 63. Modello non lineare di TVA in Simulink

5.3 Matlab Simscape

Attraverso Simscape è possibile costruire un sistema che fa uso di specifici blocchi che richiamano veri e propri elementi fisici. Ad esempio esiste il componente di trasmissione meccanica oppure il componente di motore DC. Per ognuno è possibile scegliere il modello più appropriato per l'ambito di utilizzo, dai modelli semplificati a quelli più complessi. Per contro risulta poco intuitivo il modo con cui unire i vari componenti, dal momento che ogni porta è caratterizzata da proprietà fisiche ben precise. In altre parole, non tutti i componenti sono compatibili tra loro, perché appartenenti a domini fisici differenti; esistono dei componenti che permettono ad esempio di passare dal dominio elettrico a quello meccanico.

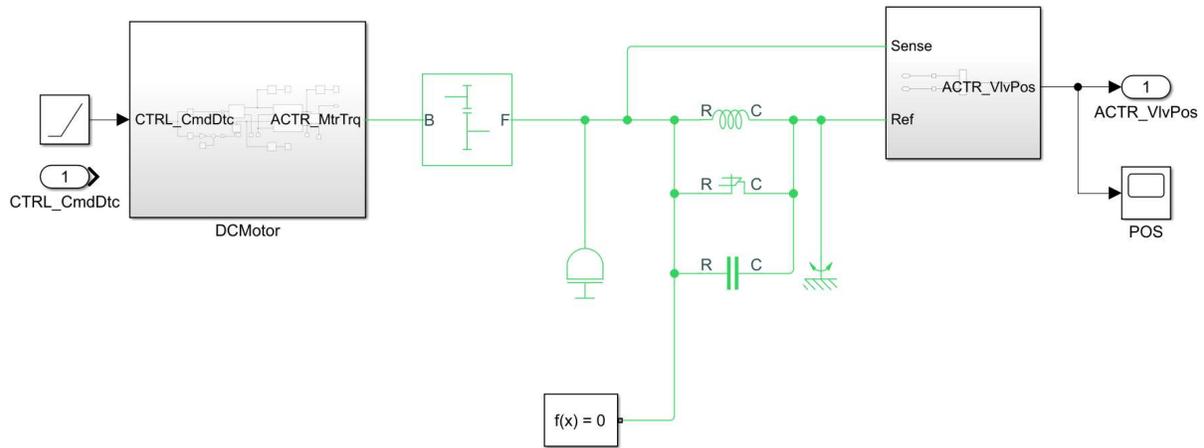


Figure 64. Modello non lineare di TVA in Simscape

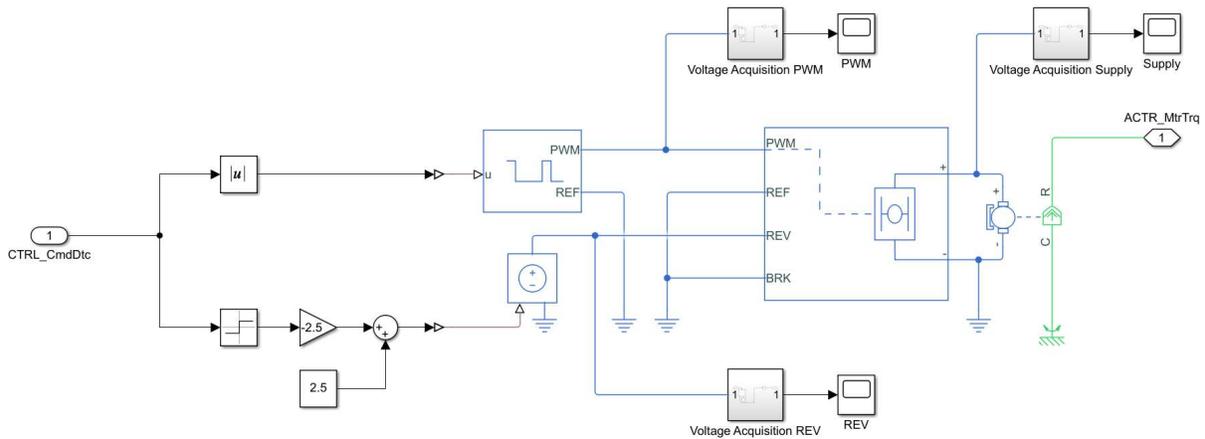


Figure 65. Modello motore DC e driver PWM in Simscape

6 Implementazione della FMEA di sistema

La FMEA (o *Analisi dei modi e degli effetti dei guasti*, dall'inglese *Failure Mode and Effect Analysis*) è una metodologia utilizzata per analizzare le modalità di guasto o di difetto di un processo, prodotto o sistema, analizzarne le cause e valutare quali sono gli effetti sull'intero sistema/impianto. Generalmente l'analisi è eseguita preventivamente e quindi si basa su considerazioni teoriche e non sperimentali.

6.1.1 Obiettivi della FMEA

I principali motivi per cui è importante effettuare una valutazione FMEA sono:

1. La ricerca di difetti e potenziali problemi;
2. Valutare i possibili effetti generati dalle criticità e i rischi che essi comportano;
3. Individuare le possibili cause di guasto.

I principali obiettivi di una FMEA sono:

1. Migliorare la sicurezza;
2. Migliorare l'affidabilità degli asset (in termini di disponibilità);
3. Ridurre i costi;
4. Supporto oggettivo nell'individuazione dei guasti e dei rischi;
5. Stabilire le priorità con cui effettuare gli interventi;
6. Migliorare le attività di prevenzione.

6.1.2 FMEA di progetto (DFMEA)

Questa particolare analisi FMEA si concentra sugli aspetti di progettazione di un dispositivo, di un prodotto o di un servizio. In particolare, questa analisi viene svolta a monte del processo, per testare nuove idee di prodotto prima che siano immesse sul mercato o comunque in scenari di vita reale.

Deve essere usata per:

1. Tutti i nuovi prodotti non riconducibili a prodotti esistenti;
2. Prodotti già esistenti che abbiano evidenziato ripetitivamente degli inconvenienti;
3. Prodotti esistenti da migliorare, per i quali è già stata fatta un FMEA.

6.1.3 FMEA di processo (PFMEA)

L'analisi FMEA di processo (PFMEA) differisce da quella di design poiché esamina processi e procedure che un'azienda sta già seguendo. Non si tratta dunque di una fase di prototipazione o di progettazione, ma di affrontare potenziali criticità che possono avere effetti sulle normali operazioni. Alcuni esempi di attuazione dell'FMEA di processo riguardano per esempio gli errori umani o i rischi per l'ambiente e la sicurezza.

Un'altra differenza molto importante da sottolineare tra DFMEA e FMEA di processo è il ruolo dei dati storici nell'analisi: mentre per il primo in genere non si dispone di molti dati, quando si parla di

FMEA di processo è molto utile fare riferimento ai dati storici in nostro possesso per migliorare l'efficacia dell'analisi.

Deve essere usata per:

1. Tutti i nuovi prodotti non riconducibili a prodotti esistenti;
2. Prodotti modificati od ottenuti con nuove tecnologie o ciclo di fabbricazione modificato, per i quali sia già stata fatta una FMEA.
3. Il primo passo da realizzare nella tecnica FMEA consiste nella scomposizione del processo, prodotto o sistema in esame in sottosistemi elementari.

6.1.4 FMEA e FMECA

Molto spesso si crea confusione tra le sigle FMEA/FMECA. La FMEA è un approccio metodologico che identifica tutte le possibili modalità di guasto e ne analizza gli effetti che essi possono avere sul sistema nel suo complesso.

In questo senso, la FMECA compie un ulteriore passo avanti nell'analisi, valutando non solo gli effetti e i rischi, ma associando anche ad ogni possibile modalità di guasto una priorità in base a questo fattore di rischio.

Sebbene dunque FMEA e FMECA siano strumenti molto simili e strettamente correlati, ci sono alcune differenze. Mentre FMEA può essere descritto come uno strumento qualitativo, la FMECA è uno strumento quantitativo che, oltre a descrivere le modalità di guasto e i loro effetti, si propone di classificare questi effetti in base alla loro gravità, determinando quali sono gli elementi di rischio più elevato e descrivendo le azioni correttive da intraprendere.

Per fare ciò, la FMECA si avvale del numero di priorità di rischio (RPN, Risk Priority Number), il quale permette di classificare la criticità di ogni asset.

È facile immaginare come questo ulteriore sviluppo della FMECA rispetto alla FMEA assuma un'importanza maggiore per chiunque si occupi di gestione della manutenzione, permettendogli di stabilire priorità sulla base dei fattori di rischio, razionalizzare le attività e sviluppare piani di manutenzione migliori.

6.2 Metodo di costruzione

L'analisi di solito si fa attraverso un brainstorming che coinvolge tutte le parti interessate in azienda rispetto ad un certo processo (responsabili di processo, collaboratori, eventuali fornitori, etc.). Il metodo di costruzione rappresenta infatti un *Know How* dell'azienda, ognuna custodisce il proprio, ottimizzato da anni di esperienza nel settore.

Le fasi applicative dell'FMEA sono 5:

- Fase preliminare, in cui si analizzano i componenti o i processi che vogliamo studiare;
- Fase qualitativa, in cui si analizzano le modalità e le cause di guasto;
- Fase quantitativa, in cui si definiscono gli indici di rischio e le priorità di intervento;
- Fase correttiva, in cui si definiscono le azioni rivolte a ridurre il rischio;

- Fase di misurazione, in cui si valutano le azioni intraprese.

6.2.1 Identificazione del componente o sistema

Nel caso in esame si fa riferimento ad un TVA. Esso è utilizzato in più ambiti, come in un motore a combustione interna (benzina o diesel), in un impianto idraulico, ecc. Non essendo noto a priori il campo di utilizzo della TVA, potrebbe risultare inefficace dedicare la FMEA all'utente finale, identificato nel guidatore del veicolo (automobile, treno, aereo, autocarro, etc.) o nel processo industriale. In questo caso particolare si dedica la FMEA al sistema che risulta essere subito a valle della TVA, per esempio un motore a combustione interna.

6.2.2 Definizione delle funzioni elementari

Una volta identificato il sistema da analizzare e quello a cui rivolgere l'analisi, si definiscono le funzioni principali o elementari che la TVA deve garantire per un corretto funzionamento. Una TVA viene progettata per garantire:

- Tempo di risposta basso e larghezza di banda elevata;
- Errore a regime basso;
- Overshoot limitato;
- Stabilità di posizionamento;
- Rilevabilità degli errori.

6.2.3 Analisi dei “cinque Perché”

L'idea alla base di questo metodo di indagine delle cause principali è che, ad ogni “perché”, la risposta diventa la base per la domanda successiva. È uno strumento di problem solving molto semplice ma anche molto utile, che non ha bisogno di statistiche avanzate e dati complessi, per cui può rappresentare un buon punto da cui partire per effettuare la *root cause analysis*, un processo analitico e sistemico per scoprire le cause che esistono alla radice dei guasti, con l'obiettivo finale di identificare le soluzioni più adeguate a risolvere questi problemi.

La negazione delle funzioni principali rappresenta il primo dei cinque perché, cioè la possibile failure mode. Il primo “perché”, per ogni funzione principale, diventa:

- Sistema lento/non pronto;
- Bassa precisione di posizionamento;
- Elevata accelerazione della piastra;
- Sistema instabile;
- nessun errore di sistema rilevabile.

Sviluppando l'analisi si riesce ad individuare la failure mode e la sua causa. Viene riportato un esempio:

Tabella 1. Esempio analisi dei 5 "perché"

Main functions	Function negation or first why (Failure mode)	Second why	Third why	Fourth why	Fifth why (causes)	Component
Low settling time/bandwidth	Slow/not ready system	High friction	Wear	Unbalanced moving parts	Inappropriate installation	dc motor, gears, plate, potentiometer

6.2.4 Effetti e indice di Severity

La gravità dell'effetto causato da una failure mode viene classificato con un indice di severity. Per ogni modalità di guasto (failure mode) bisogna quantificarne la gravità. Si utilizza una scala da 1 a 10, in cui 1 indica il livello di gravità più basso. La valutazione della gravità ha una natura più soggettiva, per cui solitamente si tende a stabilire un criterio valido deciso dall'azienda. Allo stesso tempo però ci sono criteri che dovrebbero essere fondamentali per chiunque, come il rischio per la sicurezza o per l'impatto ambientale. Generalmente si stabilisce un indice di gravità pari a 9 o 10 se gli effetti di un guasto hanno implicazioni in materia di sicurezza. Un valore di 7-8 indica invece una situazione critica.

Tabella 2. Tabella indice di Severity

SEVERITY	10	Hazardous without warning	Very high severity without warning
	9	Hazardous with warning	Very high severity with warning
	8	Very high	Destructive failure without safety
	7	High	System inoperable equipment damage
	6	Moderate	System inoperable with minor damage
	5	Low	System inoperable without damage
	4	Very low	Degradation of performance
	3	Minor	System operable with some degradation in performance
	2	Very minor	System operable with minimal degradation in performance
	1	None	No effect

6.2.5 Cause e indice di Occurrence

La probabilità di guasto (o di fallimento) indica con quale probabilità un'apparecchiatura, un componente o un sistema si guasti. Il nostro scopo qui è quello di attribuire un numero indice a questa probabilità per ogni modalità di guasto che abbiamo individuato. Un punteggio più alto significherà che la probabilità di guasto è molto alta e che l'evento si verificherà quasi certamente. Al contrario, un valore basso indica che il tipo di guasto è molto raro.

Il contributo maggiore in questo caso lo danno i dati storici in nostro possesso.

Tabella 3. Tabella indice di Occurrence

OCCURRENCE	10	very high	inevitable failures
	9		
	8	high	repeated failures
	7		
	6	moderate	occasional failures
	5		
	4	low moderate	few failures
	3		
	2	remote	failures unlikely
	1		

6.2.6 Modalità di individuazione e indice di Detection

Si tratta della capacità di diagnosticare il verificarsi di uno di questi effetti generati da un guasto. Per ogni effetto descritto, dobbiamo quindi attribuire un valore che rappresenta questa capacità. Ancora una volta, si fa riferimento ad una scala da 1 a 10. Più è alto il valore, più è probabile che l'evento non venga intercettato. Per cui, ad eventi di guasto facilmente intercettabili viene assegnato un punteggio basso. Per riuscire ad abbassare la rilevabilità del guasto (e quindi migliorare la capacità di rilevazione del guasto) le aziende possono avvalersi di sensori di controllo applicati agli asset, letture di contatori, telecamere, azioni di manutenzione preventiva o ancora meglio ispezioni regolari che ci permettano di monitorare con frequenza i nostri impianti.

Tabella 4. Tabella indice di Detection

DETECTION	10	absolute uncertainty	design control cannot detect failure mode
	9	very remote	very remote chance the design control detects failure mode
	8	remote	remote chance the design control detects failure mode
	7	very low	very low chance the design control detects failure mode
	6	low	low chance the design control detects failure mode
	5	moderate	moderate chance the design control detects failure mode
	4	moderately high	moderately high chance the design control detects failure mode
	3	high	high chance the design control detects failure mode
	2	very high	very high chance the design control detects failure mode
	1	almost certain	design control will detect failure mode

Per la TVA è possibile identificare i guasti attraverso l'analisi dei segnali che vengono acquisiti durante il funzionamento. Il rilevamento prende in considerazione le azioni che il software di controllo può mettere in atto, come identificare, predire e correggere il guasto. Si può quindi definire una tabella personalizzata:

Tabella 5. Tabella indice di Detection da parte del controllo

SOFTWARE RESPONSE	10	none	no solution
	9		failure warning
	8	low	warning of impending failure
	7		maintenance requested
	6	moderate	efficiency lost but maintenance requested
	5		
	4	high	efficiency lost
	3		
	2	very high	efficiency restored
	1		

6.2.7 Indice RPN

Viene calcolato come il prodotto dei tre indici precedentemente individuati. Esso ci permette di creare una scala attraverso cui quantificare e ordinare il rischio generato da un evento.

Va da sé che più è alto l'indice RPN, più è alto il rischio generato dal guasto e dovremo quindi dare la priorità alle azioni specifiche tese a limitarne gli effetti e le conseguenze.

6.3 Conclusioni

Al giorno d'oggi la FMEA come la FMECA sono applicati nei più disparati settori, da quello manifatturiero all'healthcare e alla sanità, e non più soltanto all'automotive o al settore aeronautico e quello spaziale. Ciò perché il modello si è confermato nel tempo come molto valido e anche raccomandato dalle norme UNI e ISO per la valutazione dei rischi, oltre che dalla metodologia Six Sigma. Infine, i vantaggi di un'analisi FMEA per la manutenzione sono a dir poco enormi sia in ambito produttivo che nel facility management.

Tra i principali vantaggi della compilazione di un modello FMEA o FMECA sono contemplati:

- Individuazione preventiva delle potenziali modalità di guasto;

- Determinazione delle cause di guasto ordinate dalle più frequenti alle meno frequenti;
- Valutazione degli effetti che ciascuna tipologia di guasto implica sul sistema;
- Quantificare gli indici di rischio in modo da poter stabilire un sistema di priorità oggettivo per gli interventi da effettuare;
- Eliminazione o riduzione delle cause radice di guasto in modo complementare alla Root Cause Analysis (RCA);
- Identificare quali sono gli interventi di manutenzione correttiva e quelli di manutenzione preventiva;
- Costruire piani di manutenzione più efficaci;
- Mappare le criticità in modo ordinato e facilmente consultabile;
- Identificare un controllo robusto che riesca a identificare, predire e correggere il guasto.

7 Sperimentazione

Devono essere implementati test sperimentali per caratterizzare i parametri della valvola a farfalla. È possibile determinare i parametri del modello su cui progettare un controller di base. Di seguito una descrizione della strumentazione e delle prove sperimentali utili alla caratterizzazione dei parametri fisici del modello di valvola a farfalla. Inoltre, alcuni test sono segnalati per essere effettuati esclusivamente sul motore DC, al fine di estrarre alcuni parametri caratteristici.

7.1 Setup sperimentale

Una volta completata la fase di modellazione dell'attuatore, è stata sviluppata una configurazione sperimentale per eseguire i test di parametrizzazione della valvola. La stessa configurazione verrà utilizzata anche in seguito per la validazione del modello e dei controlli.

7.1.1 Schema setup

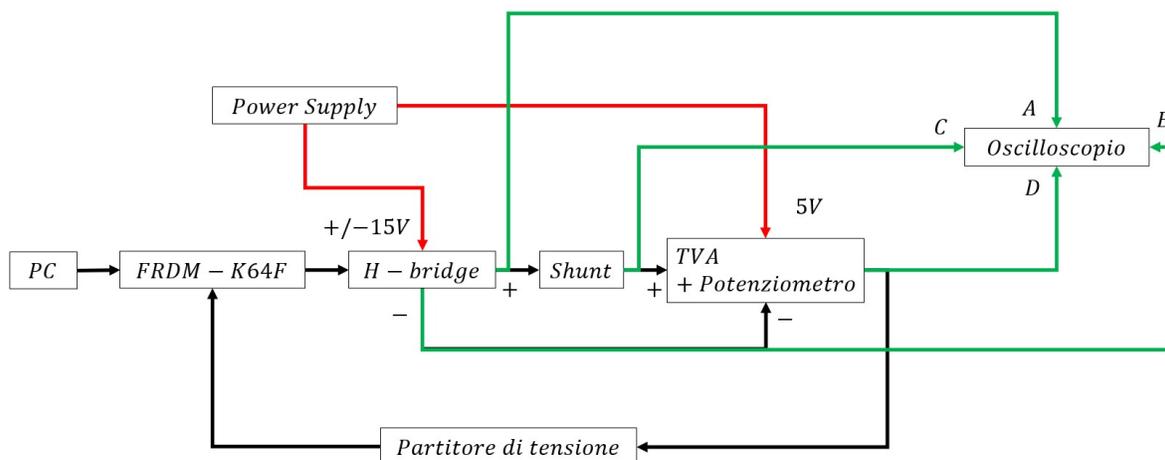


Figure 66. Schema del setup

La figura mostra un diagramma del setup sperimentale. I blocchi che formano il diagramma rappresentano la strumentazione hardware utilizzata, mentre le linee rappresentano le connessioni tra i vari componenti.

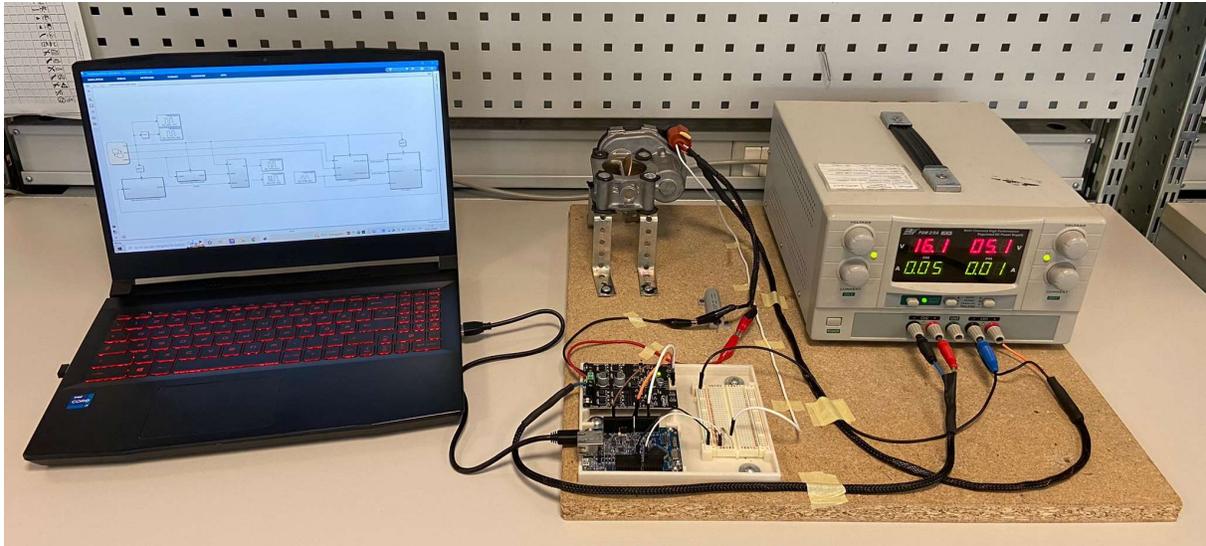


Figure 67. Setup sperimentale (lato A)

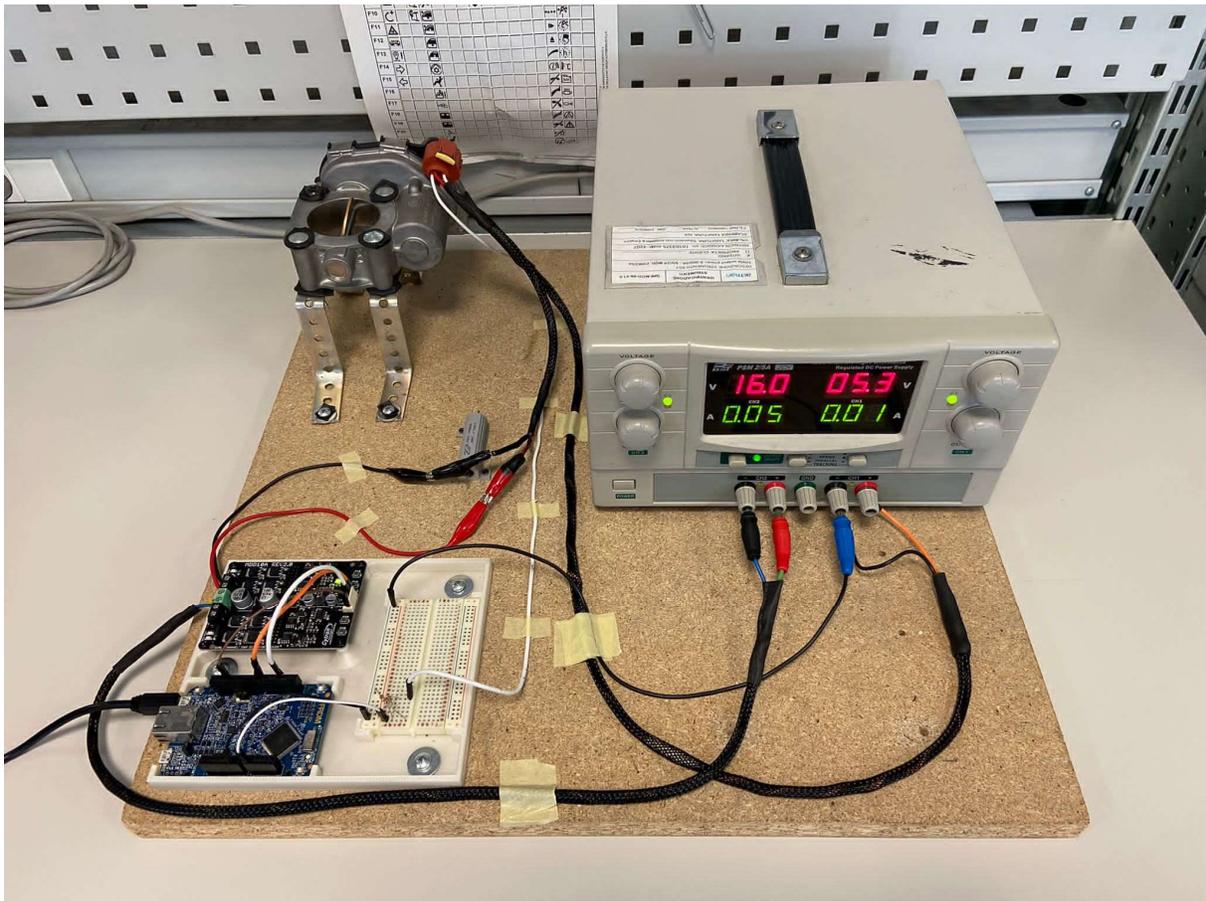


Figure 68. Setup sperimentale (lato B)

7.1.2 Strumentazione

- PC - Utilizzato per generare e inviare segnali in tempo reale all'hardware di prototipazione;
- FRDM-K64F – Hardware di prototipazione rapida, utilizzato per elaborare segnali di ingresso e generare segnali PWM per il ponte H;
- H-bridge - Utilizzato per azionare il motore dell'attuatore;
- TVA – Attuatore valvola a farfalla, l'attuatore oggetto di studio. Recupera i segnali dal ponte h e invia feedback di posizione tramite il potenziometro;
- Power supply – Alimenta sia il ponte h che il trasduttore di corrente a $\pm 15V$;
- Trasduttore di corrente o shunt di corrente – Utilizzato per tradurre la corrente di uscita dal ponte h in una tensione registrata tramite oscilloscopio;
- Divisore di tensione – Scala la tensione di uscita dal potenziometro da 0-5V a 0-3.3V;
- Oscilloscopio – Misurare la tensione di ingresso e di uscita dall'attuatore e la tensione di uscita dal trasduttore di corrente.

7.1.3 Descrizione del banco prova

In questa sezione si dà una descrizione del setup sperimentale. In particolare, si discute della scelta della strumentazione e il collegamento tra i vari componenti elettrici.

L'analisi parte dalla valvola a farfalla. Come descritto in precedenza, essa presenta diversi pin per il collegamento elettrico verso l'esterno:

- Voltaggio positivo al motore;
- Voltaggio negativo al motore;
- Voltaggio positivo al potenziometro;
- Voltaggio di uscita dal potenziometro;
- Terra al potenziometro.

7.1.3.1 Collegamento del motore DC

Sono possibili due configurazioni per l'alimentazione del motore questo perché in molti datasheet viene indicato di alimentare il circuito di armatura con due tensioni di segno opposto in modo da garantire le migliori prestazioni:

- La prima prevede che due canali del power supply vengano collegati in serie in modo da generare una tensione che va da un valore negativo ad uno positivo, fissati con degli appositi potenziometri;
- La seconda si ottiene collegando un solo canale all'alimentazione del motore, si avrebbe così una tensione che va da zero ad un valore fissato.

Per poter variare la tensione in ingresso al motore non è possibile regolare semplicemente i potenziometri del power supply, questo è dovuto a diversi motivi:

- Il primo è che i potenziometri del power supply non danno la reale variazione del segnale. La tensione letta sul display del power supply non ha lo scopo di dare una misura precisa della tensione generata, questa deve essere sempre misurata con un oscilloscopio per avere un riscontro;
- Il secondo motivo sta nell'uso del power supply, questo non è adatto per un funzionamento dinamico. Inoltre, variando i potenziometri manualmente non si ha una grande precisione sul segnale in uscita, soprattutto quando si vuole seguire un andamento specifico di tensione.

Quindi, per poter variare la tensione in ingresso motore, c'è bisogno di altri dispositivi accoppiati. Il primo è la scheda di prototipazione, collegata ad un PC attraverso un cavo USB e in grado di generare un segnale digitale in PWM, comandato attraverso un semplice modello Simulink o un codice Arduino implementati sul PC.

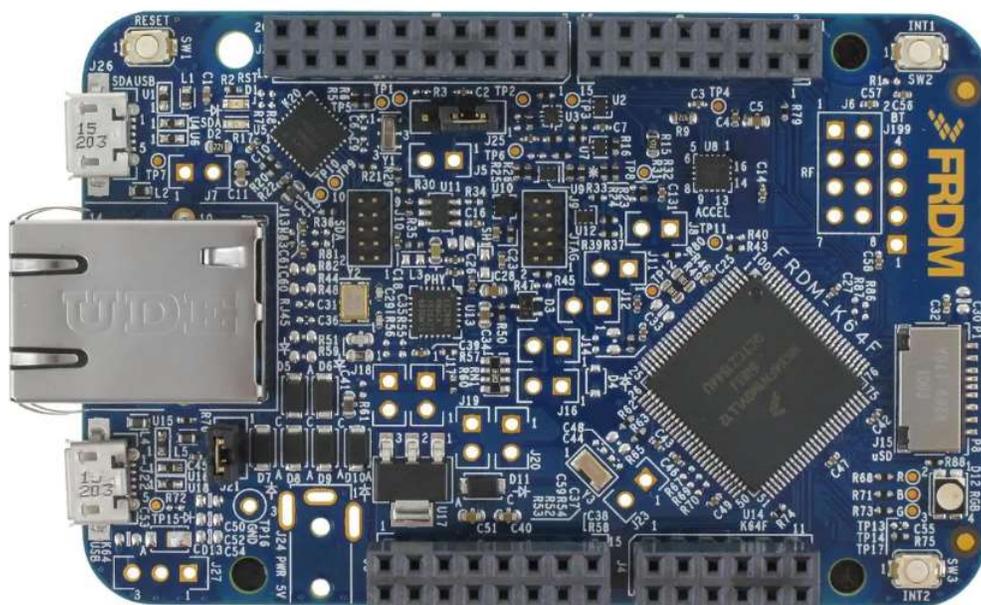


Figure 69. Scheda di prototipazione FRDM-K64F (da datasheet)

La scheda di prototipazione prevede due canali, uno per il PWM e uno per la direzione di quest'ultimo. La scheda viene alimentata di solito dal cavo USB che la collega al PC ad una tensione di circa 5 V, molto più bassa di quella utilizzata per comandare i motori DC degli attuatori, che è di oltre 12 V; quindi, il PWM generato dalla sola scheda non è in grado di comandare il motore in questione.

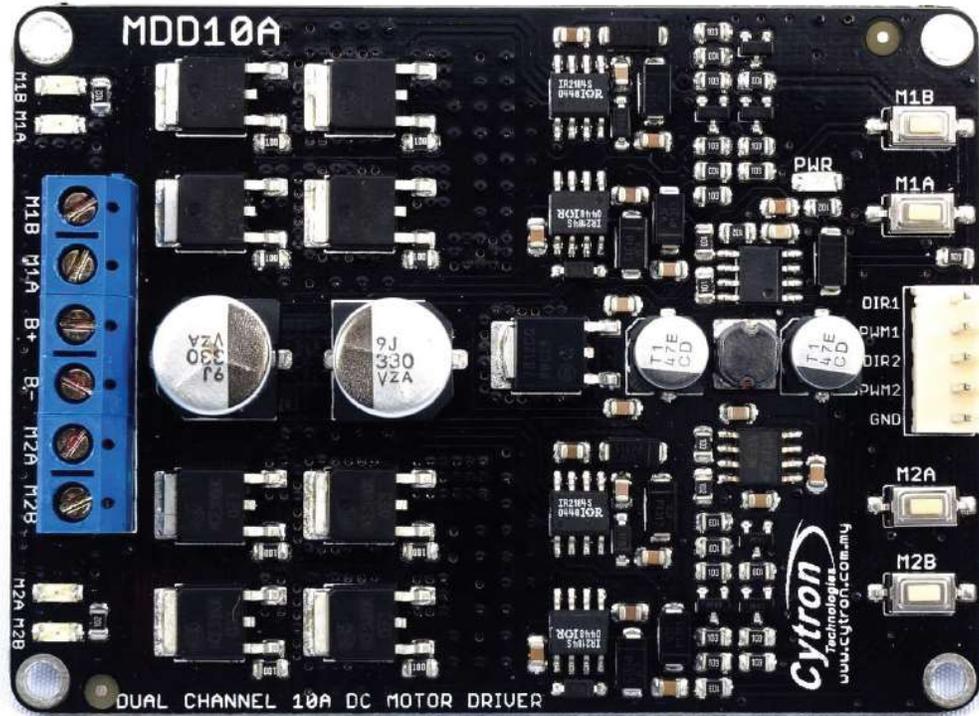


Figure 70. H-Bridge (da datasheet)

È necessario un secondo dispositivo, un H-Bridge, che permette di amplificare il PWM della scheda di prototipazione in modo tale da poter comandare senza problemi il motore. L'H-Bridge viene quindi alimentato alla tensione presente sul datasheet del motore.

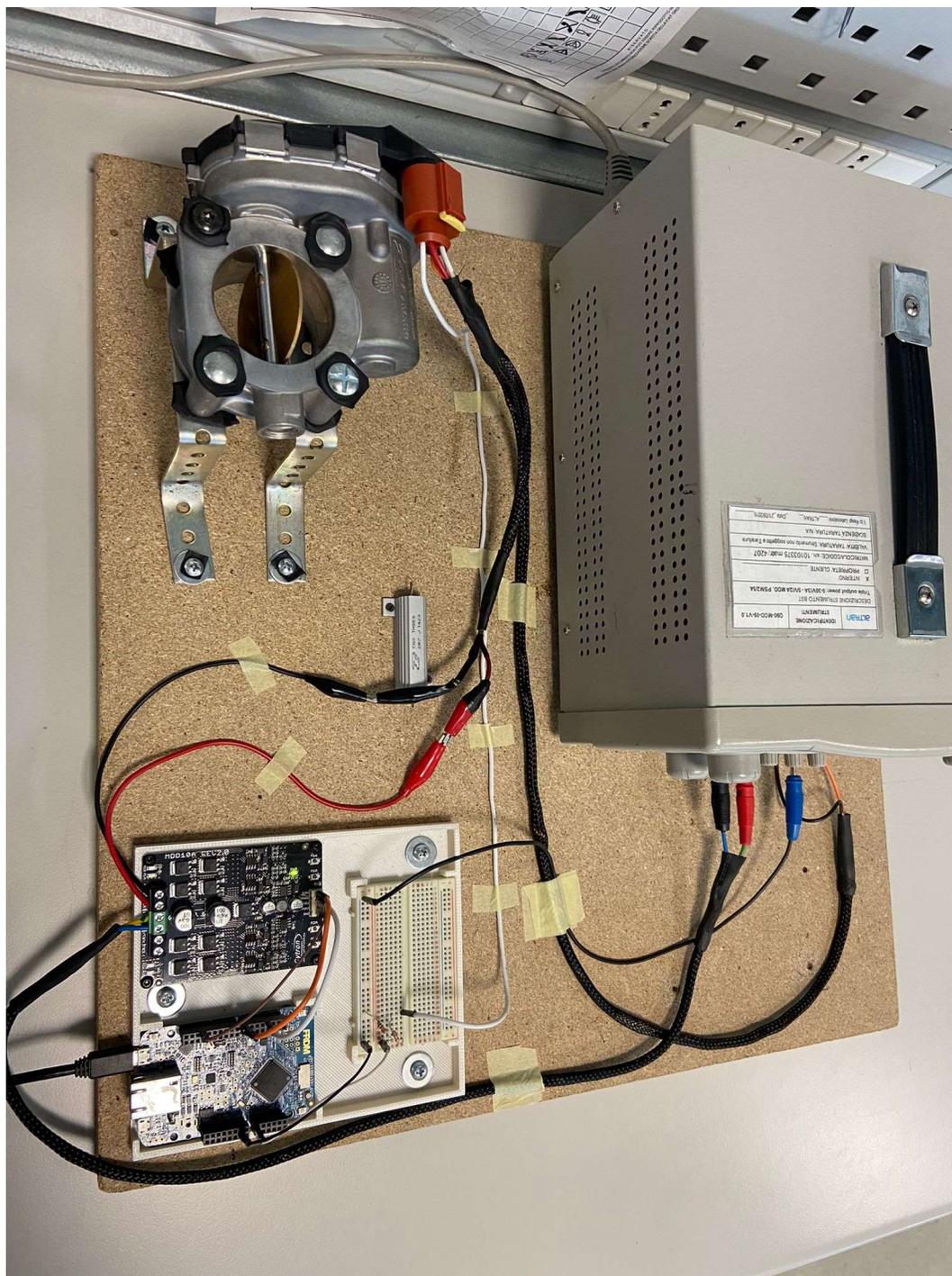


Figure 71. Setup sperimentale (lato C)

In sintesi, per azionare il motore, bisogna collegare i pin di alimentazione positiva e negativa agli output del ponte H. Questo, a sua volta, viene alimentato ad una tensione fissa, uguale a quella presente sul datasheet del motore. Si ricorda che il valore di tensione letta sul display del power supply non riflette la reale tensione ai capi del ponte H; essa viene misurata con un oscilloscopio o con un multimetro. Per il banco prova presentato, sul display si raggiunge una tensione di 16 V se si vuole alimentare il ponte H ad una tensione di 15 V. Gli ingressi del ponte H, cioè il PWM e la sua direzione, sono collegati ai rispettivi output della scheda di prototipazione. La terra del ponte H viene collegata

a quella della scheda. La scheda viene alimentata ad una tensione di circa 5 V attraverso il cavo USB che la collega al PC.

7.1.3.1.1 Misura di corrente

Per poter caratterizzare i parametri del modello della valvola, è necessario acquisire la corrente che scorre sugli avvolgimenti del motore. Per farlo sono possibili due soluzioni:

- Misura con un trasduttore di corrente;
- Misura con uno shunt di corrente.

7.1.3.1.1.1 Misura con trasduttore di corrente

I trasduttori di corrente forniscono una misurazione di corrente attraverso diversi metodi. Le tecnologie più utilizzate sono la *Closed Loop Hall Effect* oppure la *Closed Loop Flux Gate*. La tecnologia Closed Loop offre diversi vantaggi di cui necessitano i progettisti di elettronica di potenza.



Figure 72. Trasduttore di corrente (da datasheet)

I trasduttori di corrente vengono preferiti ad altri strumenti di misura per diversi motivi:

- I trasduttori di corrente sono dispositivi passivi, nel senso che non influenzano attivamente la corrente che deve essere misurata. Essi richiedono un'alimentazione per poter funzionare. Tipicamente, i requisiti di alimentazione sono nell'ordine dei 30 mA indifferentemente dalla tensione di alimentazione. La maggior parte dei trasduttori richiede un'alimentazione bipolare (normalmente +/-15V). Tuttavia, trasduttori ad alimentazione singola stanno ora divenendo più disponibili. I dispositivi Closed Loop hanno anche dei requisiti sulla corrente di pilotaggio o corrente secondaria.
- I trasduttori di corrente (da non confondere con un trasformatore di corrente) possono misurare correnti sia DC che AC. La misurazione DC richiede che si utilizzino trasduttori di corrente. Una corrente AC pura potrebbe essere misurata con un normale trasformatore di corrente, ma, se la corrente da misurare ha periodi di tempo in cui rimane costante, allora è necessario un trasduttore di corrente.

- L'isolamento galvanico. I circuiti primari e secondari di un trasduttore di corrente sono elettricamente isolati l'uno rispetto all'altro. Questo consente un elevato potenziale primario (480 V) mentre il secondario è una tensione più bassa di controllo (+/-15V o +5V). L'isolamento galvanico è raggiunto attraverso magneti. La corrente primaria genera un campo magnetico che viene concentrato da un circuito magnetico. Un dispositivo di misurazione magnetica misura il campo e ne restituisce la sua intensità in tensione. L'informazione sull'intensità viene convertita in una tensione o corrente in output che è proporzionale alla corrente primaria.
- I trasduttori Closed Loop sono progettati per misurare una corrente continua uguale o minore della corrente nominale indicata dal datasheet. La corrente che deve essere misurata è tipicamente definita come corrente primaria. La corrente di output dalla connessione secondaria del trasduttore viene definita come corrente secondaria. I trasduttori Closed Loop possono misurare correnti più elevate della nominale (del range di misurazione), ma queste correnti più elevate possono solo essere misurate per un breve periodo di tempo.

7.1.3.1.1.1.1 Closed Loop Hall Effect

Il trasduttore di corrente originalmente sviluppato è quello *Open Loop Hall Effect*. Questo trasduttore consiste di tre parti:

- un circuito magnetico;
- una cellula Hall;
- un amplificatore.

L'uscita è una tensione proporzionale alla corrente primaria. Il closed loop prende i concetti del open loop e aggiunge un avvolgimento secondario all'uscita. Questo avvolgimento secondario è avvolto attorno al circuito magnetico in modo tale che la corrente secondaria crei un campo magnetico opposto a quello creato dalla corrente primaria. Questo crea un nucleo relativamente senza flusso. I vantaggi del closed loop sono una virtuale assenza di correnti parassite e una larghezza di banda più elevata. L'output può essere modellato come una sorgente di corrente, con la corrente proporzionale alla corrente primaria in un rapporto determinato dal numero di spire dell'avvolgimento secondario. Il fatto che il guadagno sia determinato dal numero di spire dell'avvolgimento secondario lo rende virtualmente immune da variazioni di guadagno in funzione della temperatura. Un datasheet di un trasduttore closed loop non indicherà un effetto della temperatura nelle caratteristiche di guadagno. La corrente di output è un vantaggio perché è meno sensibile a sorgenti di rumore. La corrente di output di un closed loop tipicamente passa attraverso una resistenza di carico. La corrente che passa attraverso la resistenza crea una caduta di tensione che può essere misurata da un oscilloscopio.

7.1.3.1.1.1.2 Closed Loop Flux Gate

Il *Closed Loop Flux Gate* sostituisce la cellula Hall con un rilevatore Flux Gate. Il Flux Gate è un tratto di materiale magnetico inserito nello spazio vuoto di un circuito magnetico. Il nucleo Flux Gate ha un avvolgimento attorno ad esso che è sollecitato da una tensione a onda quadra. La corrente indotta viene misurata e, quando raggiunge una certa soglia, il ciclo ad onda quadra cambia. Il ciclo di carico o duty cycle dell'onda quadra è proporzionale alla corrente primaria. La tecnologia Flux Gate è digitale nella sua natura e ha un clock interno che si può manifestare come rumore alla

frequenza di clock. Tuttavia, il rumore è ben al di sopra della banda passante del trasduttore. Dunque, il sistema completo consiste di:

- Un circuito magnetico;
- Un Flux Gate e il suo avvolgimento;
- Un Asic e un avvolgimento secondario.

La resistenza di carico può essere interna al dispositivo, che genererà quindi una tensione di output. Altrimenti verrebbe generata una corrente di output. Ci sono altre tecnologie Flux Gate che usano diversi schemi di eccitazione e rilevamento, ma il risultato complessivo è simile.

Il guadagno di un Closed Loop viene definito da una caratteristica meccanica; il grado di precisione della bobina secondaria dipende dalla macchina avvolgitrice. La linearità è stabilita dalle caratteristiche del materiale del circuito magnetico. L'Offset è una funzione del magnetismo residuo del circuito magnetico. Il guadagno non viene influenzato dalla temperatura come visto in precedenza. L'Offset, tuttavia, viene influenzato dalla temperatura. La deriva di offset alle diverse temperature avrà un impatto sull'applicazione (torque ripple, per esempio). I trasduttori Flux Gate hanno un offset iniziale più basso e una più bassa deriva di offset al variare della temperatura rispetto ai dispositivi basati su Effetto Hall.

In ambito di tesi è stato utilizzato questo tipo di sensore per misurare la corrente anche se con scarsi risultati. Un iniziale collegamento errato dell'alimentazione del sensore ha compromesso il suo funzionamento irrimediabilmente. Quindi si è scelto di utilizzare uno shunt di corrente, molto più semplice e intuitivo da utilizzare.

7.1.3.1.1.2 Misura con shunt di corrente

Uno shunt non è altro che una resistenza elettrica utilizzata per la misura di corrente. Questa viene posizionata sulla sezione di circuito di cui si vuole misurare la corrente. Misurando la differenza di tensione ai capi dello shunt attraverso un oscilloscopio ed essendo nota la resistenza propria del componente si può calcolare la corrente passante. Il materiale di cui è fatto uno shunt si comporta bene all'aumentare della temperatura, poiché la sua resistività non risente troppo di essa. Il limite si ha per correnti elevate, dal momento che potrebbero crearsi delle correnti parassite che alterano la misura.

In ambito di tesi si è optato inizialmente per uno shunt da 10 *mOhm*, essendo un valore di resistenza trascurabile rispetto a quella del circuito in cui era inserita. In questo modo il circuito di armatura rimane pressoché invariato in termini di resistenza. Il problema di questa configurazione sta nei disturbi sulla misura. Una resistenza così bassa è confrontabile con quella dei cavi e ciò porta ad una grande incertezza sul valore effettivo della resistenza di misura. Inoltre, la differenza di tensione letta è fortemente disturbata e non segue l'andamento atteso.

Si è scelto quindi uno shunt da 2,8 *Ohm*. Tale valore di resistenza comporta diversi problemi:

- Il circuito di armatura viene totalmente alterato, essendo la resistenza degli avvolgimenti confrontabile con quella dello shunt. A parità di tensione ai capi del circuito si avrà una corrente inferiore e quindi meno coppia erogata dal motore. Il sistema sarà fortemente rallentato in termini di risposta e prestazioni dinamiche.

- Con una resistenza così elevata basta una corrente bassa per portare a surriscaldamento il materiale di cui è composto lo shunt.
- Le correnti massime generate nel circuito di armatura, trovate all'interno del datasheet della valvola, sono dell'ordine dei 5 A. Lo shunt, quindi, deve essere in grado di assorbire una potenza di picco di circa 75 W.

Di seguito sono illustrate le configurazioni del circuito con e senza shunt.

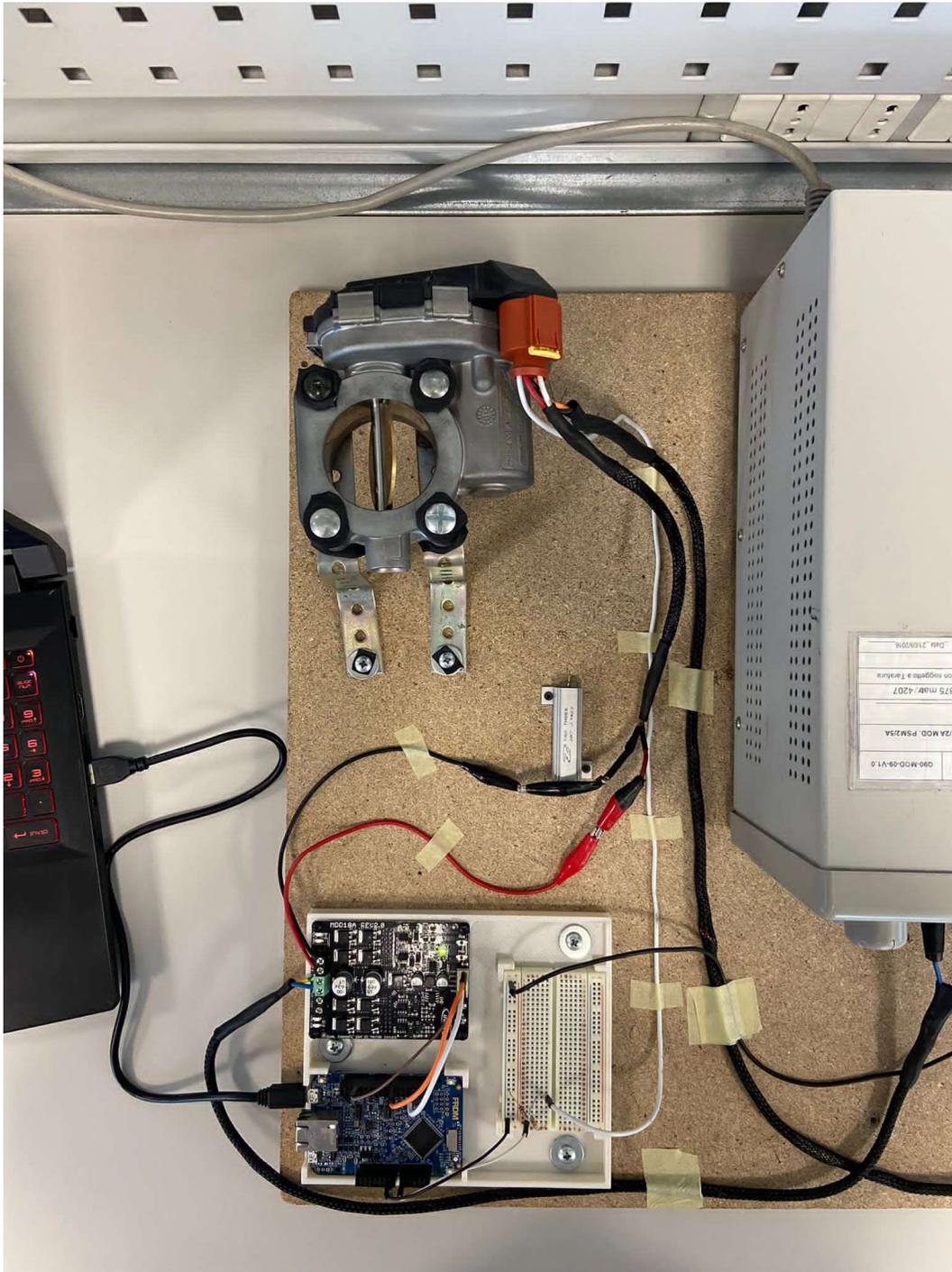


Figure 73. Setup sperimentale senza shunt

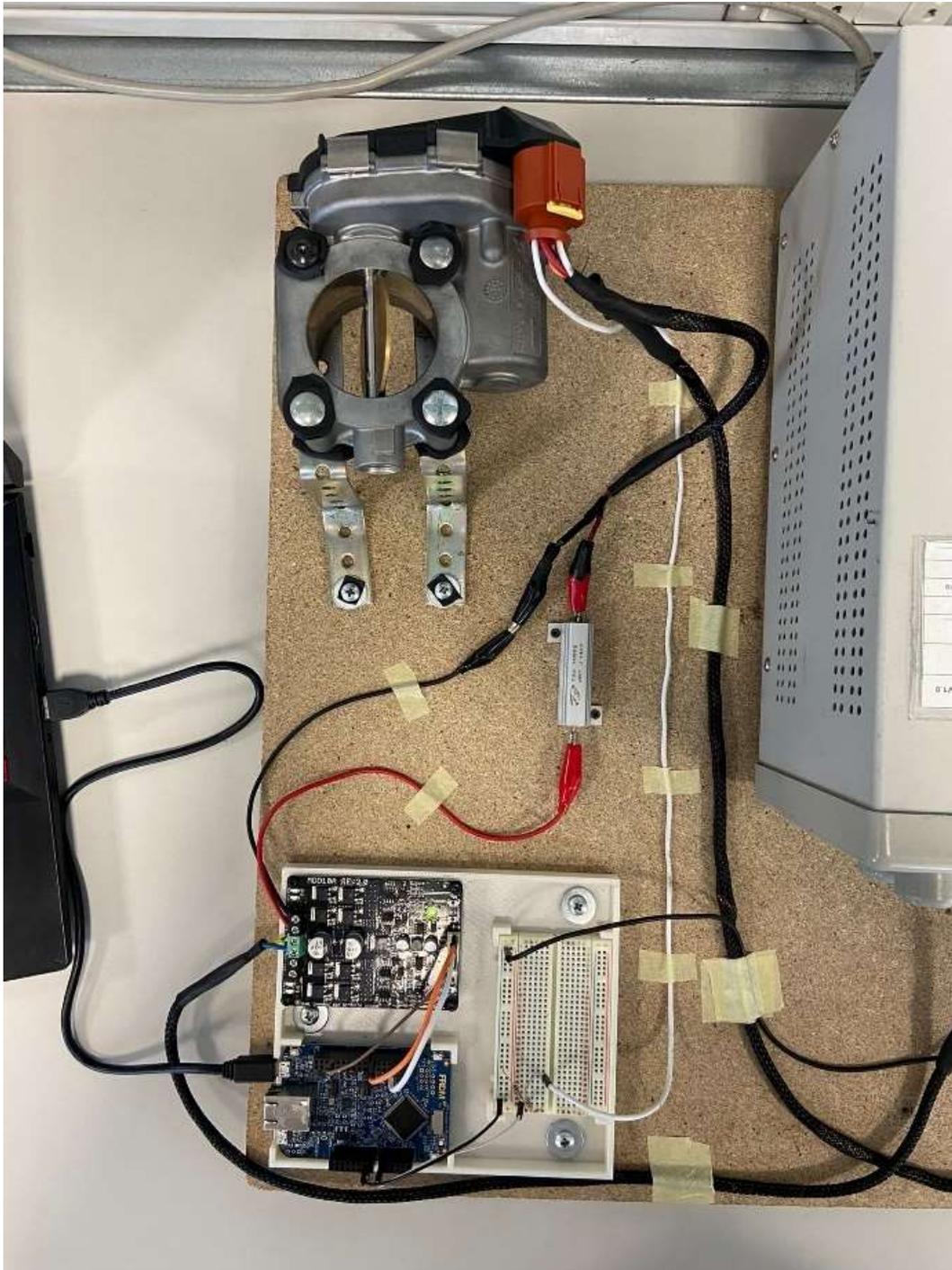


Figure 74. Setup sperimentale con shunt

7.1.3.1.2 Misura della tensione di alimentazione del motore

Per calcolare la tensione di alimentazione del motore si collegano due probe dell'oscilloscopio ai due capi del circuito di armatura. La terra deve essere comune ad entrambi. Calcolando la differenza di tensione tra le due letture si ha la tensione di armatura. Questa può avere segno positivo o negativo in base al segno del PWM inviato dalla scheda di prototipazione al ponte h.

Si deve far attenzione a non collegare il probe ad una estremità ed utilizzare come terra l'altra estremità. La terra utilizzata in questo caso non ha un valore fisso di tensione e ciò può portare ad un errore di misura oltre che a danni sull'oscilloscopio.

7.1.3.2 Collegamento del potenziometro

Il potenziometro viene alimentato da un canale del power supply ad una tensione di 5 V. I due pin di alimentazione, rispettivamente di voltaggio positivo e di terra, vengono collegati all'uscita del supply.

7.1.3.2.1 Misura della tensione di uscita dal potenziometro

Il segnale di tensione uscente dal potenziometro, che racchiude l'informazione di posizione del piattello, deve tornare alla scheda di prototipazione per poter chiudere l'anello di retroazione in posizione. Il collegamento diretto tra i due non è possibile per il seguente problema: la scheda accetta in ingresso segnali che vanno da 0 V a 3,3 V. Secondo quanto riportato dal datasheet della valvola, il segnale di uscita dal potenziometro varia tra 0 V e 5 V. Se il potenziometro inviasse per esempio un segnale a 4 V, esso verrebbe letto come uno a 3,3 V, portando ad un errore di lettura della posizione. Si deve ridurre la tensione in uscita dal potenziometro in modo tale che sia compatibile con quella acquisita dalla scheda.

Attraverso un partitore di tensione è possibile ridurre la tensione di uscita dal potenziometro. Si costruisce un circuito elettrico composto da due resistenze identiche in serie. Si collega ora l'uscita del potenziometro ai capi delle due resistenze, mentre il cavo inviato alla scheda viene collegato tra le due resistenze. In questo modo, la tensione letta è la metà di quella effettiva ed è completamente compatibile con i limiti imposti dalla scheda.

L'utilizzo di un partitore di tensione porta inevitabilmente a rumore sulla misura. Filtrando adeguatamente il segnale in ingresso scheda è possibile eliminare tale rumore.

7.2 Procedura di test e acquisizione

7.2.1 Test su motore DC

Per caratterizzare il motore in tutti i suoi parametri, devono essere eseguiti test specifici. L'obiettivo è quello di evidenziare il contributo di pochi parametri alla volta.

I test sul motore DC permettono di ottenere i seguenti parametri:

- ▪ Resistenza del circuito dell'armatura;
- ▪ Induttanza del circuito dell'armatura;
- ▪ Costante di velocità o di coppia del motore.

7.2.1.1 Test su motore DC smontato dal corpo valvolato e caratterizzazione dei parametri

Il metodo più preciso per eseguire le prove per la caratterizzazione dei parametri del motore è quello di smontare quest'ultimo dal corpo valvola e costruire un apposito banco prova. I test permettono di identificare anche i parametri di attrito e di inerzia del solo motore.

In base agli strumenti che possono essere disponibili in laboratorio sono possibili due soluzioni:

- Banco prova con torsionmetro;
- Banco prova senza torsionmetro.

Nell'ambito della tesi, non avendo l'autorizzazione necessaria per smontare il motore dalla valvola, non è stato possibile costruire tale banco di prova ed effettuare di conseguenza i test necessari. Viene comunque data una descrizione del setup sperimentale e delle prove da eseguire. Di seguito vengono analizzate ulteriori problematiche associate alla costruzione di un banco prova simile.

7.2.1.1.1 Con l'utilizzo di un torsionmetro

Il motore DC da studiare, detto quindi primario, viene smontato dal corpo valvola. L'albero è collegato a quello di un motore secondario, in grado di comandare il primario. Si utilizza un torsionmetro sulla trasmissione con la possibilità di disaccoppiare i due sistemi in caso di prove a vuoto.

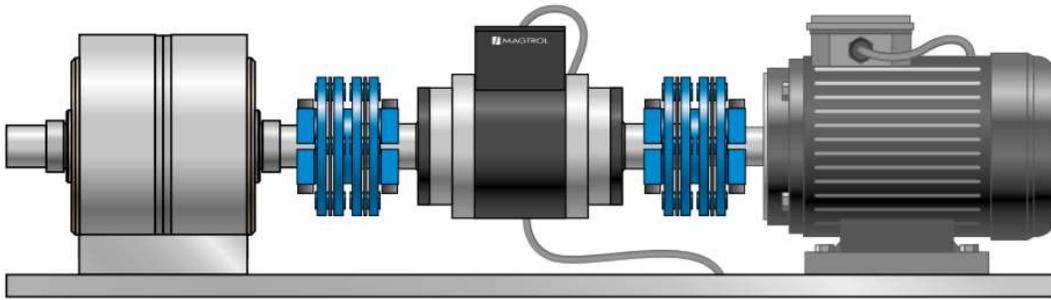


Figure 75. Schema banco prova per motore DC (da datasheet del torsionmetro)

Gli ingressi e le uscite elettriche del motore sono collegati a diversi canali dell'oscilloscopio, al fine di rilevare i segnali separatamente. Da ogni segnale acquisito può essere effettuata l'analisi dei parametri.

È necessario collegare diversi cavi al power supply:

- Ingresso di tensione al motore primario. Per alimentare un singolo motore DC sono necessari:
 - Uno o due canali del power supply per alimentare l'H-Bridge, a seconda se siano richieste due tensioni di segno opposto.
 - Un canale PWM e uno di direzione della scheda di prototipazione per inviare il comando all'H-Bridge.
- Ingresso di tensione al motore secondario. Vale lo stesso concetto espresso per il motore primario. I canali richiesti sui dispositivi utilizzati raddoppiano.
- Ingresso di tensione al torsionmetro. In base alle specifiche del datasheet possono essere richiesti uno o due canali al power supply.

In sintesi, saranno necessari più di due canali per il power supply e due canali di PWM. Generalmente i supplier presentano al massimo due canali, quindi è necessario più di un power supply per garantire

la corretta realizzazione del banco. Mentre la scheda di prototipazione prevede già più di due canali per il PWM, è necessario garantire due canali sull'H-Bridge. In commercio si trovano H-Bridge in grado di comandare un singolo motore, ma in questo caso è richiesto uno con due canali paralleli.

Si collegano i probe dell'oscilloscopio:

- Uscite di tensione dal torsionmetro. Si tratta di due segnali in tensione, uno associato alla coppia misurata sull'albero di trasmissione, l'altro associato alla velocità dell'albero.
- Uscita di tensione dal motore primario. Si collegano due probe dell'oscilloscopio ai capi del circuito di armatura e si calcola la differenza di tensione acquisita, che rappresenta la tensione di armatura.
- Uscita di tensione dal motore secondario. Valgono le stesse considerazioni descritte sopra.
- Uscita di corrente dal motore primario. Il numero di probe necessari, e quindi di canali all'oscilloscopio, dipende dal tipo di misura in corrente che si vuole effettuare. Utilizzando un sensore di corrente sarà necessario un singolo canale all'oscilloscopio per l'acquisizione della tensione, proporzionale alla corrente misurata; sarà richiesta però un'alimentazione esterna, che determinerà il numero di canali aggiuntivi che deve garantire il power supply. Utilizzando uno shunt di corrente saranno necessari due canali all'oscilloscopio, in questo modo è possibile acquisire la differenza di tensione ai capi della resistenza, proporzionale alla corrente.
- Uscita di corrente dal motore secondario (segnale di corrente di armatura). Valgono le stesse considerazioni descritte sopra.

In sintesi, saranno necessari più di otto canali sull'oscilloscopio. Generalmente tali dispositivi presentano al massimo quattro canali, quindi saranno richiesti più di due oscilloscopi.

Grazie alla presenza del torsionmetro il banco permette di identificare con maggior precisione la costante di coppia o velocità del motore e valutare i parametri di attrito e di inerzia del motore in fase di studio. A causa della quantità di dispositivi richiesti e al costo associato ad essi, tale configurazione di banco prova può essere esclusa a priori.

7.2.1.1.2 Senza l'utilizzo di un torsionometro

Escludendo l'uso del torsionometro è possibile evitare la spesa sull'acquisto di quest'ultimo ma saranno comunque necessari lo stesso numero di power supply e oscilloscopi. Anche in questo caso la configurazione può essere esclusa ma ne viene data una descrizione.

Il motore primario e il motore secondario, che è dotato di un sensore per il controllo della velocità, sono collegati con un giunto. La coppia trasmessa non può essere misurata.

I cavi da collegare sono:

- Ingresso di tensione al motore primario (alimentazione e acquisizione del segnale di tensione di armatura);
- Ingresso di tensione al motore secondario (alimentazione e acquisizione del segnale di tensione di armatura);
- Uscita di corrente dal motore primario (acquisizione del segnale di corrente di armatura);
- Uscita di corrente dal motore secondario (acquisizione del segnale di corrente di armatura);
- Uscita di velocità dal motore secondario (acquisizione del segnale di tensione associato alla velocità).

7.2.1.1.3 Test con motore stallato per la caratterizzazione della resistenza di armatura

L'albero motore è tenuto fermo e la tensione di alimentazione del motore (V) viene aumentata fino a condizioni statiche - il contributo dell'induttanza (L) sull'equazione del circuito è zero -.

$$V = R i + L \frac{di}{dt}$$

I segnali di corrente e tensione vengono acquisiti per calcolare la resistenza di armatura (R), in particolare l'acquisizione della tensione (V) è divisa per l'acquisizione di corrente (i) sul motore primario.

$$R = \frac{V}{i}$$

Un buon metodo per non acquisire il contributo dell'induttanza è generare un segnale a gradino sull'alimentazione del motore e confrontare solo i dati successivi al raggiungimento della condizione di regime sulla corrente.

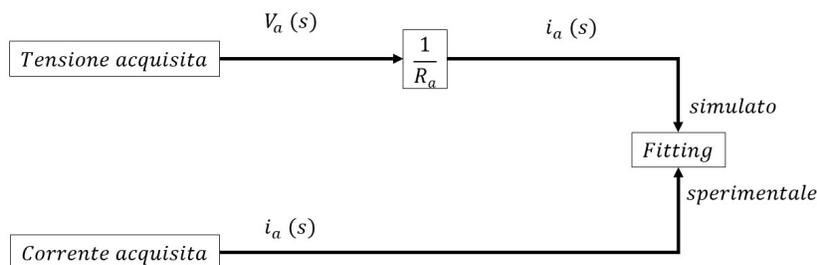


Figure 76. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione della resistenza elettrica

7.2.1.1.4 Test con motore stallato per la caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura

L'albero viene tenuto bloccato e viene generato un segnale di tensione a gradino sull'ingresso del motore. Il rotore bloccato non genera una componente di forza elettromotrice (emf) nell'equazione del circuito sul motore primario, dal momento che essa è proporzionale alla velocità del rotore. Il comportamento dinamico permette di ricavare l'induttanza dell'armatura (L) partendo dai segnali di tensione e corrente e dal valore di resistenza precedentemente riscontrato.

$$V = R i + L \frac{di}{dt} + emf$$

Con questa prova è possibile ottenere contemporaneamente sia i parametri di resistenza che di induttanza. È possibile eseguire un fitting numerico, conoscendo il modello matematico del circuito di armatura del motore primario. Una volta fatto questo, i valori di resistenza trovati nei due casi possono essere confrontati.

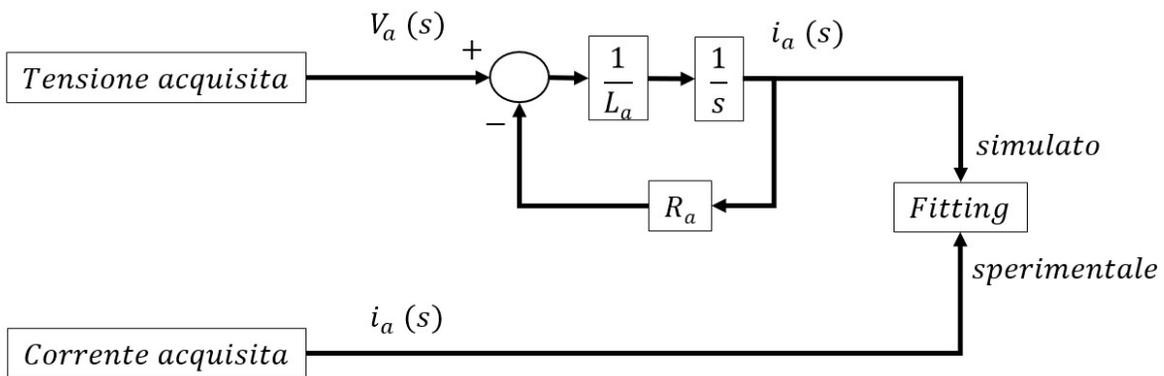


Figure 77. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura

7.2.1.1.5 Test di tensione di ritorno per la caratterizzazione della costante di coppia del motore

Il motore primario è scollegato, invece, il secondo motore, che mette in rotazione l'albero di trasmissione, è alimentato; durante il movimento viene generata una tensione indotta sul circuito di armatura del motore primario, che viene rilevata dall'oscilloscopio. La velocità dell'albero è determinata a partire dal segnale acquisito dal sensore ottico integrato sul secondo motore. Dai dati acquisiti viene calcolata la costante di forza elettromotrice o costante di coppia del motore (K_e o K_c). Si esegue un fitting numerico a partire dall'acquisizione della tensione (V) sul motore primario, dall'acquisizione di corrente (i) sul motore primario e dall'acquisizione della velocità di rotazione ($\dot{\theta}$) sul torsionometro sul motore secondario.

$$V = R i + L \frac{di}{dt} + emf$$

$$K_e = \frac{emf}{\dot{\theta}}$$

Spesso la specifica tecnica sulla costante di coppia è fornita dal datasheet del motore entro un certo intervallo, quindi, il test è utile per verificarne il valore effettivo.

Va sottolineato che la velocità dell'albero dipende dal fenomeno dell'attrito, poiché deriva da un equilibrio dinamico sull'intero sistema, ma ai fini del calcolo della costante di coppia è importante soltanto l'acquisizione di velocità e non l'effetto dell'attrito su di essa.

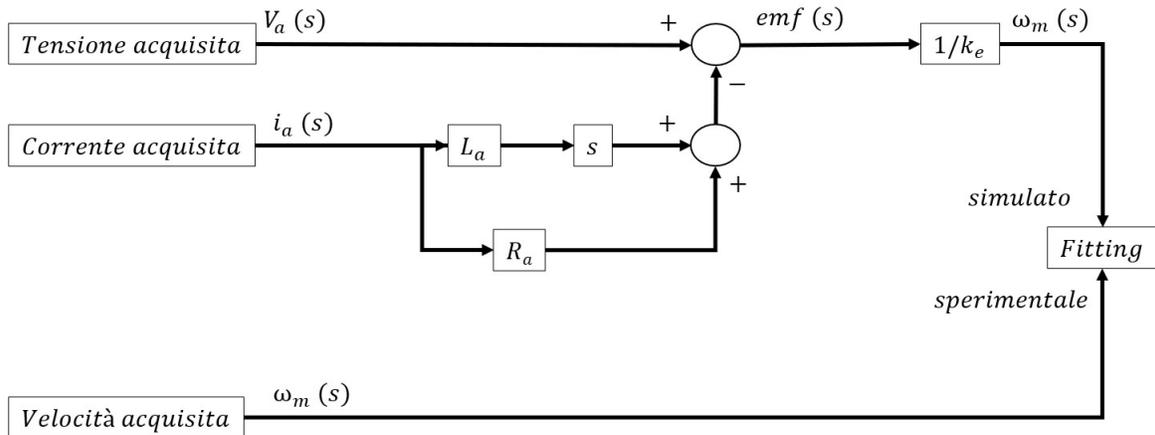


Figure 78. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

7.2.1.1.6 Test a vuoto per la caratterizzazione dei parametri di attrito (senza torsionometro)

Il test permette di definire i parametri di attrito; per evitare di inserire il contributo di attrito del secondo motore, i due sistemi sono disaccoppiati e il torsionometro è mantenuto integrato con il motore secondario - l'uso del torsionometro in questa prova non è essenziale -.

7.2.1.1.6.1 Metodo 1

Il test prevede la variazione della tensione di armatura in modo lento e graduale, quindi anche la corrente varia molto lentamente. Il movimento dell'albero sarebbe quasi statico, quindi la velocità e l'accelerazione possono essere approssimate a zero per semplicità.

Dall'equilibrio dinamico sulla piastra è quindi possibile stabilire gli apporti di coppia che si oppongono a quello generato dal motore (T_{motor}).

$$T_{motor} = K_C i$$

Le coppie resistenti sono semplificate alla singola coppia grazie all'attrito di Coulomb (valore costante che si oppone sempre al movimento).

$$T_{friction} = k_{kin}\dot{\theta} + k_c \cong k_c$$

$$T_{motor} = T_{friction} \quad \rightarrow \quad k_c = K_C i$$

Questo metodo consente di calcolare solo la coppia di attrito di Coulomb, grazie ad un'approssimazione sui segnali di velocità e accelerazione. Può essere impreciso, ma il metodo 1 ha un costo computazionale molto basso e può essere utilizzato come processo preliminare per approcciarsi al metodo 2.

7.2.1.1.6.2 Metodo 2

Se l'approssimazione del moto quasi statico del rotore fosse imprecisa, è ancora possibile utilizzare un fitting numerico. Generando un segnale trapezoidale di tensione di armatura, il fenomeno dell'attrito viene eccitato. Noti i segnali di tensione e corrente, così come i parametri di resistenza, induttanza e coppia costanti sul motore, è possibile ottenere il segnale di velocità:

$$V = R i + L \frac{di}{dt} + emf$$

$$emf = K_e \dot{\theta}$$

$$\dot{\theta} = \frac{\left(V - R i - L \frac{di}{dt} \right)}{K_e}$$

Adattando i parametri di attrito, il segnale di coppia del motore simulato dal modello converge su quello calcolato sperimentalmente:

$$T_{motor} = K_C i$$

$$T_{motor} = T_{friction} + T_{inertia}$$

Il parametro di inerzia è spesso dato dalla scheda tecnica del motore DC.

Il fitting viene eseguito sull'intero modello del motore. Sono inclusi anche i parametri rilevati con i fitting precedenti. Per questo motivo, i parametri di attrito trovati potrebbero non essere molto accurati. Se si utilizzasse un torsionometro, la velocità e la coppia dell'albero potrebbero essere acquisite direttamente; è possibile evitare di inserire i parametri rilevati dai fitting precedenti.

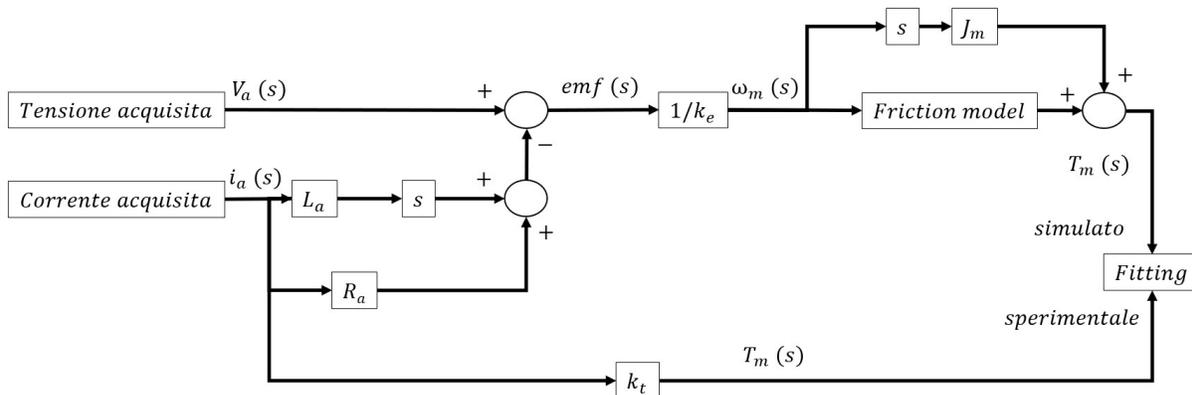


Figure 79. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione dell'inerzia e del modello di attrito sul motore senza l'utilizzo di un torsionometro

7.2.1.1.7 Test a vuoto per i parametri di attrito (con torsionometro)

Il test permette di definire i parametri di attrito; per evitare l'attrito del secondo motore, i due sistemi sono disaccoppiati ma in questo caso il torsionometro viene mantenuto sull'albero del motore primario.

Dall'equilibrio dinamico sull'albero, ci sono:

- La coppia di attrito (T_{friction}), dipendente dai parametri di attrito e dalla velocità angolare dell'albero. La velocità dell'albero può essere ottenuta dal segnale di tensione di ritorno sull'armatura e dalla costante di coppia del motore o direttamente dall'acquisizione del sensore ottico sul torsionometro.
- La coppia di inerzia (T_{inertia}), dipendente dall'inerzia del rotore e dall'accelerazione angolare dell'albero, derivata dal segnale di velocità. Spesso l'inerzia è fornita dal catalogo.

Acquisendo i segnali di coppia sul torsionometro e i segnali di velocità sul sensore, attraverso un processo di fitting, è possibile ottenere i parametri di attrito - e l'inerzia del rotore se non è prevista nel catalogo -.

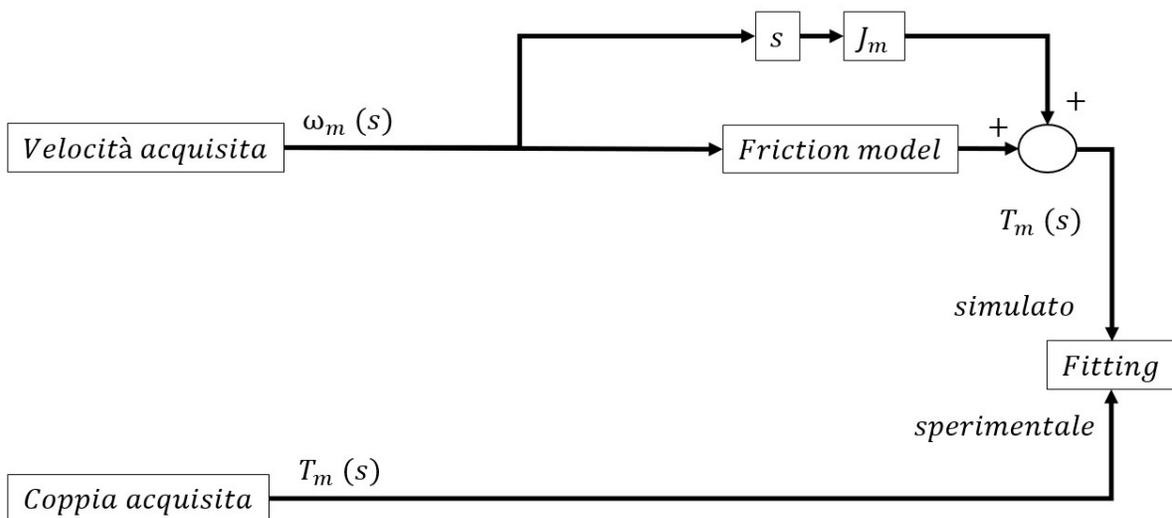


Figure 80. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione dell'inerzia e del modello di attrito sul motore con l'utilizzo di un torsionometro

7.2.1.2 Test su motore DC integrato al corpo farfallato e caratterizzazione dei parametri

In questo caso il motore non viene smontato dal corpo farfallato. Si effettuano delle apposite prove per caratterizzare i parametri del circuito di armatura ma non sarà possibile estrarre i parametri di attrito e inerzia relativi al singolo motore. Saranno presentate delle prove che permettano di identificare attrito e inerzia di tutto il sistema, composto da motore, trasmissione, molla e piatto della valvola.

7.2.1.2.1 Test con motore stallato per la caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura

Il piatto della valvola viene portato al fine corsa e bloccato attraverso un segnale PWM in tensione caratterizzato da un particolare duty cycle. A diversi valori di duty cycle si osservano diversi andamenti del segnale di corrente. Mentre la tensione ha la forma caratteristica di un PWM, la corrente presenta dei transitori e non raggiunge mai un valore di regime.

Le prove sono:

1. Duty Cycle 10%.

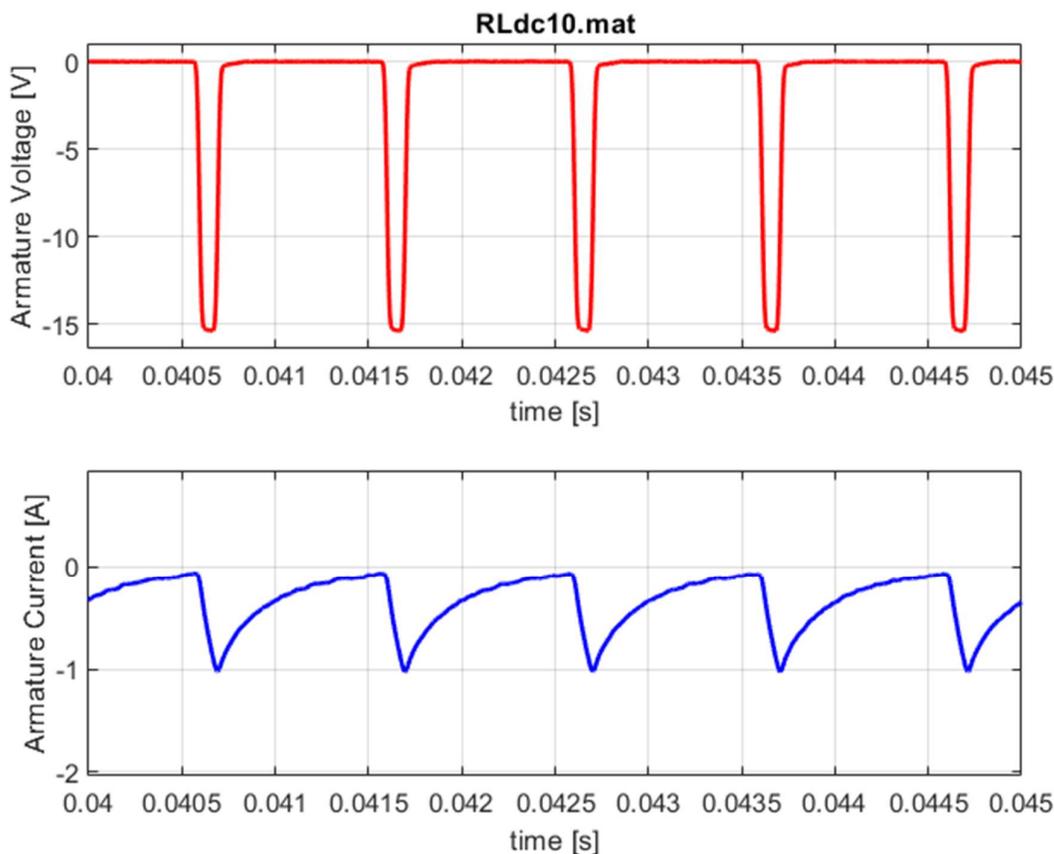


Figure 81. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 10%

2. Duty Cycle 20%.

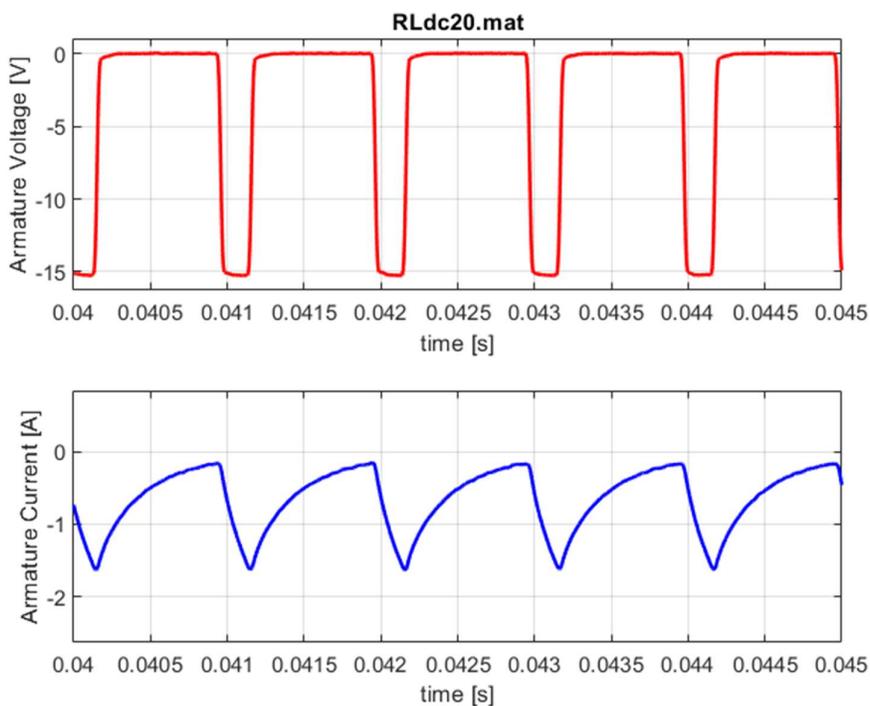


Figure 82. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 20%

3. Duty Cycle -25%.

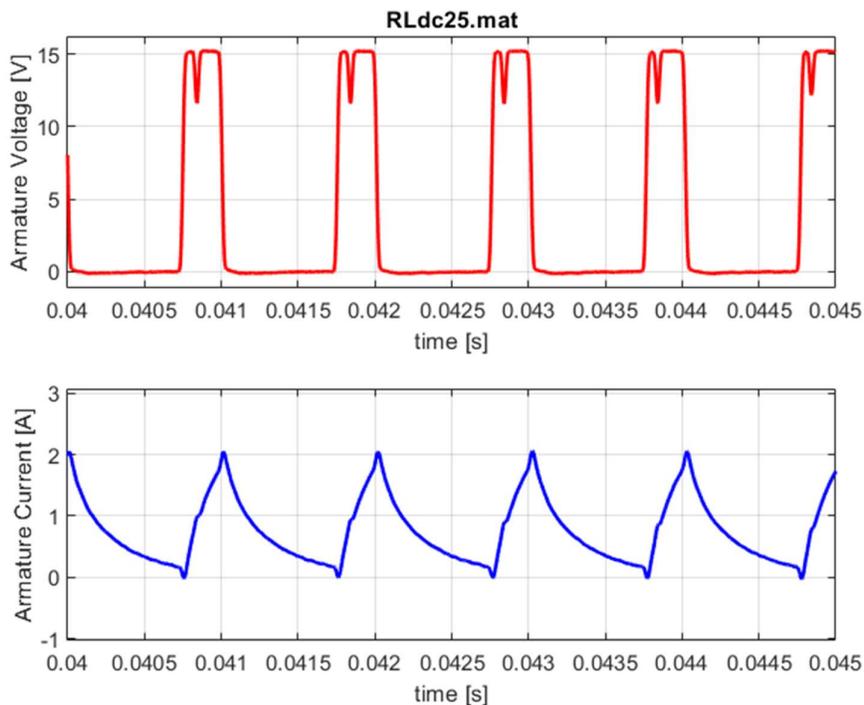


Figure 83. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al -25%

4. Duty Cycle 30%.

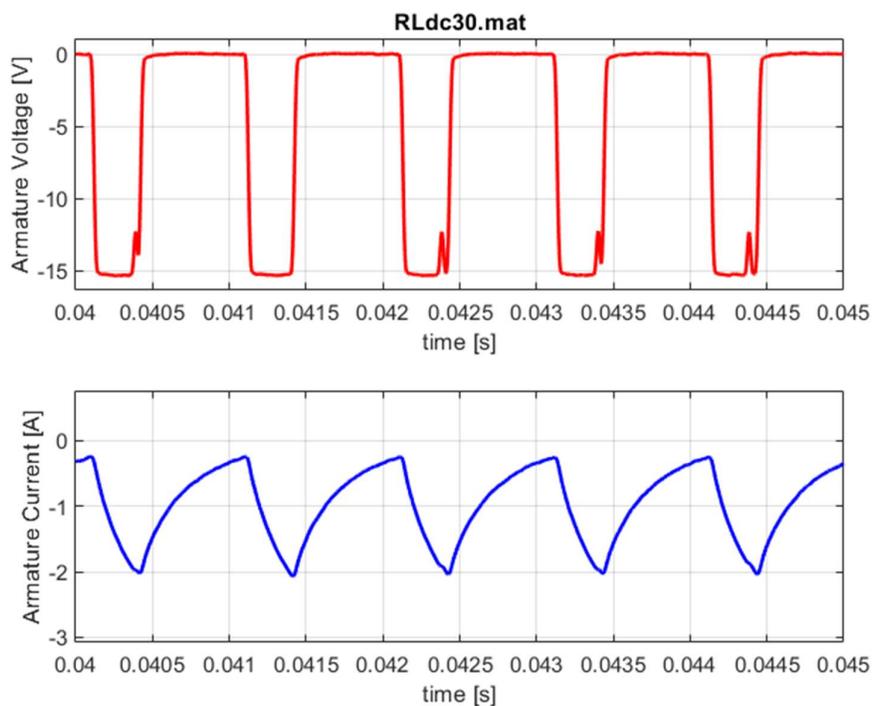


Figure 84. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 30%

5. Duty Cycle 40%.

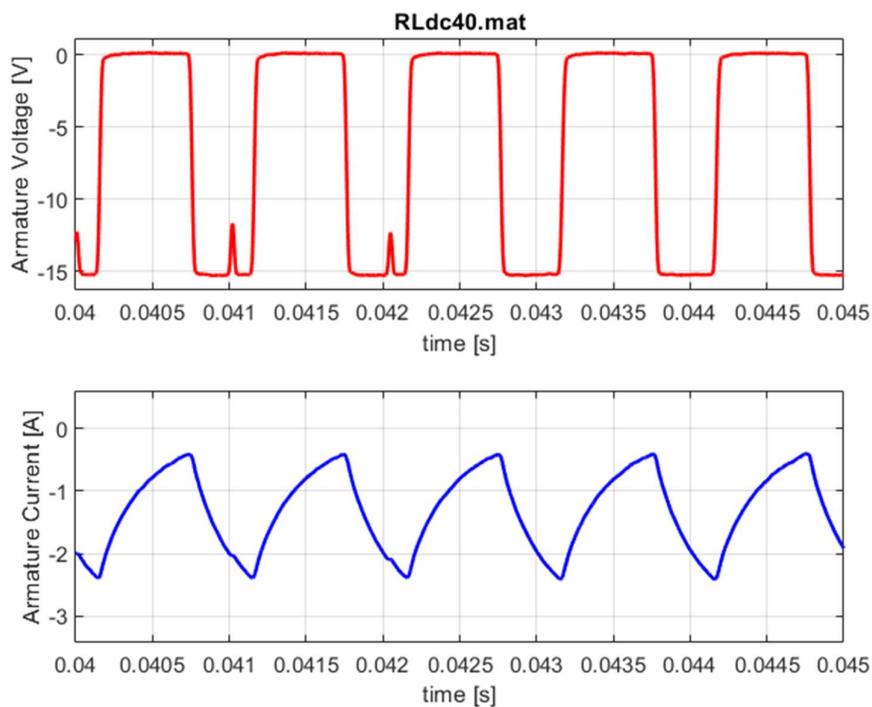


Figure 85. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 40%

6. Duty Cycle 45%.

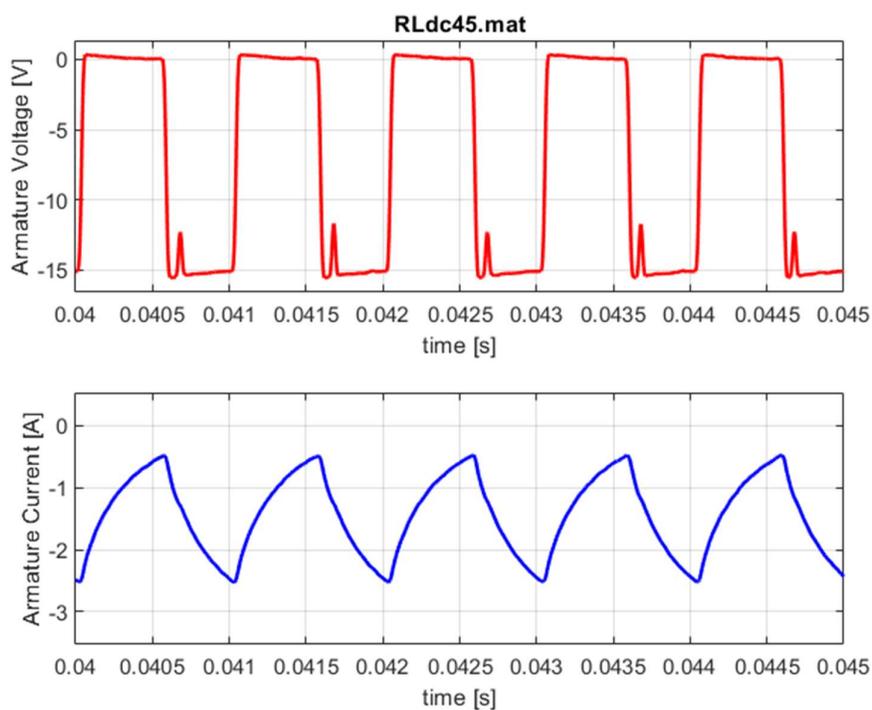


Figure 86. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 45%

7. Duty Cycle 50%.

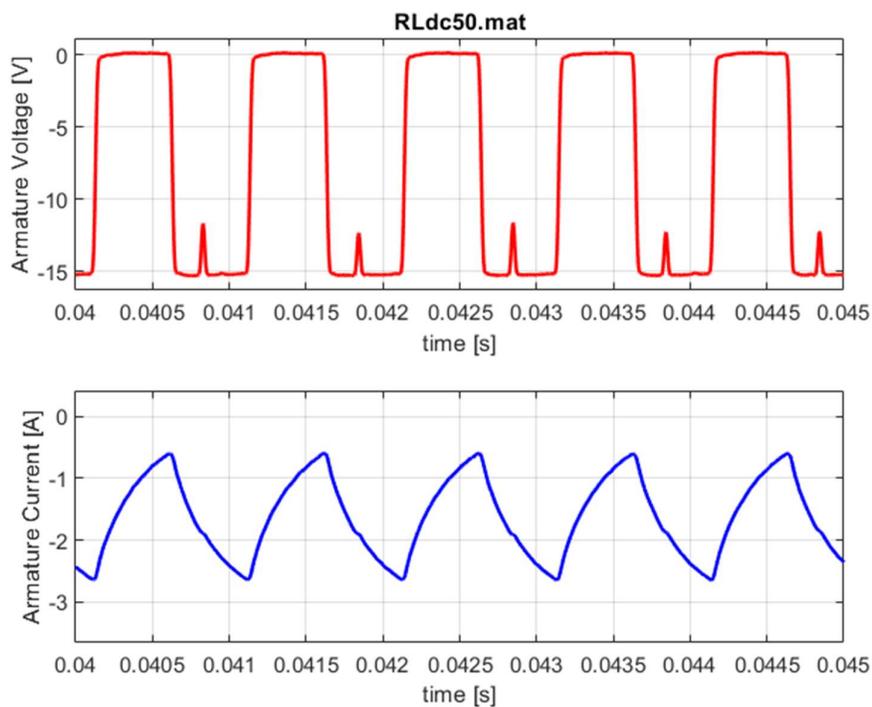


Figure 87. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 50%

8. Duty Cycle 60%.

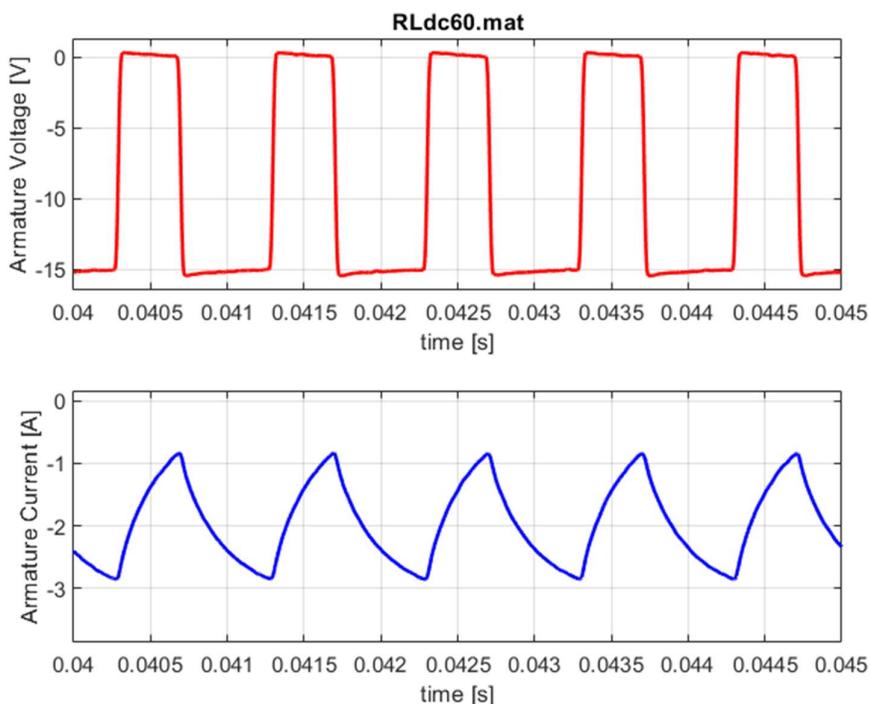


Figure 88. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 60%

La presenza dell'induttanza nel circuito di armatura porta ad un sistema del primo ordine, l'andamento della corrente risulta essere quello atteso. Il rotore bloccato non genera una componente di forza elettromotrice (emf) nell'equazione del circuito sul motore primario, dal momento che essa è proporzionale alla velocità del rotore. Il comportamento dinamico permette di ricavare l'induttanza dell'armatura (L) partendo dai segnali di tensione e corrente.

$$V = R i + L \frac{di}{dt} + emf$$

Con questa prova è possibile ottenere sia i parametri di resistenza che di induttanza. È possibile eseguire un fitting numerico, conoscendo il modello matematico del circuito di armatura del motore primario. Il fitting è eseguito attraverso uno script MATLAB personalizzato per questo caso specifico.

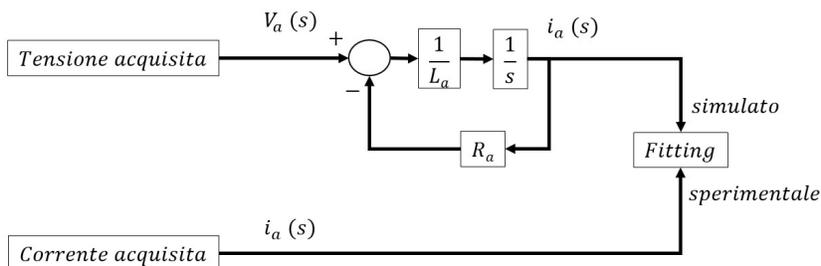


Figure 89. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura

Di seguito sono riportati i risultati del fitting per ogni prova.

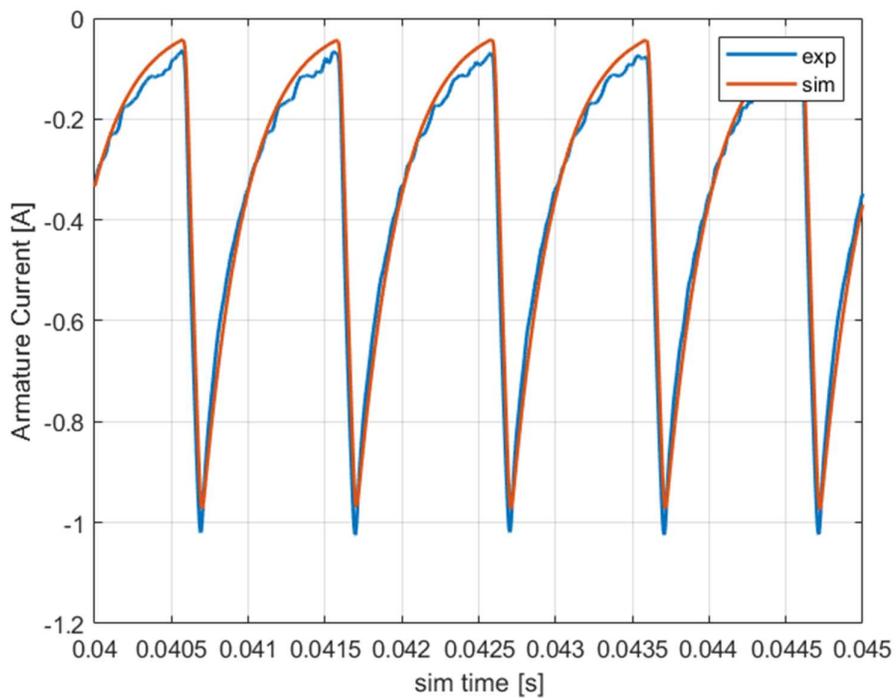


Figure 90. Fitting da prova 1

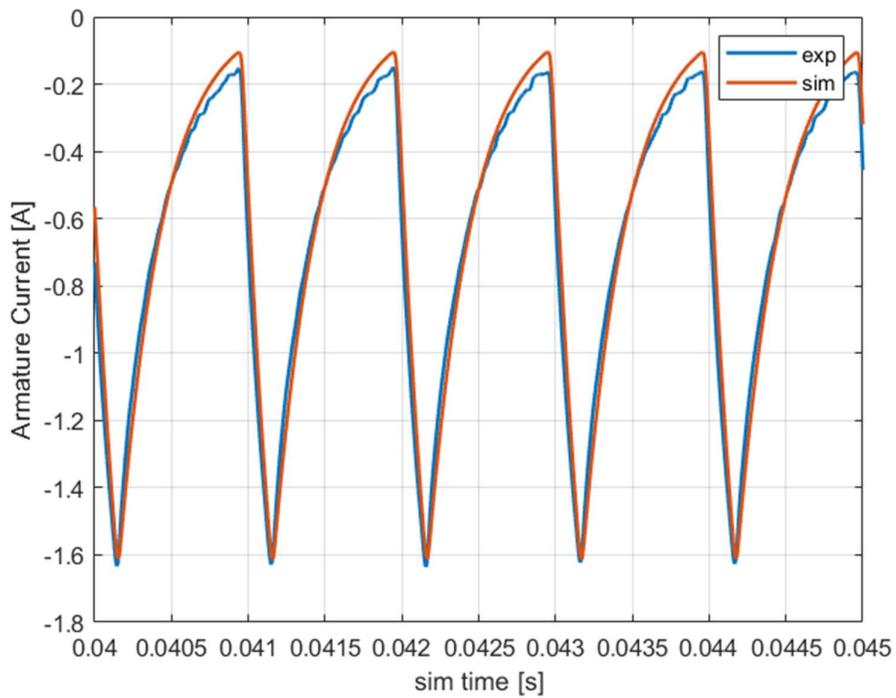


Figure 91. Fitting da prova 2

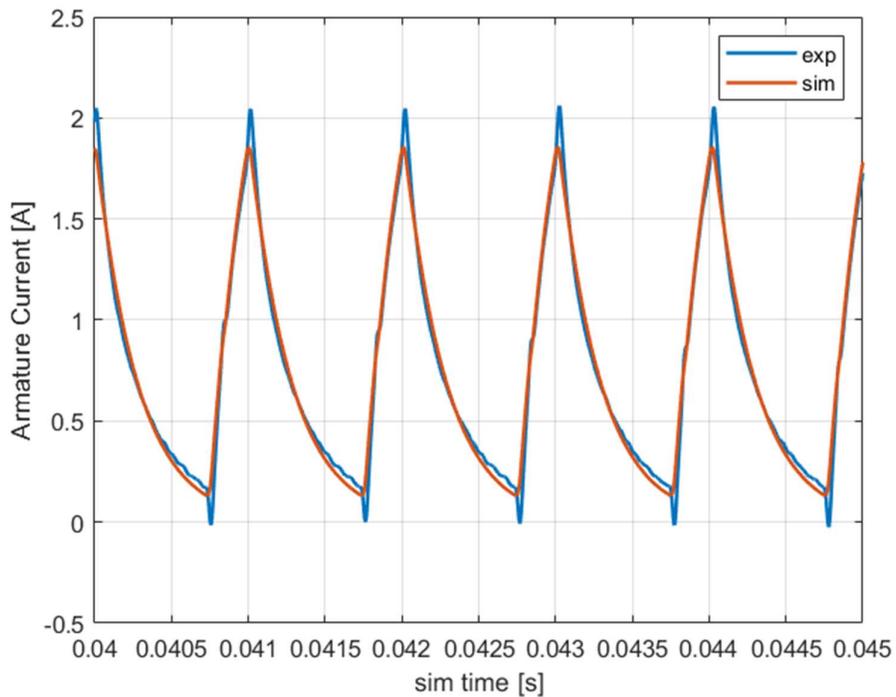


Figure 92 Fitting da prova 3

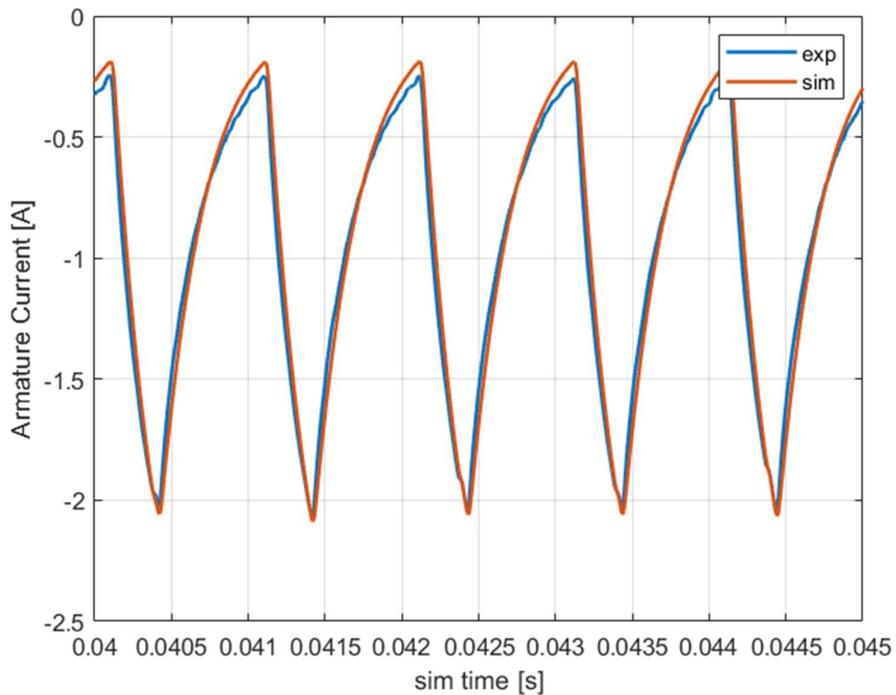


Figure 93. Fitting da prova 4

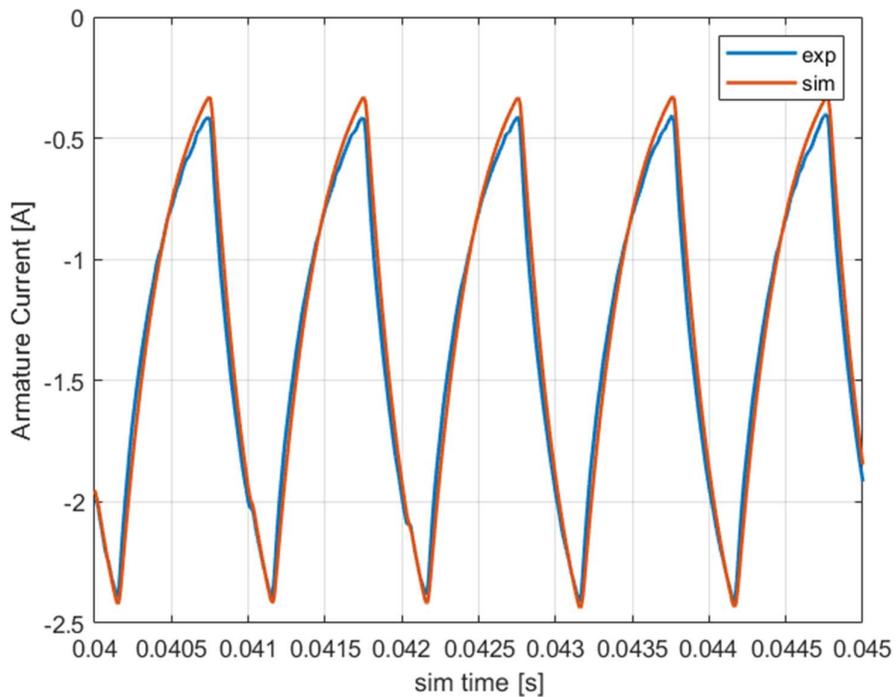


Figure 94. Fitting da prova 5

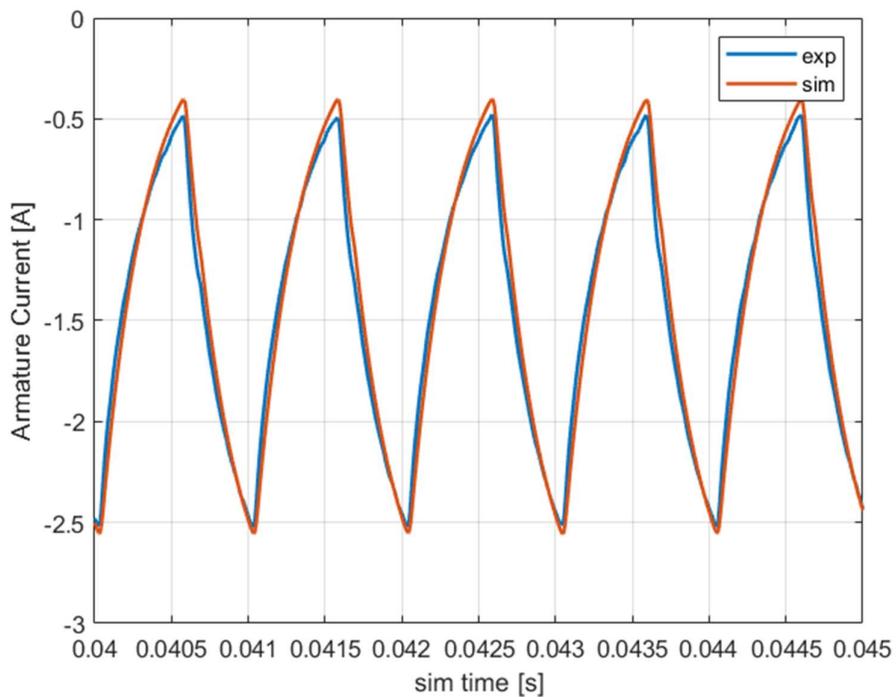


Figure 95. Fitting da prova 6

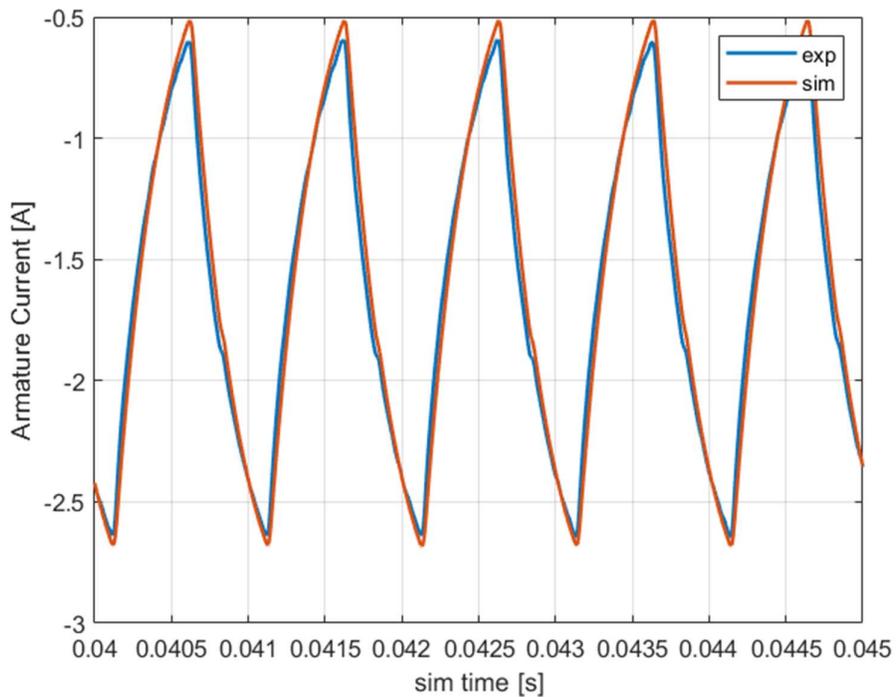


Figure 96. Fitting da prova 7

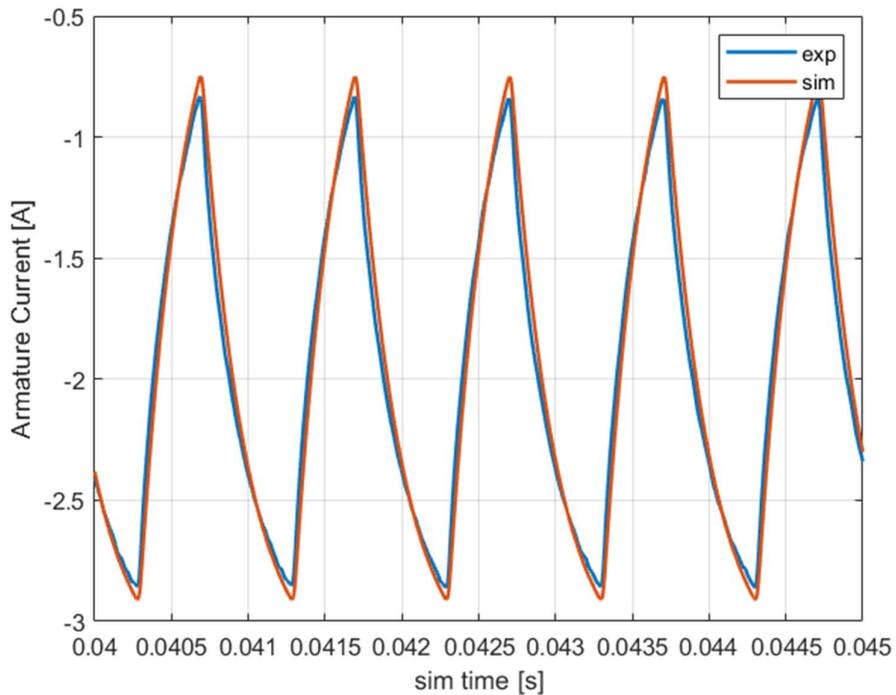


Figure 97. Fitting da prova 8

Per il fitting sono stati preparati 4 set di ottimizzazione, cioè 4 gruppi da 4 prove ciascuno da cui rilevare i parametri di resistenza ed induttanza. Per ogni prova si effettua il fitting che porta ad una coppia di valori. Lo stesso si fa per le altre prove presenti nel set di ottimizzazione. Si fa la media tra le 4 coppie e si trova la coppia di valori rappresentante un set di ottimizzazione. A fase ultimata si avranno 4 diverse coppie di valori, una per ogni set di ottimizzazione.

Tabella 6. Set 1 per ottimizzazione resistenza e induttanza di armatura

SET 1	L [Henry]	R [Ohm]
Duty Cycle 10%.	0.001311381105818527	4.705331462138158
Duty Cycle 20%.	0.0013596844230396323	4.773327781295529
Duty Cycle 30%.	0.001378834680729407	4.792371886196854
Duty Cycle 60%.	0.0013733211276005272	4.632606023896341
Set 1	0.0013558053342970235	4.72590928838172

Tabella 7. Set 2 per ottimizzazione resistenza e induttanza di armatura

SET 2	L [Henry]	R [Ohm]
Duty Cycle 20%.	0.0013596844230396323	4.773327781295529
Duty Cycle 30%.	0.001378834680729407	4.792371886196854
Duty Cycle 40%.	0.0013967125767828498	4.715788965065967
Duty Cycle 60%.	0.0013733211276005272	4.632606023896341
Set 2	0.001377138202038104	4.7285236641136725

Tabella 8. Set 3 per ottimizzazione resistenza e induttanza di armatura

SET 3	L [Henry]	R [Ohm]
Duty Cycle 30%.	0.001378834680729407	4.792371886196854
Duty Cycle 40%.	0.0013967125767828498	4.715788965065967
Duty Cycle 50%.	0.001395488271287877	4.712500991040095
Duty Cycle 60%.	0.0013733211276005272	4.632606023896341
Set 3	0.0013860891641001654	4.713316966549814

Tabella 9. Set 4 per ottimizzazione resistenza e induttanza di armatura

SET 4	L [Henry]	R [Ohm]
Duty Cycle 10%.	0.001311381105818527	4.705331462138158
Duty Cycle 20%.	0.0013596844230396323	4.773327781295529
Duty Cycle -25%.	0.0013444479951948726	4.828240542576733
Duty Cycle 45%.	0.001396298356213283	4.747682888955042
Set 4	0.0013529529700665789	4.763645668741365

Attraverso 2 test di validazione, cioè 2 prove diverse da quelle usate nei set di ottimizzazione, è possibile scegliere la coppia di valori di resistenza ed induttanza migliore tra quelle trovate durante la fase di ottimizzazione. Per ogni coppia si osserva il comportamento simulato rispetto a quello sperimentale secondo i dati acquisiti dal test di validazione. La coppia di valori che comporta l'andamento simulato più vicino possibile a quello sperimentale sarà la coppia scelta in fase di validazione.

- Validazione con prova a duty cycle -15%:

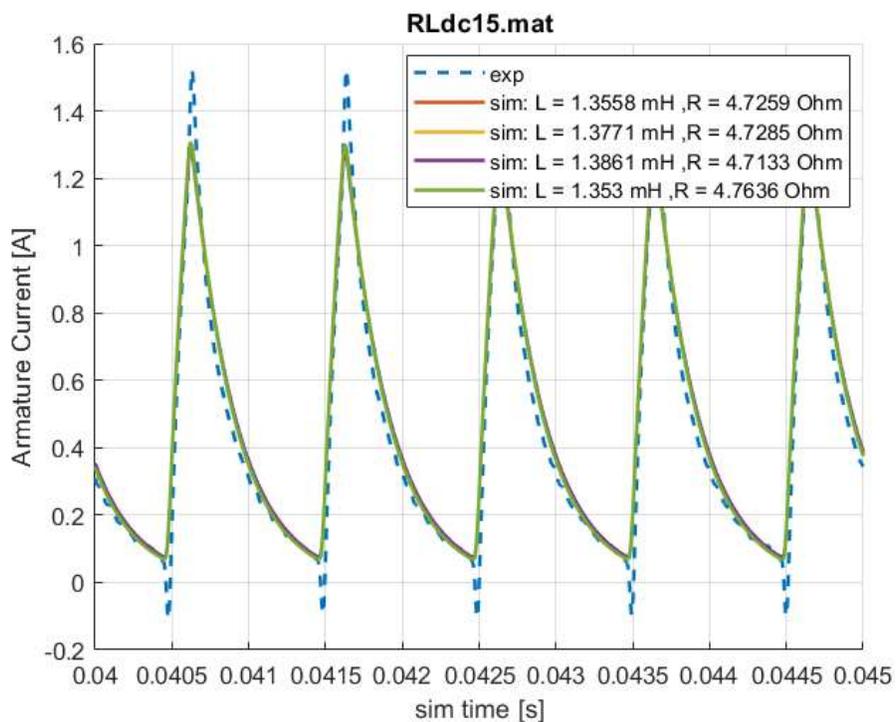


Figure 98. Validazione con prova a duty cycle -15%

Si deve effettuare uno zoom per capire meglio quale sia l'andamento simulato più accurato.

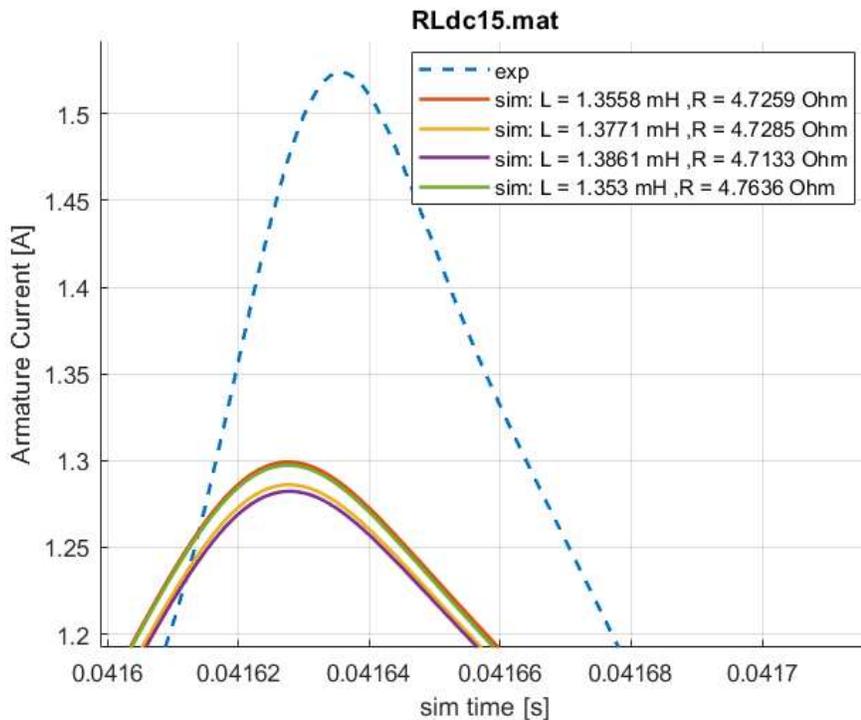


Figure 99. Validazione con prova a duty cycle -15% (zoom 1)

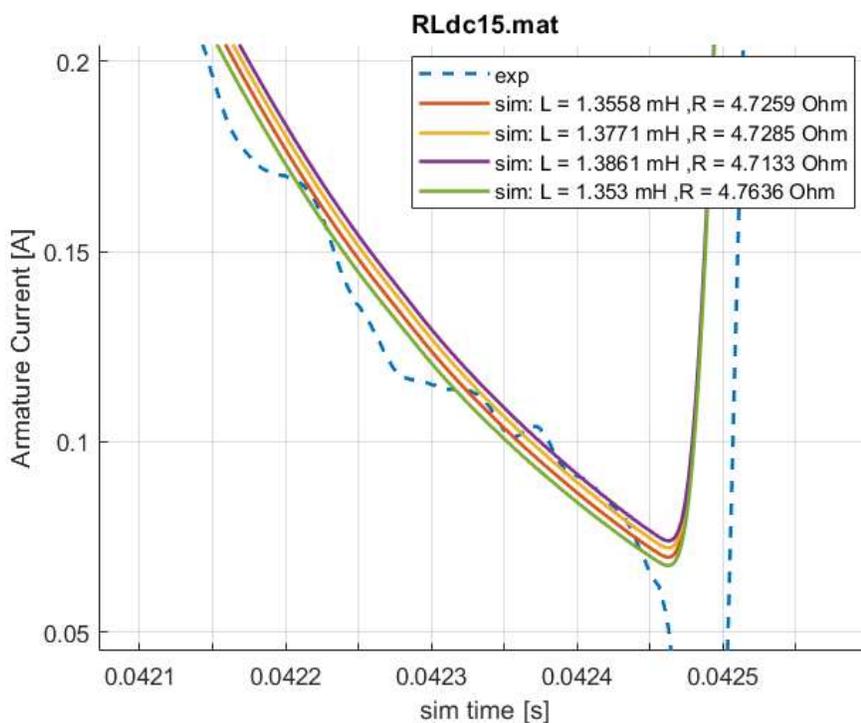


Figure 100. Validazione con prova a duty cycle -15% (zoom 2)

In entrambi gli zoom presentati, il set 4 è quello che segue meglio l'andamento sperimentale. La differenza tra un set e un altro è comunque minima.

- Validazione con prova a duty cycle 35%:

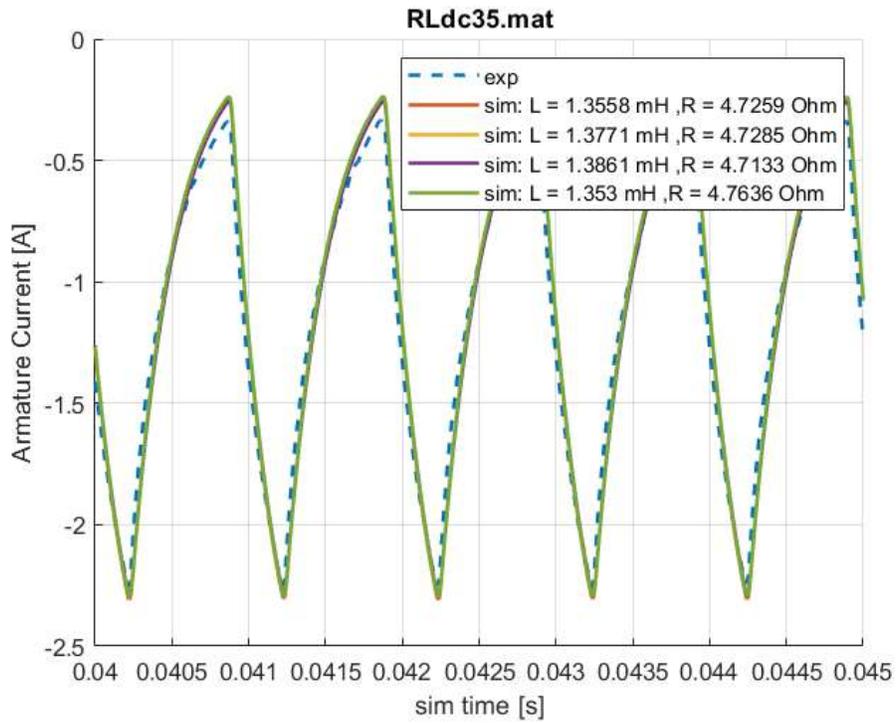


Figure 101. Validazione con prova a duty cycle 35%

Si deve effettuare uno zoom per capire meglio quale sia l'andamento simulato più accurato.

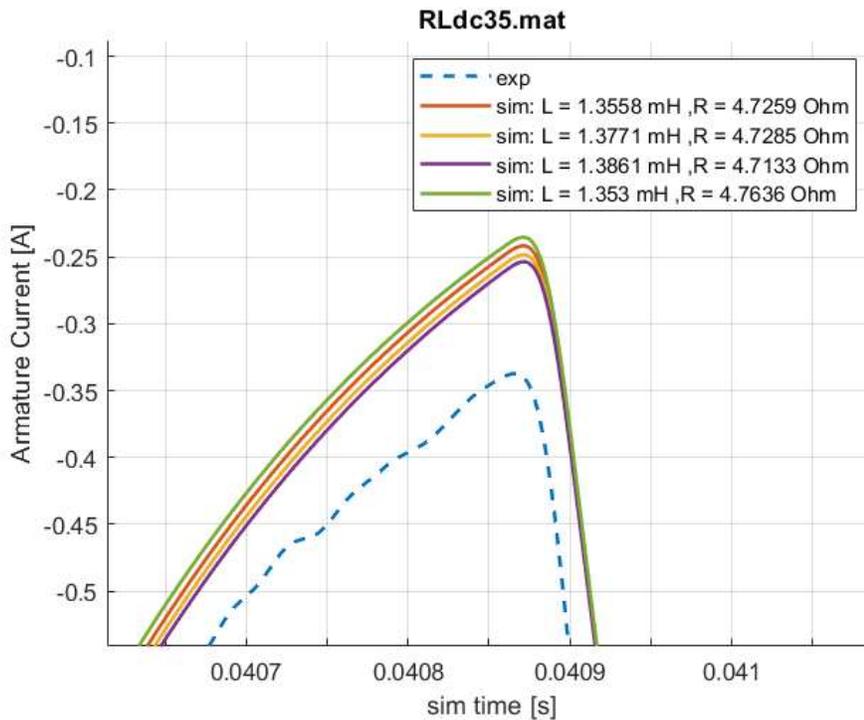


Figure 102. Validazione con prova a duty cycle 35% (zoom 1)

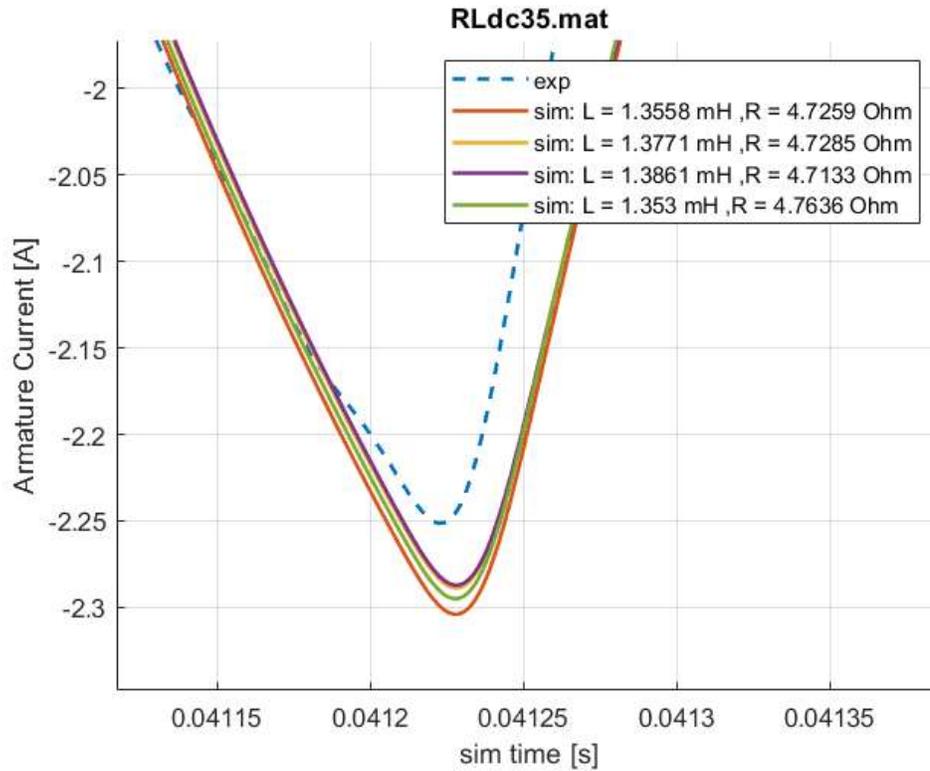


Figure 103. Validazione con prova a duty cycle 35% (zoom 2)

In entrambi gli zoom presentati, il set 3 è quello che segue meglio l'andamento sperimentale. La differenza tra un set e un altro è comunque minima.

Tra il set 3 e il set 4 si è scelto infine il set 4, ovvero quello più completo, poiché presenta prove anche con duty cycle negativo. Per cui si hanno i valori:

$$R = 4,7636 \Omega$$

$$L = 1,353 \text{ mH}$$

7.2.1.2.2 Test di tensione di ritorno per la caratterizzazione della costante di coppia del motore

In questa sezione si definisce la costante di velocità o di coppia del motore. Le prove prevedono che il piatto della valvola venga messo in movimento manualmente mentre il motore è disalimentato; durante la rotazione viene generata una tensione indotta sul circuito di armatura del motore, che viene rilevata dall'oscilloscopio. La velocità dell'albero è determinata a partire dal segnale in posizione acquisito dal potenziometro della valvola oppure dal segnale acquisito da un sensore di velocità inserito sulla trasmissione. In entrambi i casi, la velocità viene riportata attraverso il rapporto di trasmissione sull'albero motore, poiché riferita inizialmente al carico. Il rapporto di riduzione da datasheet risulta essere:

$$N = 19$$

Viene calcolata la costante di forza elettromotrice o costante di coppia del motore (K_e o K_c) dall'acquisizione della tensione (V) sul motore primario, dall'acquisizione di corrente (i) sul motore primario e dall'acquisizione di posizione (θ) sul potenziometro.

$$V = R i + L \frac{di}{dt} + emf$$

$$K_e = \frac{emf}{\dot{\theta}}$$

Spesso la specifica tecnica sulla costante di coppia è fornita dal datasheet del motore entro un certo intervallo, quindi, il test è utile per verificarne il valore effettivo.

Per poter estrarre la costante di coppia o velocità del motore è indispensabile in questo caso l'uso del potenziometro, non avendo la possibilità di inserire un sensore di velocità all'interno del sistema. Questo, tuttavia, deve essere prima tarato per poter acquisire il segnale di posizione del piatto della valvola; nella sezione successiva viene mostrato come poter tarare il potenziometro. Si sottolinea che il segnale acquisito dal potenziometro rappresenta una posizione, deve essere quindi derivato numericamente per avere una velocità. Questo processo porta a forti errori in fase di fitting.

Il fitting dei parametri è stato eseguito attraverso il tool *Parameter estimator* di MATLAB Simulink.

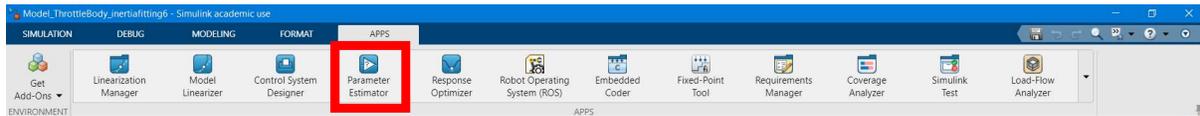


Figure 104. Barra applicazioni Simulink e icona *Parameter Estimator*

I dati di input e output misurati vengono inizialmente importati nella sezione *Experiments* del toolbox.

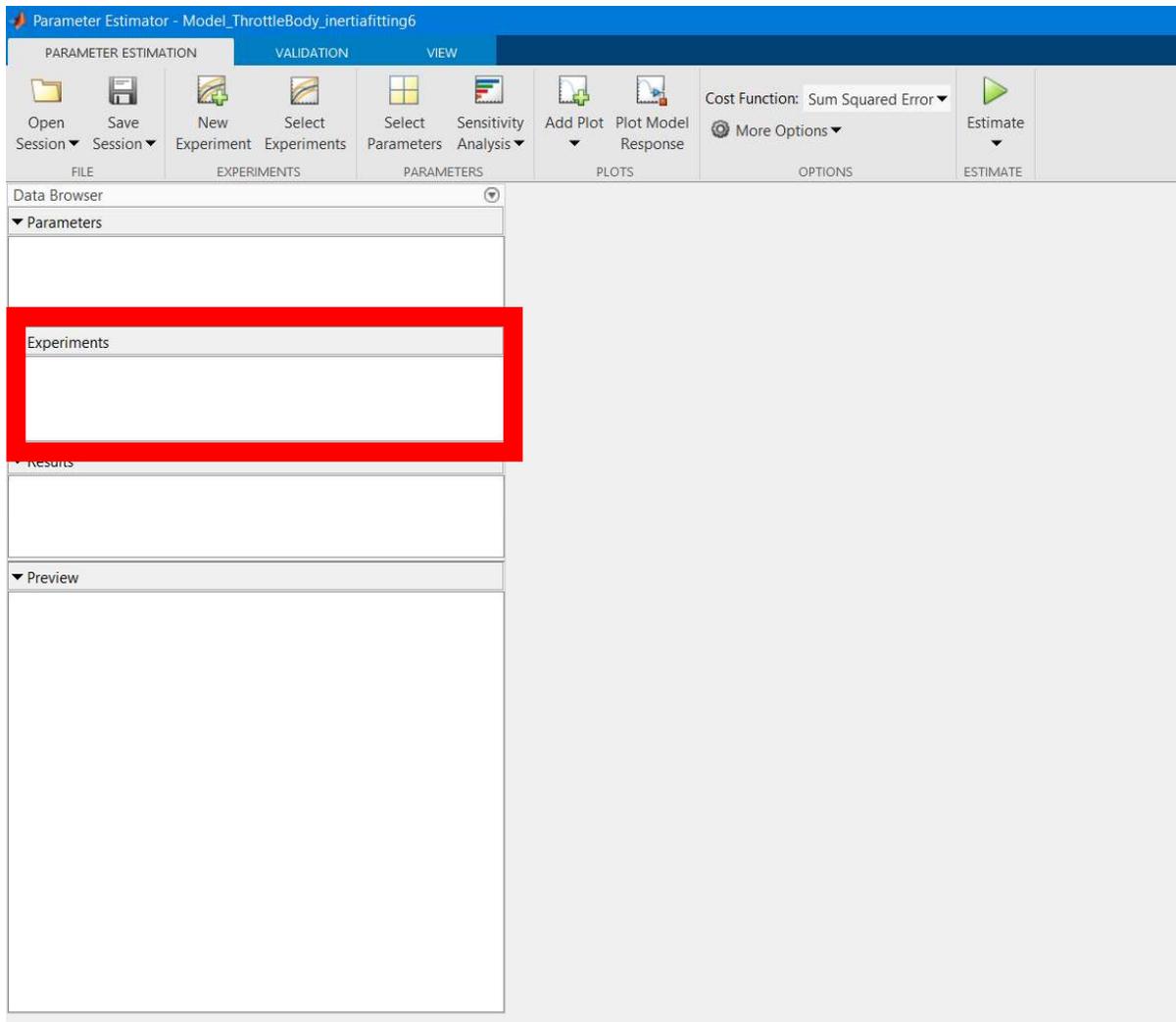


Figure 105. Interfaccia Parameter Estimator e sezione Experiments

Nel menù a tendina in alto, dalla finestra *Select Experiments*, è possibile selezionare i dati che verranno utilizzati durante la simulazione. In questa fase è possibile definire le prove che prenderanno parte ai set di ottimizzazione.

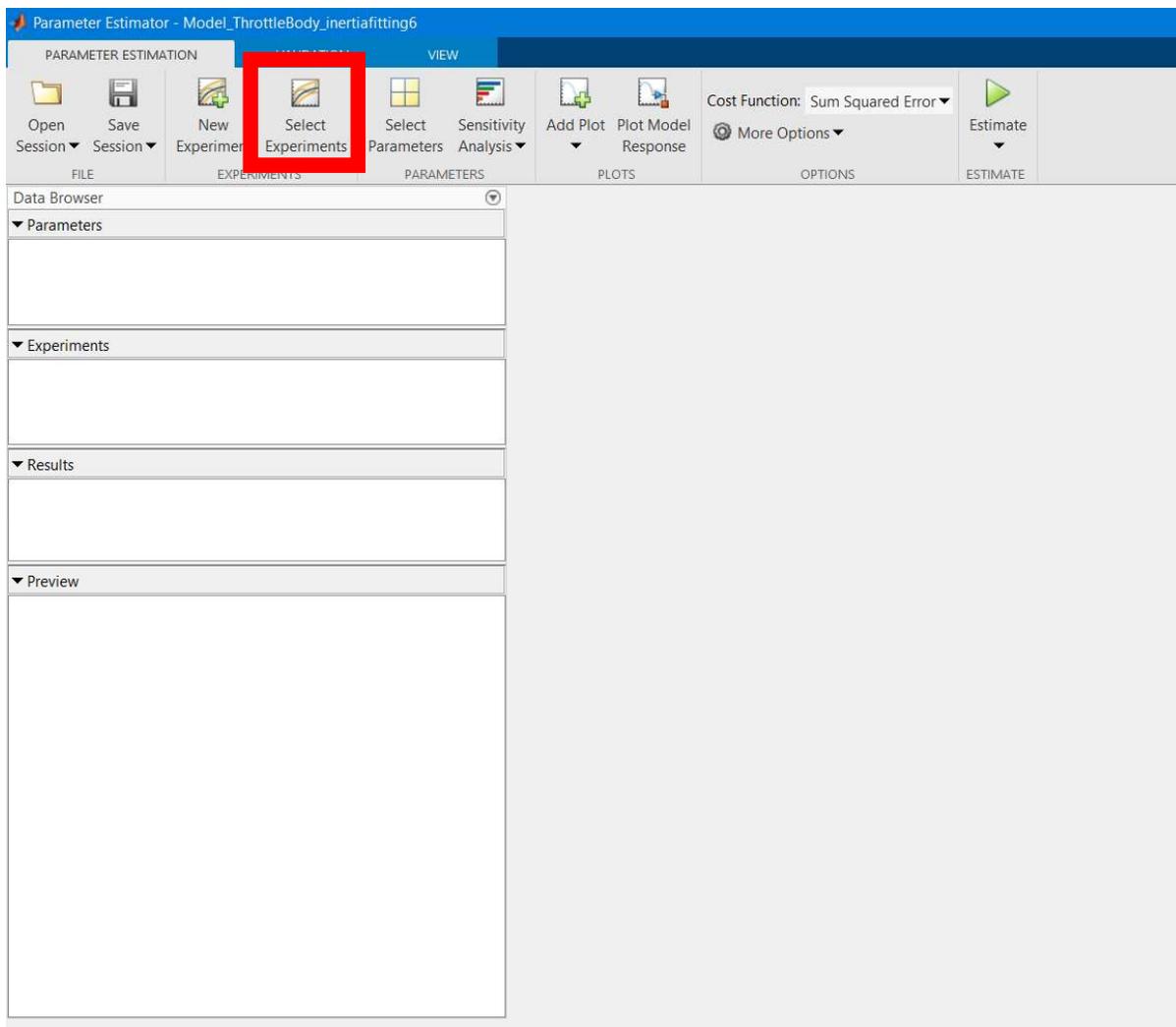


Figure 106. Interfaccia Parameter Estimator e icona Select Experiments

I dati di input misurati vengono applicati automaticamente dal toolbox al modello di riferimento, in esecuzione in Simulink, attraverso il comando *Estimate*. In questo caso, il modello prevede:

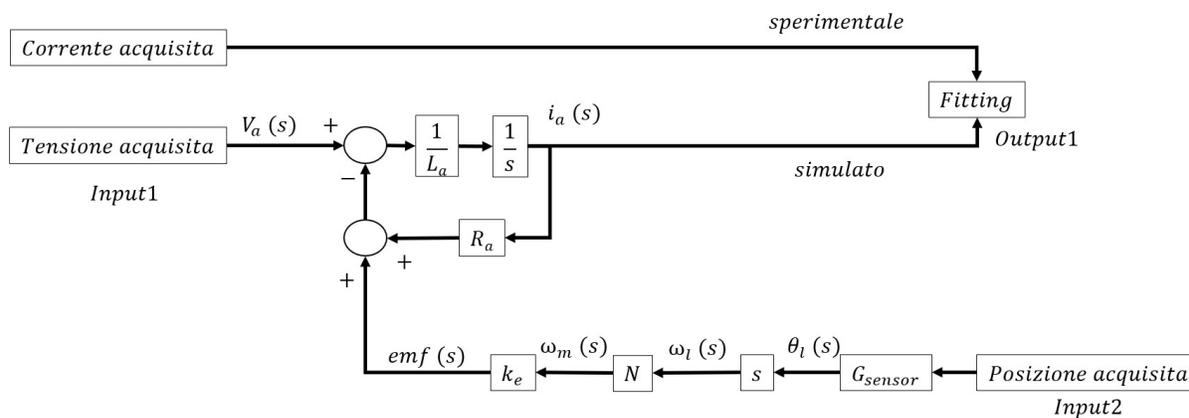


Figure 107. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

La tensione del motore e la posizione della valvola a farfalla sono state utilizzate come segnali di ingresso al modello, mentre la corrente del motore è stata utilizzata come riferimento di uscita.

Prima dell'esecuzione viene caricato un set di parametri iniziale, definito dall'utente, dalla sezione *Parameters*.

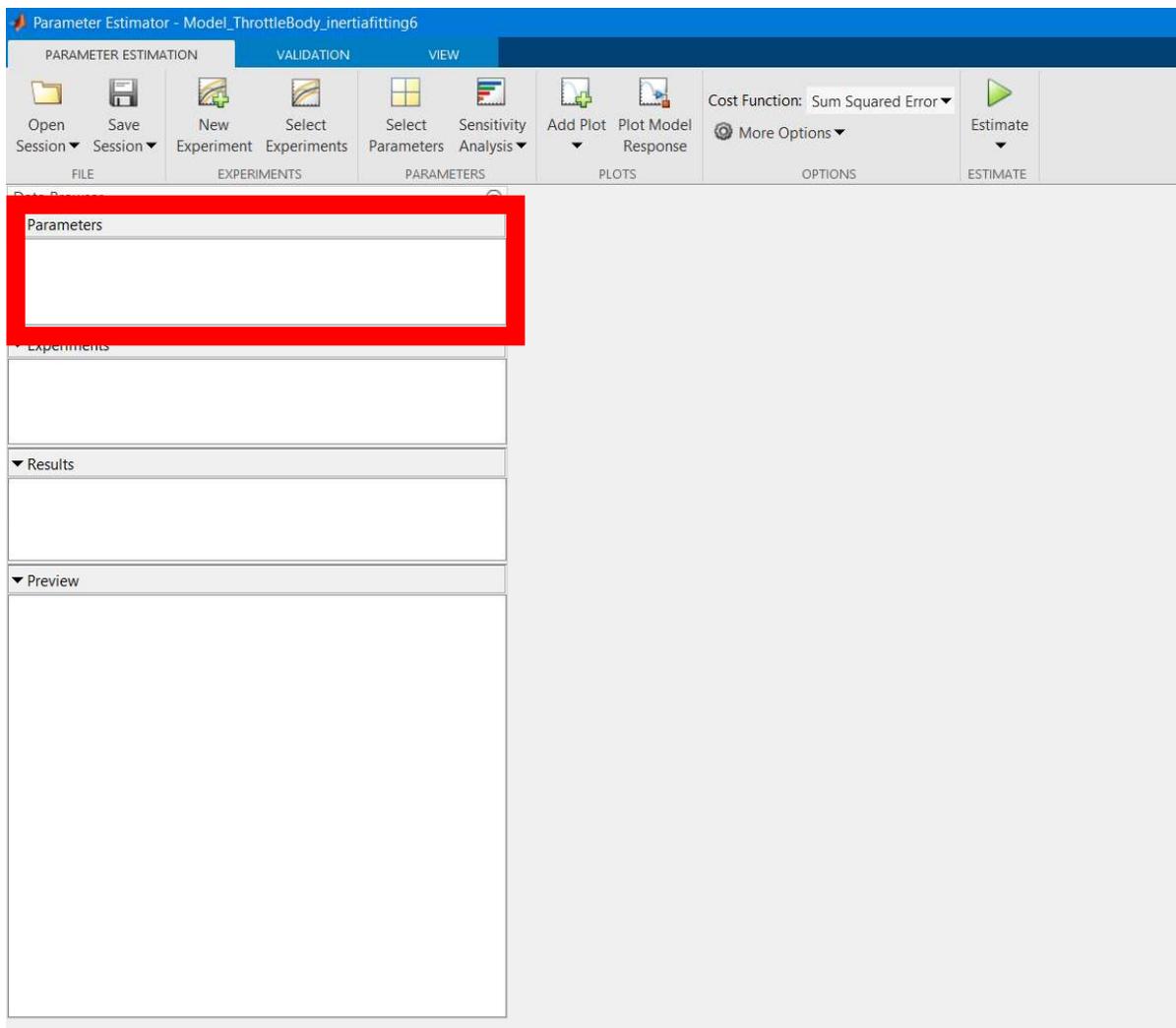


Figure 108. Interfaccia Parameter Estimator e sezione Parameters

In questa fase è possibile definire i limiti superiore e inferiore di variazione dei parametri ammessi durante il processo di fitting.

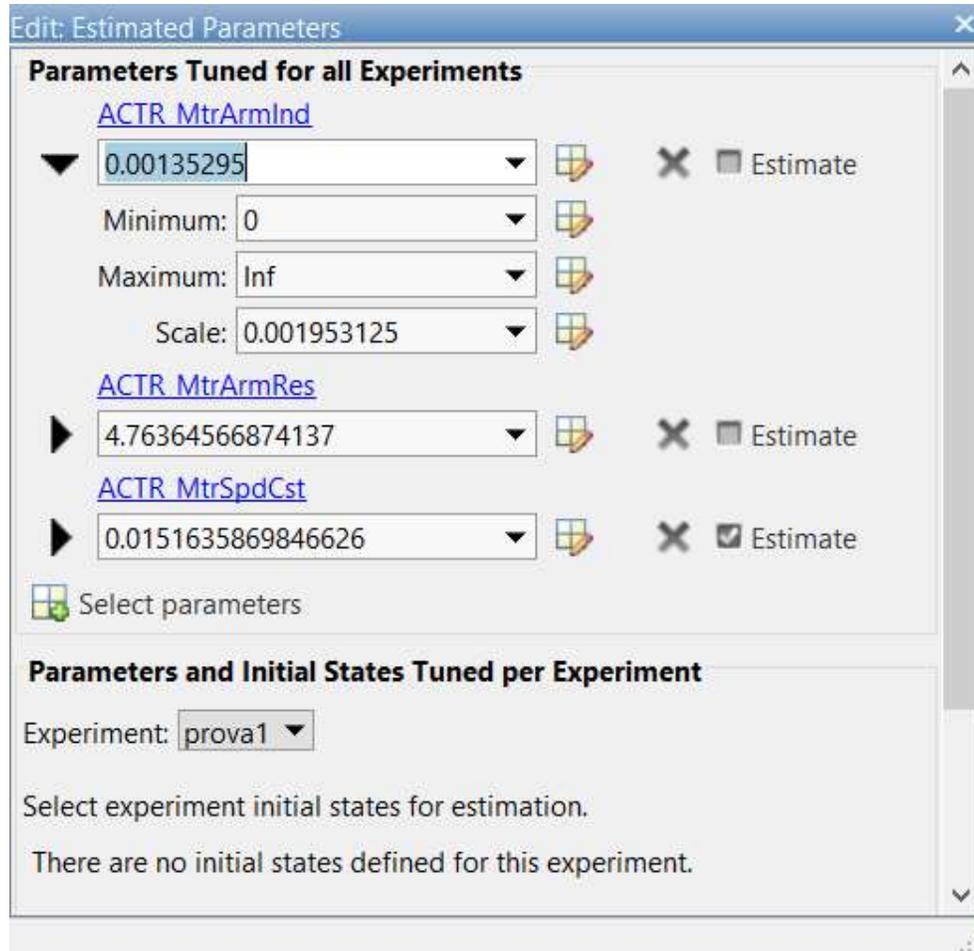


Figure 109. Finestra delle proprietà dei parametri

Dopo ogni simulazione, lo strumento regola i parametri del modello per ridurre al minimo l'errore tra gli output sperimentali e gli output del modello. Questo processo viene ripetuto più volte fino a quando l'errore non è inferiore a un valore specificato. I risultati della simulazione ultimata sono visibili nella sezione *Results*.

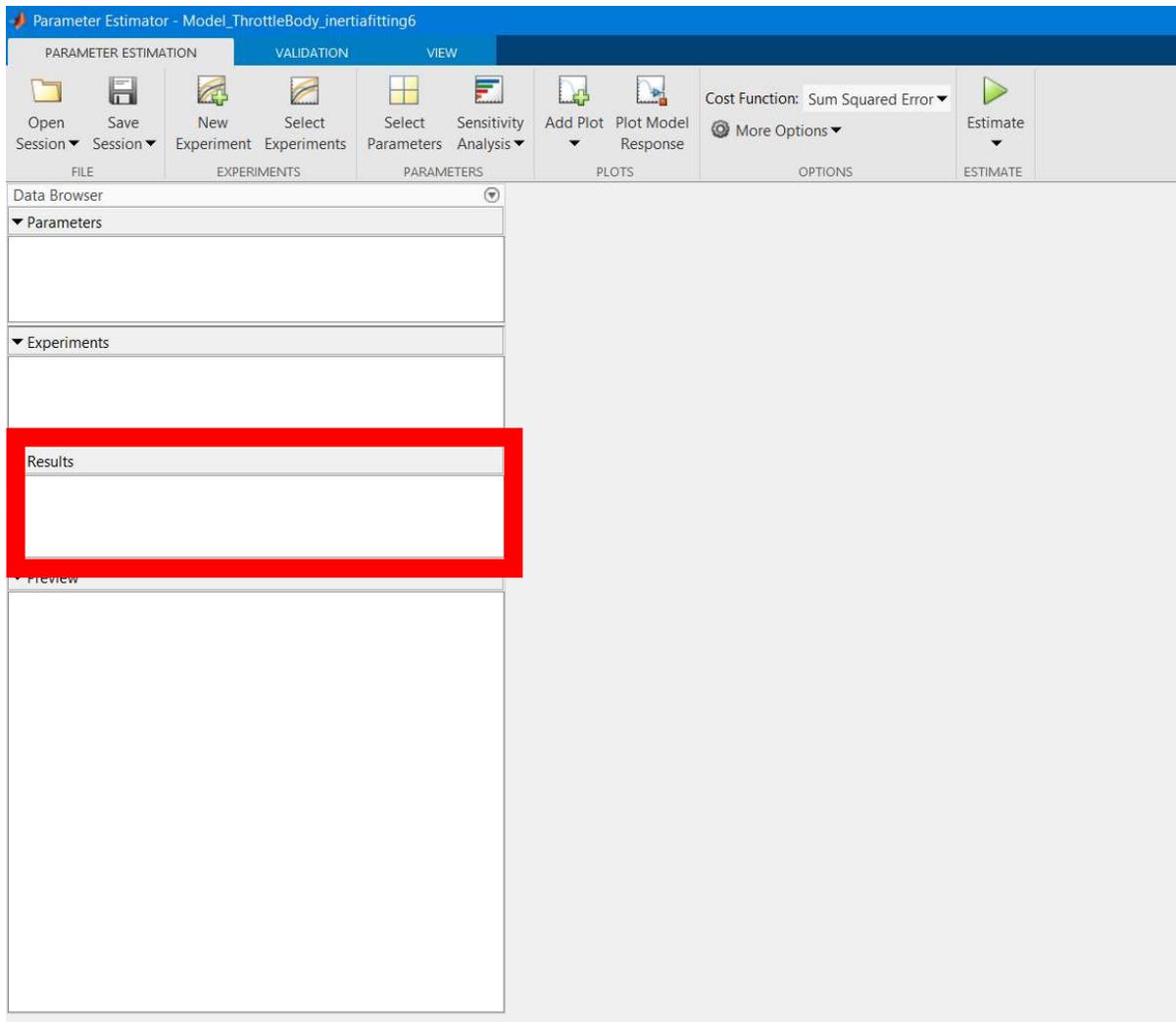


Figure 110. Interfaccia Parameter Estimator e sezione Results

Lo strumento di stima dei parametri può eseguire la simulazione sul modello con vari set di dati al fine di includere diverse condizioni operative.

Di seguito vengono presentati i 5 set di ottimizzazione e il set di validazione.

Per ogni prova si ha:

- Out1, corrispondente alla corrente di armatura, per cui in ordinata la corrente in Ampère (A);
- In1, corrispondente alla tensione di armatura, per cui in ordinata la tensione in Volt (V);
- In2, corrispondente alla tensione in uscita dal potenziometro, per cui in ordinata la tensione in Volt (V)y.

SET 1:

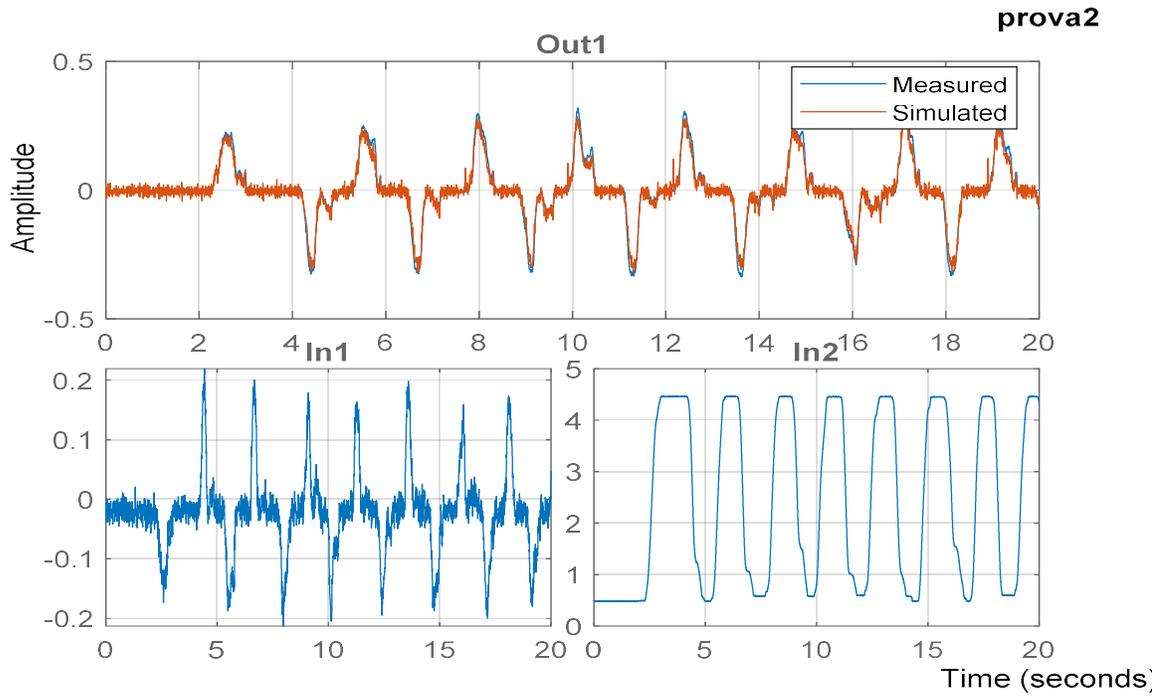


Figure 111. Set 1 - Prova 2 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

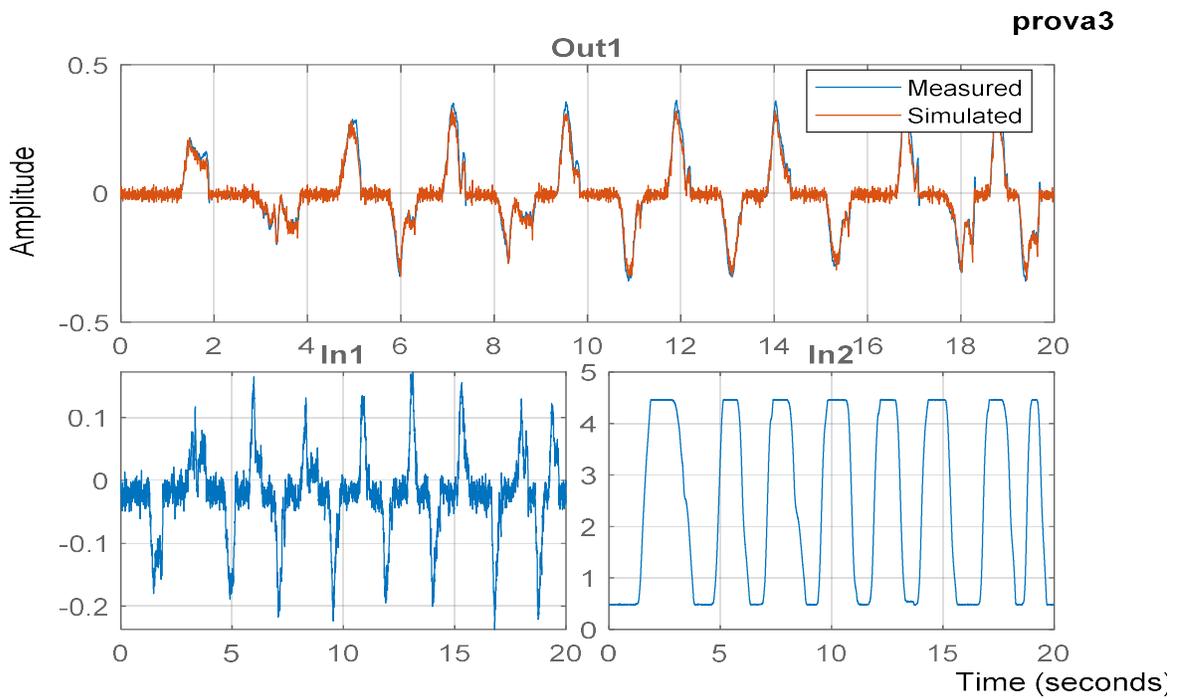


Figure 112. Set 1 - Prova 3 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

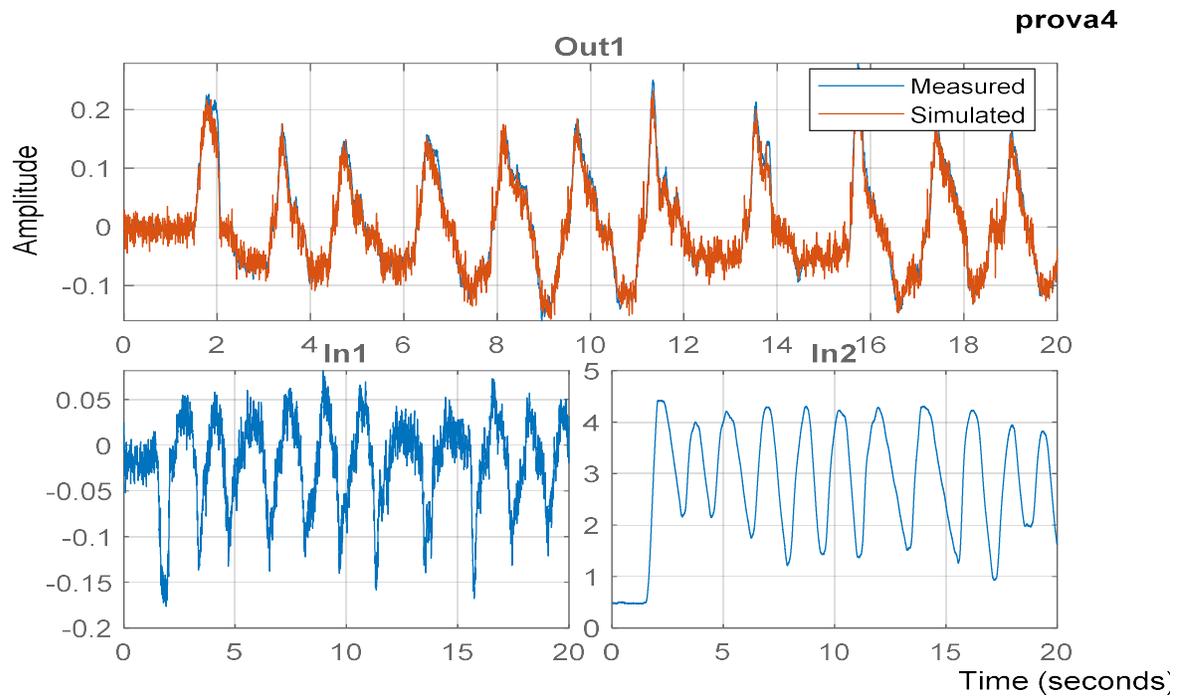


Figure 113. Set 1 - Prova 4 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

Estimation result(s):

ACTR_MtrSpdCst = 0.015117

SET 2:

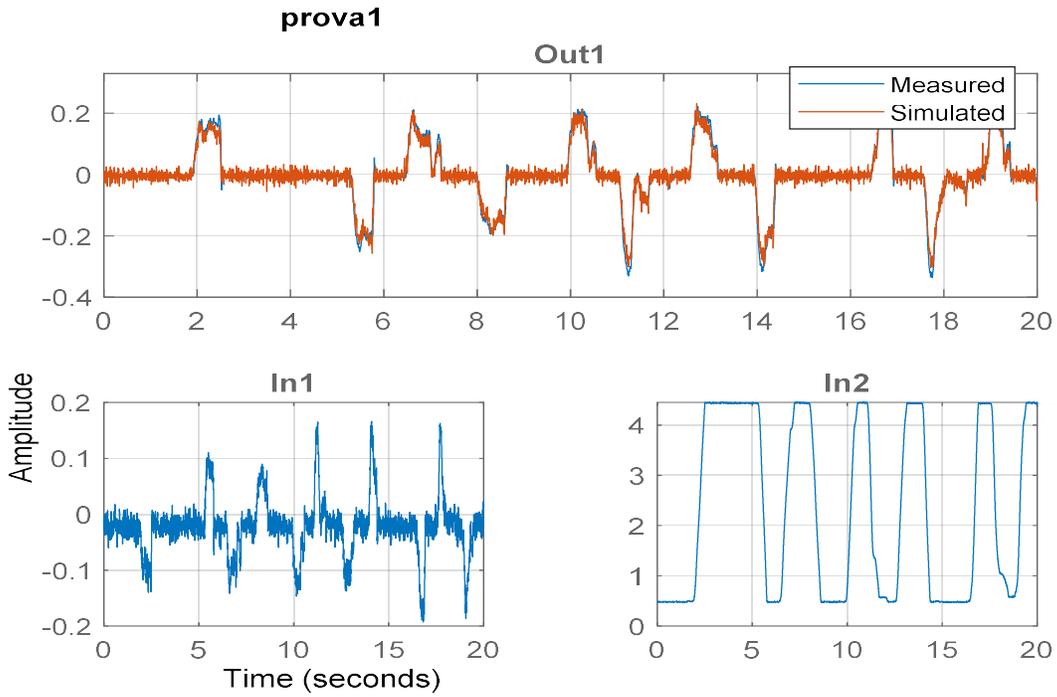


Figure 114. Set 2 - Prova 1 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

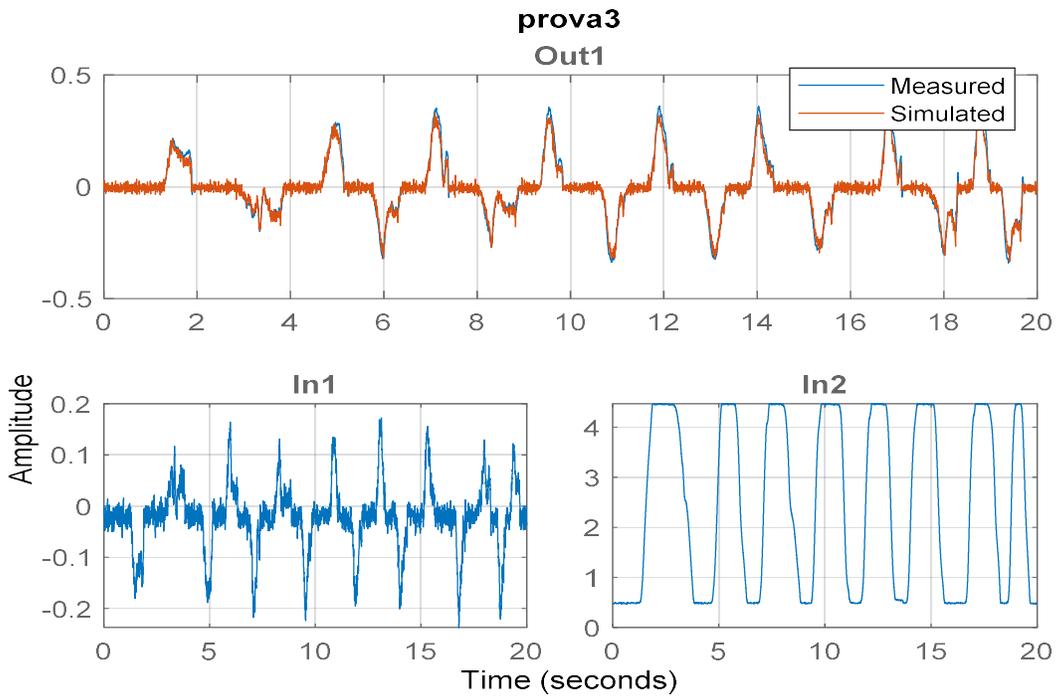


Figure 115. Set 2 - Prova 3 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

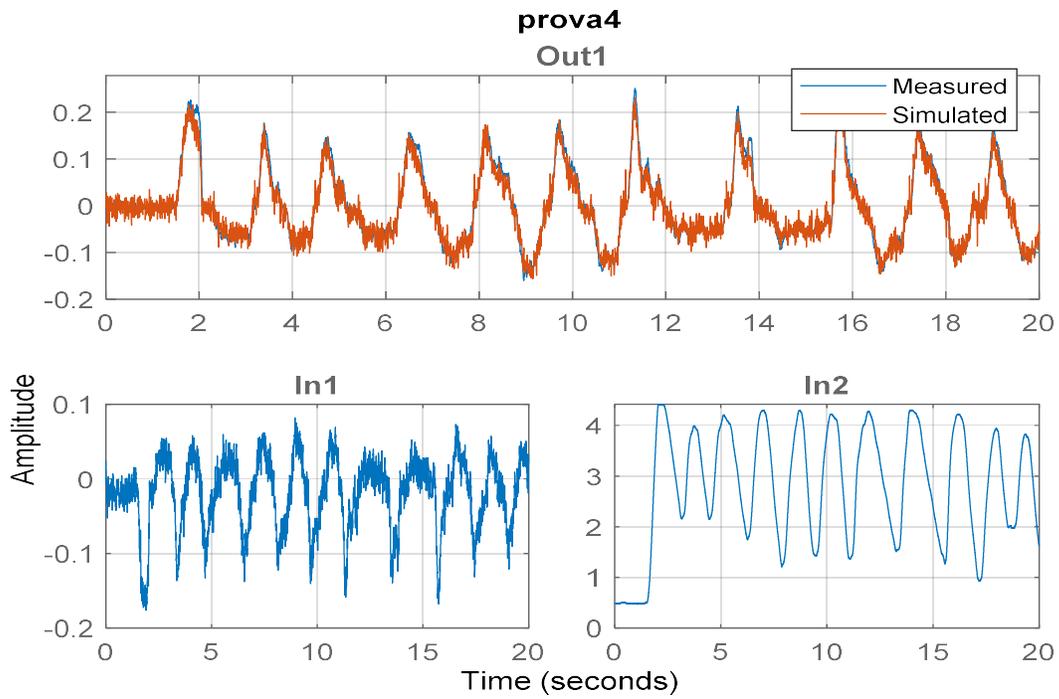


Figure 116. Set 2 - Prova 4 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

Estimation result(s):

ACTR_MtrSpdCst = 0.015058

SET 3:

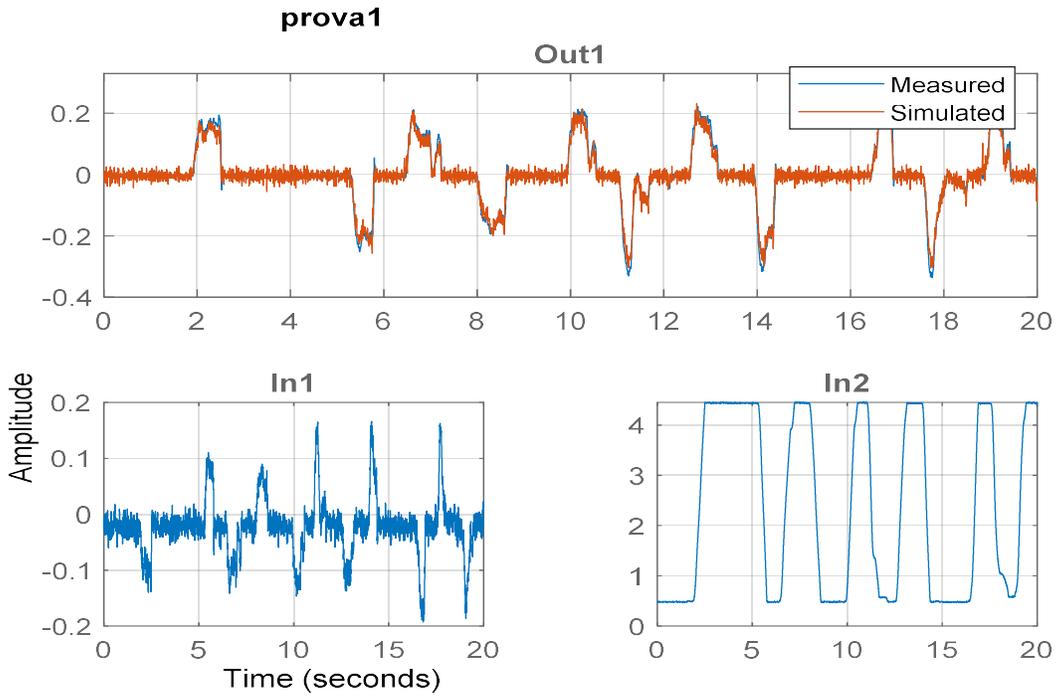


Figure 117. Set 3 - Prova 1 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

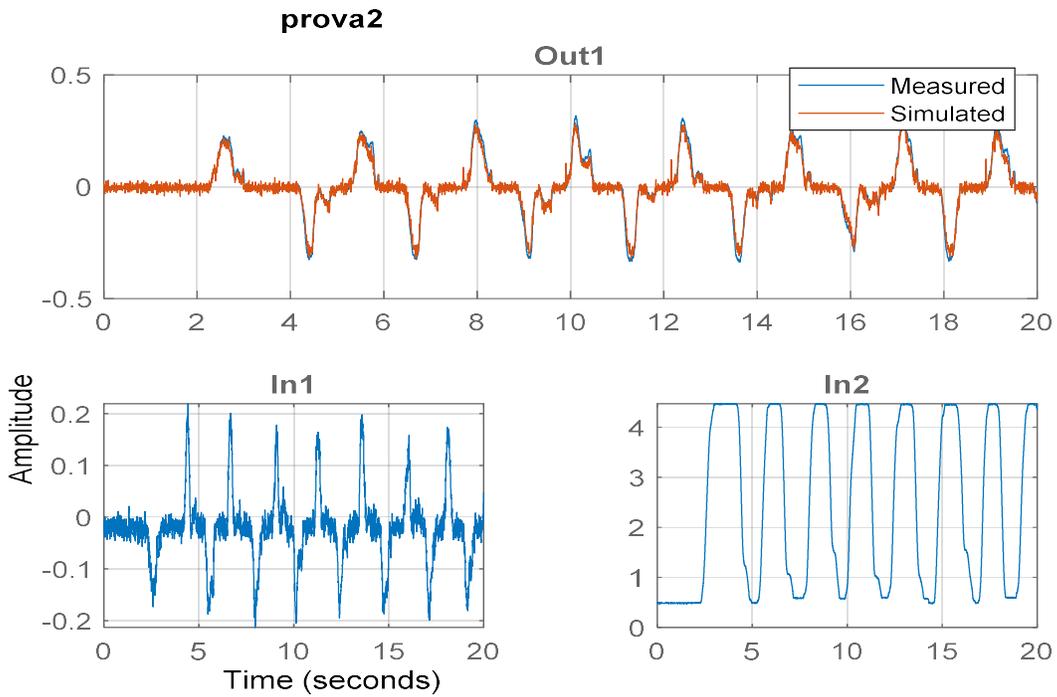


Figure 118. Set 3 - Prova 2 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

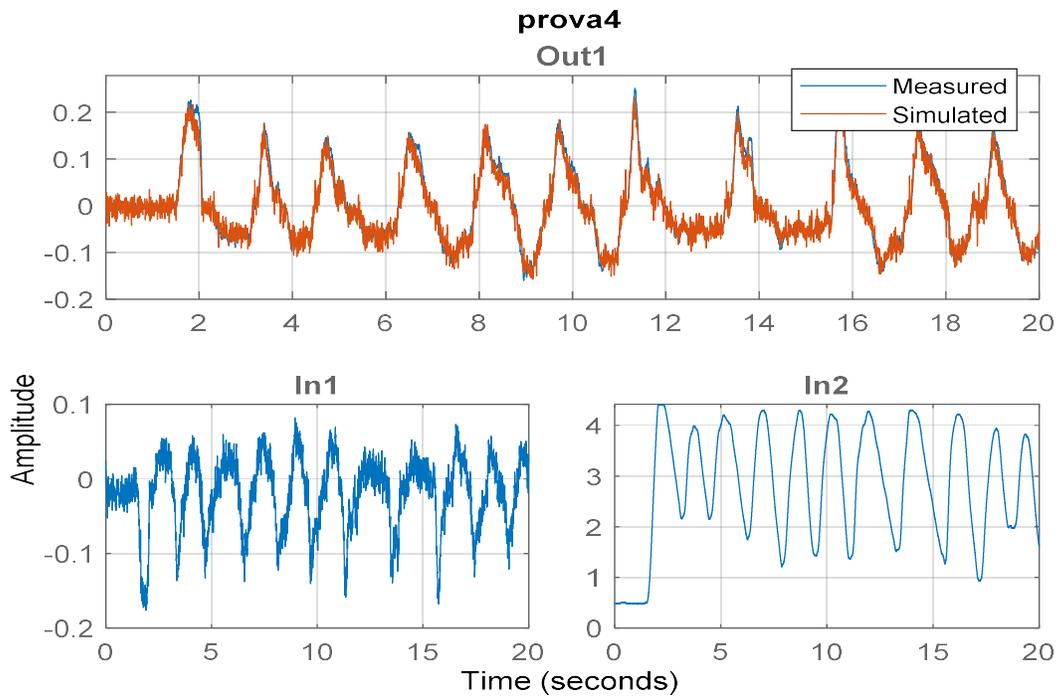


Figure 119. Set 3 - Prova 4 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

Estimation result(s):

ACTR_MtrSpdCst = 0.01511

SET 4:

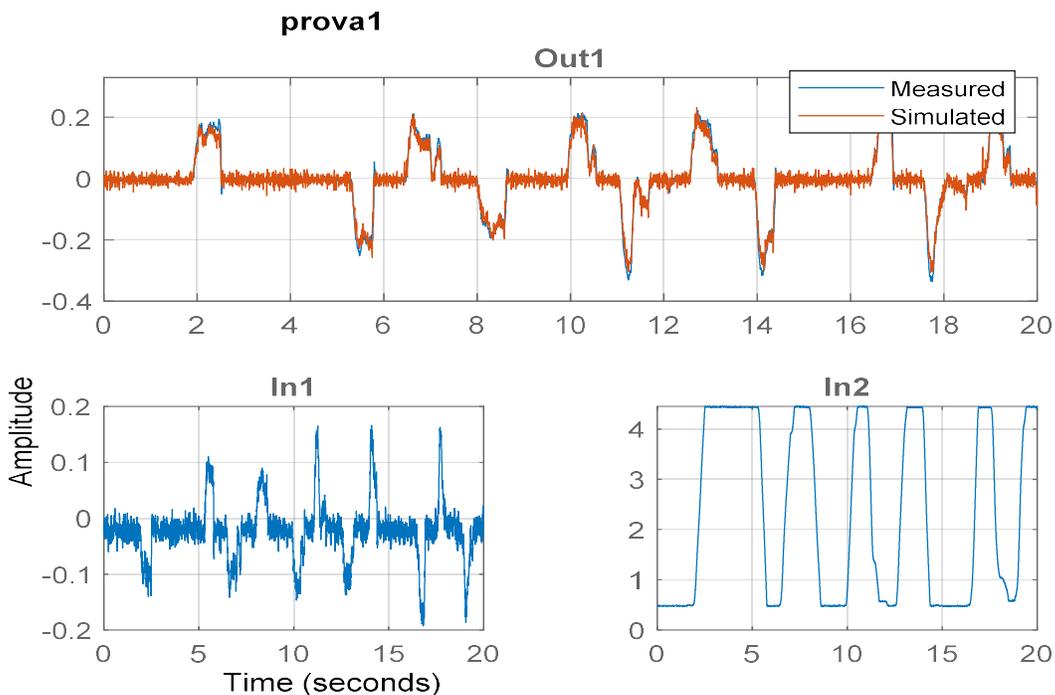


Figure 120. Set 4 - Prova 1 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

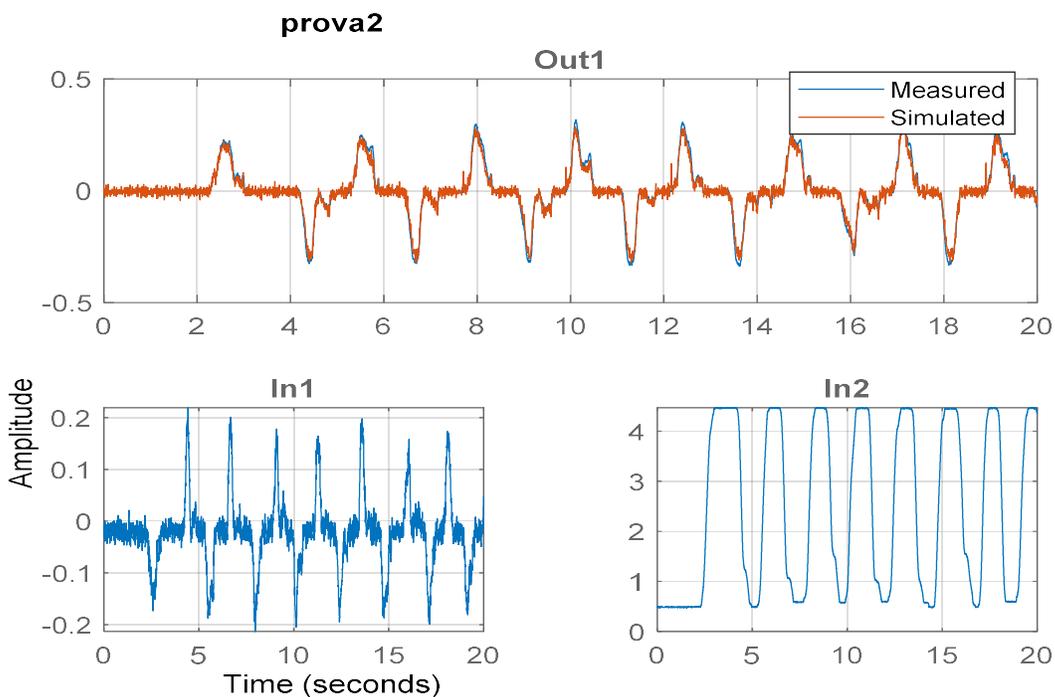


Figure 121. Set 4 - Prova 2 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

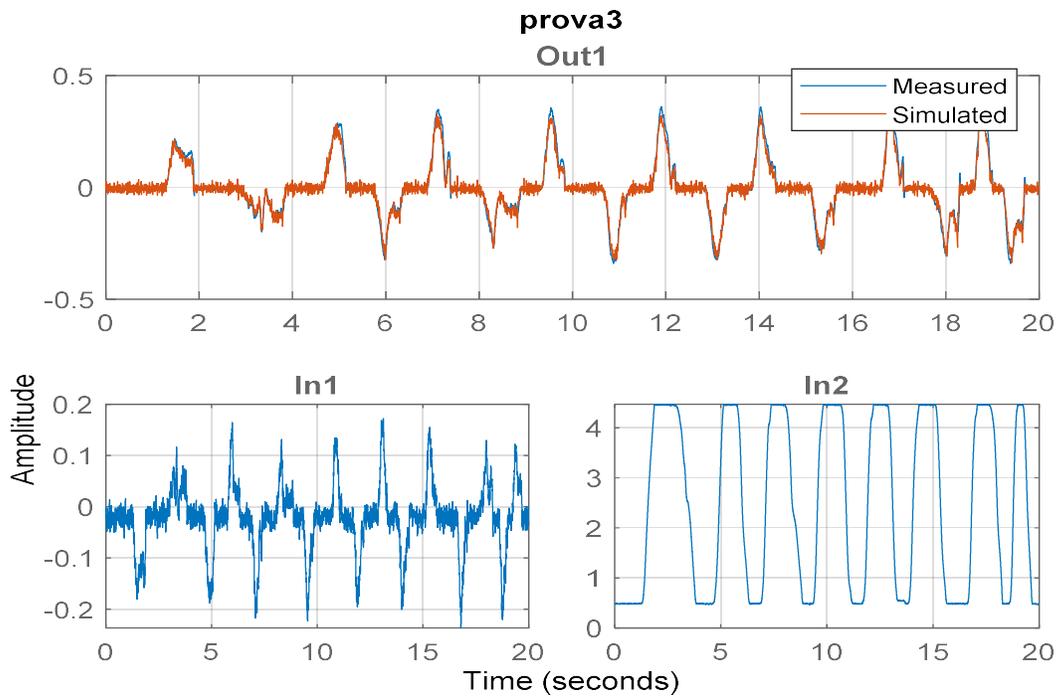


Figure 122. Set 4 - Prova 3 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

Estimation result(s):

ACTR_MtrSpdCst = 0.015164

SET 5:

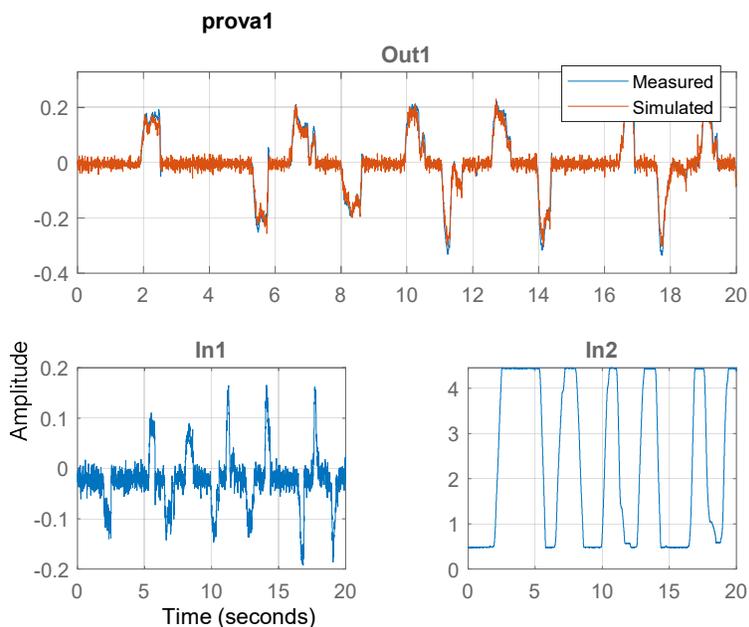


Figure 123. Set 5 - Prova 1 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

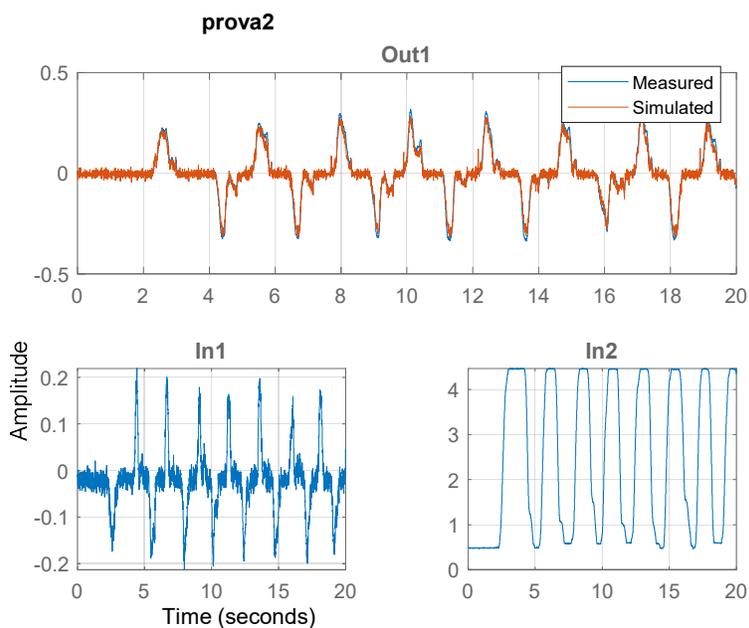


Figure 124. Set 5 - Prova 2 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

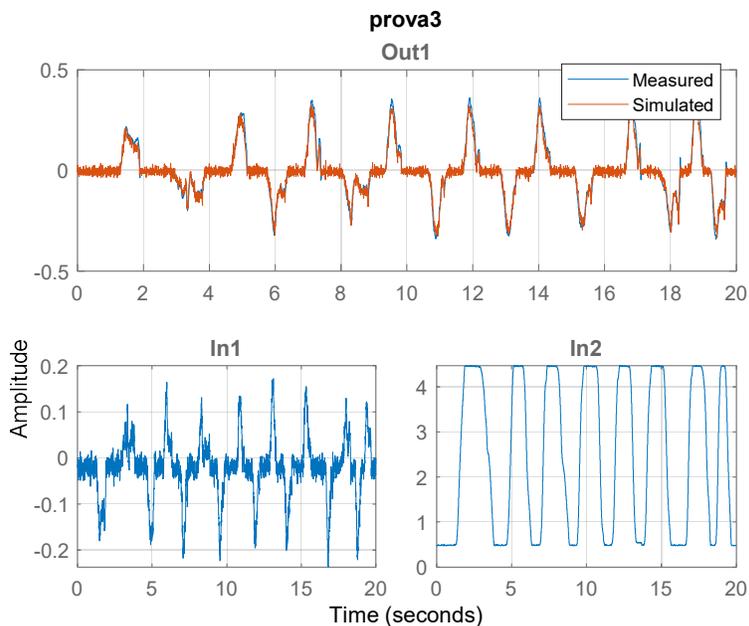


Figure 125. Set 5 - Prova 3 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

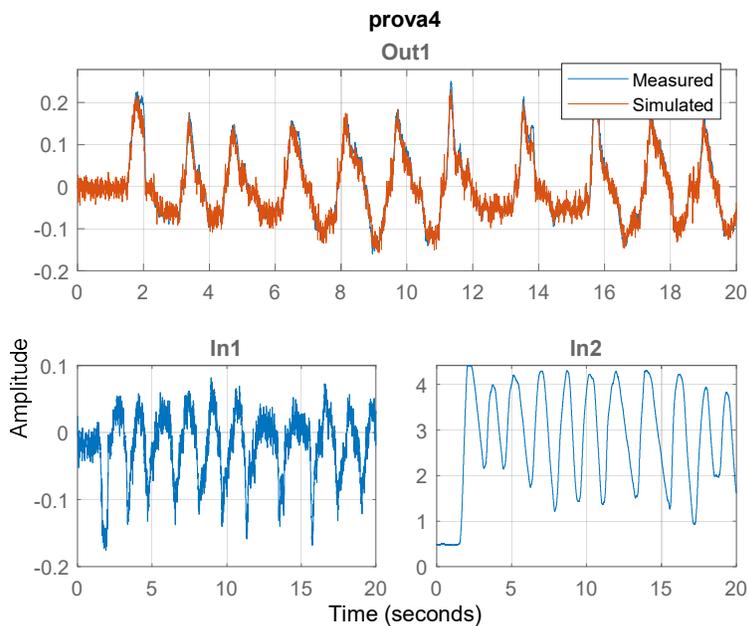


Figure 126. Set 5 - Prova 4 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore

Estimation result(s):

ACTR_MtrSpdCst = 0.015077

Validazione:

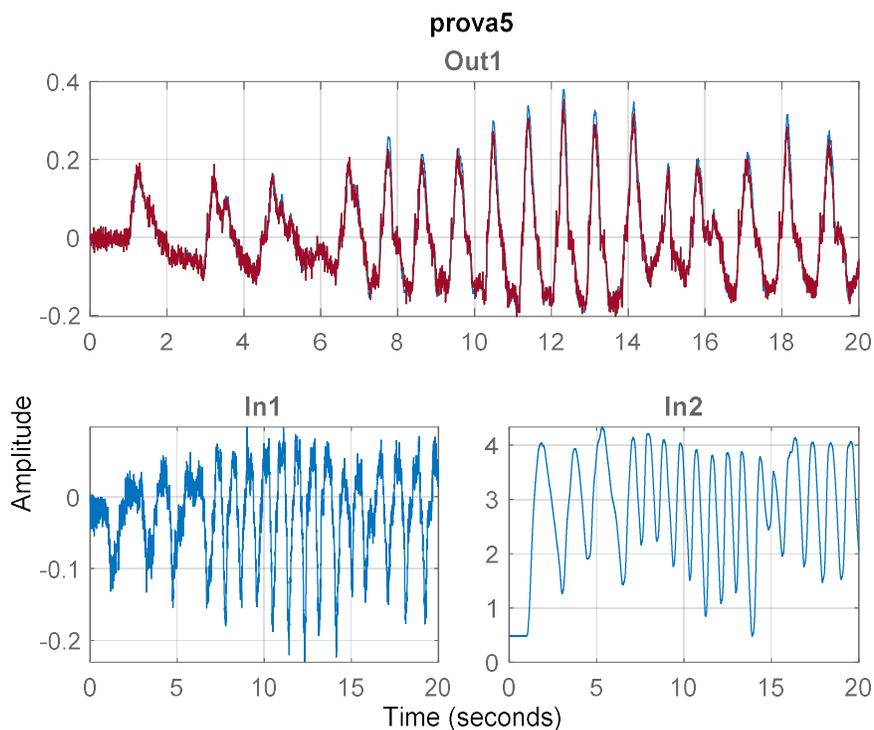


Figure 127. Validazione con Prova 5

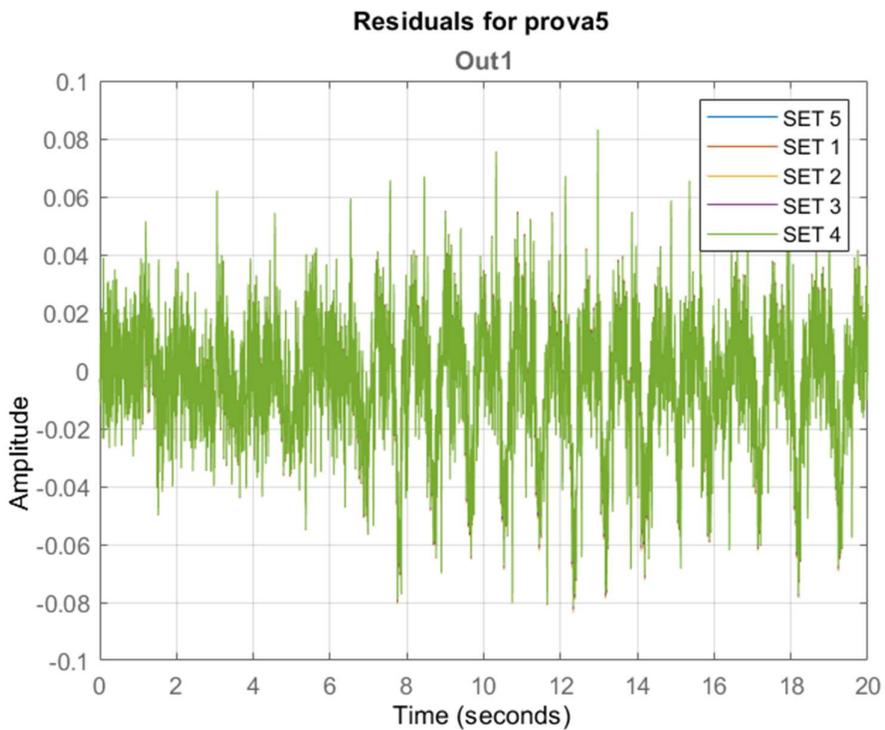


Figure 128. Grafico degli errori tra risultati sperimentali e simulati

La differenza tra un set e un altro è impercettibile, anche effettuando uno zoom sul grafico dell'errore tra corrente simulata e sperimentale. Tra i vari set si è scelto quello a cui corrisponde l'errore inferiore, ovvero il set 5, da cui si ricavano:

$$K_e = 0,015077 \frac{V}{\frac{rad}{s}}$$

$$K_c = 0,015077 \frac{Nm}{A}$$

7.2.1.3 Calibrazione potenziometri

Se si disponesse di un sensore di posizione esterno sarebbe possibile costruire direttamente la caratteristica di funzionamento del potenziometro. Il piattello viene posizionato in particolari configurazioni alimentando il motore a diverse tensioni, si registra quindi il valore di posizione angolare sul sensore e il valore di tensione acquisito dal potenziometro.

Vengono effettuate diverse acquisizioni:

- In salita, da estremo inferiore a estremo superiore;
- In discesa, da estremo superiore a estremo inferiore.

In conclusione, si avrà una nuvola di punti sul piano posizione angolare – tensione potenziometro, che dovrà essere analizzata per calcolare il guadagno del trasduttore e l'eventuale offset di calibrazione. Si cerca la curva che meglio approssima la nuvola di punti. Per semplicità si può costruire una caratteristica lineare ma gli errori di linearità e isteresi vengono analizzati per garantire che il componente sia in buono stato di salute. Nota la retta di calibrazione è possibile estrarre il guadagno del trasduttore dal coefficiente angolare della retta e l'offset di calibrazione dal termine noto della retta.

Non disponendo di un sensore di posizione non è possibile costruire per punti la caratteristica del potenziometro. Si può tuttavia definire una retta di calibrazione che passa per gli estremi della corsa del piatto della valvola. Si porta quindi il piatto alle estremità della corsa e si registra la tensione dal potenziometro.

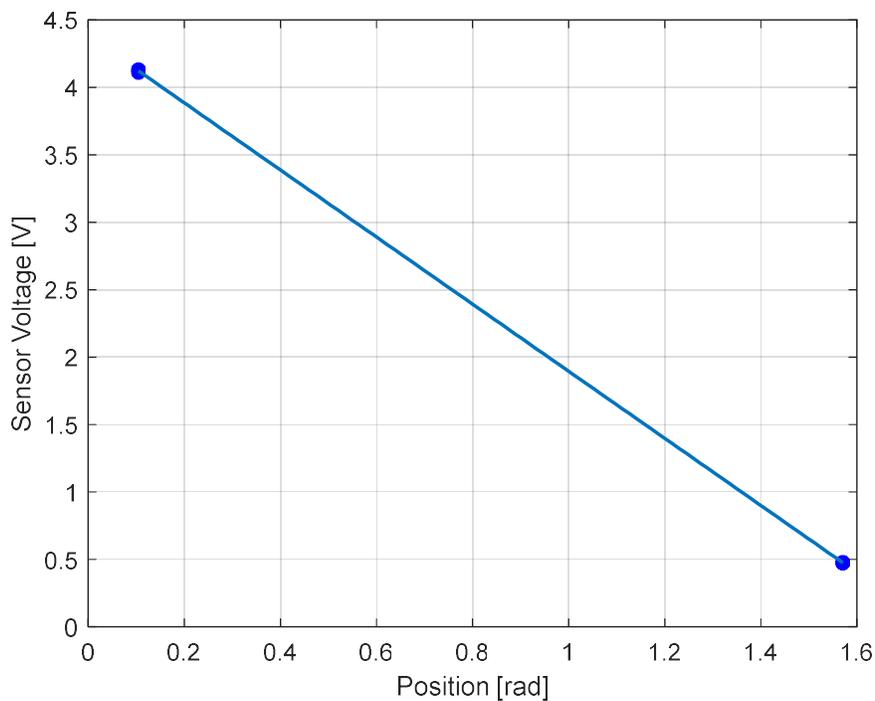


Figure 129. Caratteristica del potenziometro tensione - posizione angolare

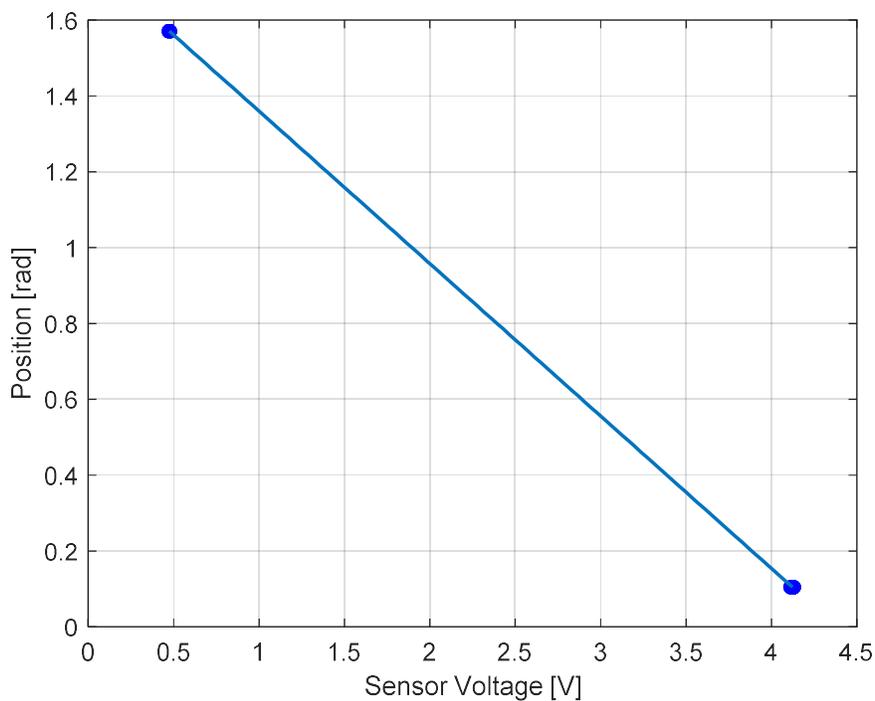


Figure 130. Caratteristica del potenziometro posizione angolare - tensione

In conclusione, si avranno due nuvole di punti, una per l'estremo inferiore della corsa e una per l'estremo superiore. Si definisce la retta che meglio approssima i punti acquisiti e si calcolano, come nel caso precedente, guadagno e offset del trasduttore. La retta trovata sarà meno precisa rispetto a

quella costruita con un sensore di posizione, ma dà una valutazione attendibile del comportamento del potenziometro, supponendo che la sua caratteristica sia lineare. I parametri calcolati sono confrontabili con quelli del datasheet della valvola.

Il guadagno del potenziometro:

$$G_{sensor} = -2.721 \frac{V}{rad}$$

La tensione relativa all'estremo della corsa nella posizione di equilibrio (90°):

$$V_{offset} = 0.518 V$$

7.2.2 Test sul corpo farfallato e caratterizzazione dei parametri

Per caratterizzare la valvola in tutti i suoi parametri, devono essere eseguiti test specifici. L'obiettivo è quello di evidenziare il contributo di pochi parametri alla volta.

I parametri da trovare sono:

- Parametri caratteristici della molla (precarico, rigidità);
- Inerzia del sistema;
- Parametri di attrito (coefficiente di attrito viscoso, attrito di Coulomb, attrito statico, parametri di Stribeck - dipendono dal modello utilizzato -).

Gli ingressi e le uscite elettriche del corpo valvola sono collegati a diversi canali dell'oscilloscopio, al fine di rilevare i segnali separatamente. Da ogni segnale è possibile effettuare l'analisi dei parametri.

I canali corrispondono a:

- Tensione di uscita del potenziometro (feedback della posizione della piastra).
- Tensione dell'armatura di ingresso del motore.
- Corrente di armatura.

Il motore e il potenziometro vengono collegati all'alimentazione. Il banco prova è pronto per effettuare i test.

7.2.2.1 Valutazione delle caratteristiche operative delle molle

Il test permette di definire la rigidità e il precarico della molla. Il test prevede la variazione della tensione di armatura in modo lento e graduale per un certo lasso di tempo, caratteristico della prova, attraverso un segnale a rampa crescente, da duty cycle nullo ad un valore variato in ogni prova, seguito da una rampa decrescente che riporta il duty cycle a zero. Ci si aspetta che la valvola si porti dalla posizione di equilibrio a riposo a quella corrispondente all'estremo della corsa, rimanga in posizione per qualche istante di tempo, per poi tornare alla posizione di equilibrio iniziale.

I segnali acquisiti sono:

- La corrente di armatura, da cui deriva la coppia erogata dal motore;
- La posizione del piattello, da cui poter identificare la caratteristica della molla.

Affinché il piattello venga messo in moto, la coppia erogata dal motore deve vincere il precarico della molla e l'attrito statico. Osservando l'andamento della posizione della valvola rispetto alla coppia erogata dal motore, si evidenzia un comportamento isteretico, dovuto proprio all'effetto dell'attrito statico e Coulombiano, il quale agiscono sempre in direzione opposta al moto (Robert N. K. Loh, 2013). Si hanno quindi due curve caratteristiche nel piano posizione valvola-coppia motore, una relativa alla rampa crescente di tensione, una relativa alla rampa decrescente.

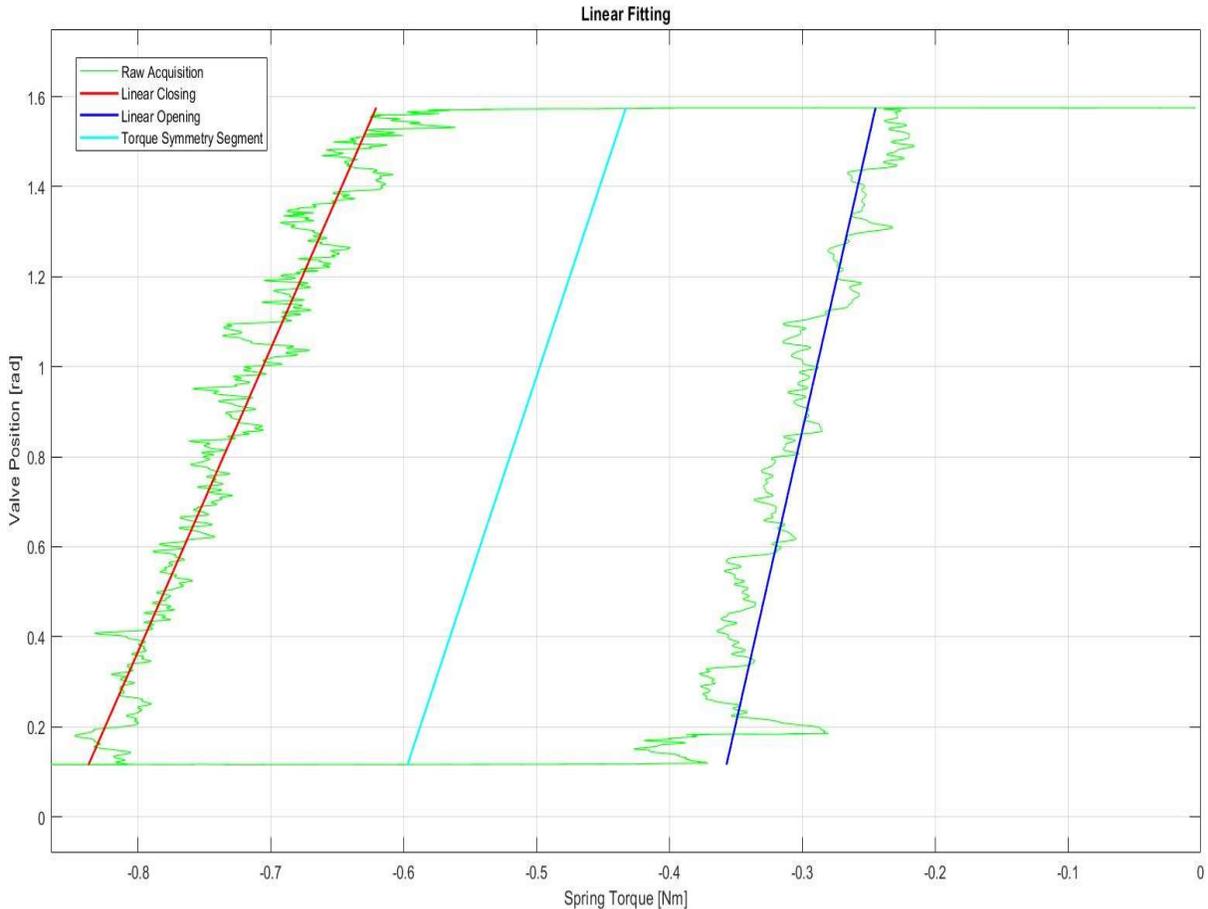


Figure 131. Grafico posizione angolare – coppia motore per la prova di caratterizzazione dei parametri della molla

Si osserva che le due curve hanno pendenza diversa a causa dell'effetto dell'attrito dinamico. Mentre la rigidità della molla rimane costante nei due tratti, si evince dai grafici posizione valvola-tempo che uno dei due tratti avviene in un tempo inferiore, quindi, la valvola si sta muovendo più velocemente.

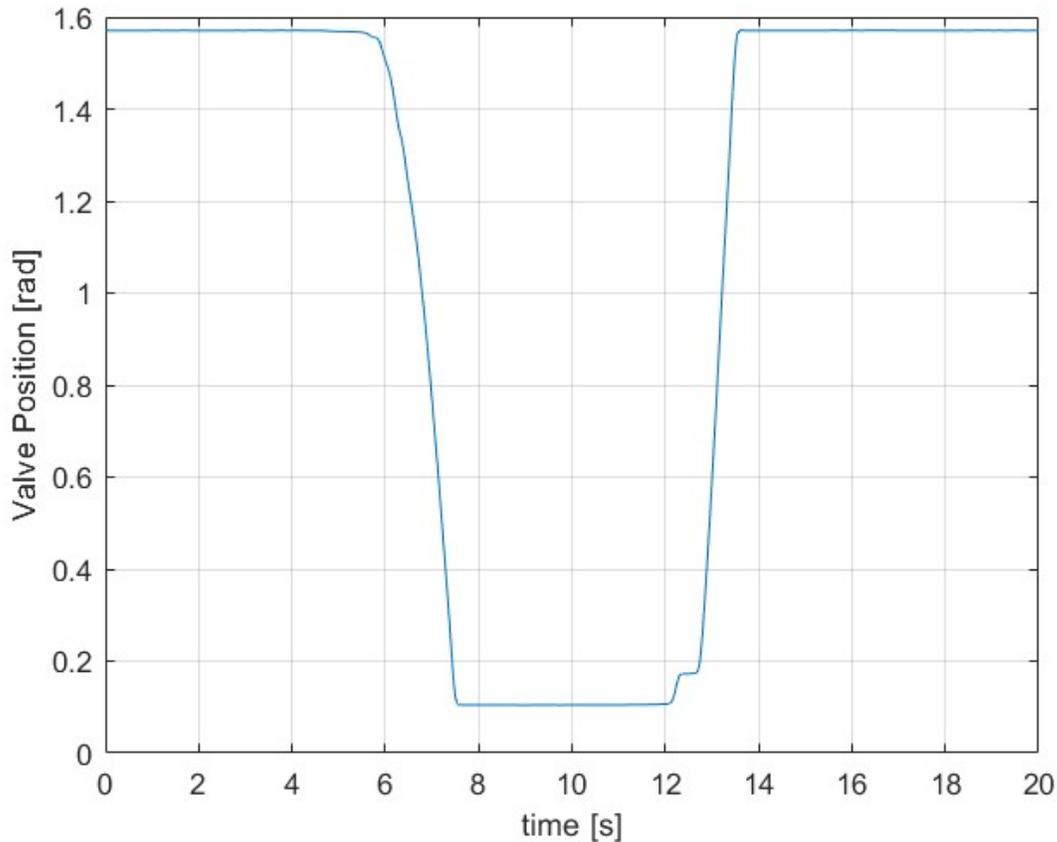


Figure 132. Prova di caratterizzazione dei parametri della molla

A maggiore velocità corrisponde maggiore coppia di attrito viscoso e il suo contributo non risulta essere simmetrico per i due tratti, come per il caso dell'attrito Coulombiano. La prova non prevede una variazione della posizione quasi statica, tale da trascurare il contributo della coppia viscosa, poiché verrebbe stimolato il fenomeno dello stick-slip legato all'attrito statico e il risultato non sarebbe attendibile per via delle forti non linearità che verrebbero trascurate in fase di calcolo dei parametri della molla.

Una volta trovate le rette che approssimano i due tratti descritti in precedenza, si riportano sul piano coppia motore-posizione valvola e si costruisce la retta media. Il contributo dell'attrito statico e Coulombiano viene eliminato poiché dipende dalla direzione del moto; lungo i due tratti, uno in chiusura e uno in apertura, esso agisce in direzioni opposte.

La pendenza è mediata rispetto a quella delle prime due rette e corrisponde alla rigidità della molla. Il precarico può essere letto direttamente dall'asse delle ordinate del grafico, in corrispondenza dell'intersezione tra la retta e la posizione di equilibrio a riposo. I valori trovati sono sporcati dall'attrito viscoso e potranno essere usati come stato iniziale in fase di fitting dei parametri di attrito come parametri di convergenza ulteriori.

Sono state effettuate diverse prove, ognuna caratterizzata da un duty cycle e da un tempo di chiusura. Di seguito è riportata la caratteristica della molla trovata per ogni prova.

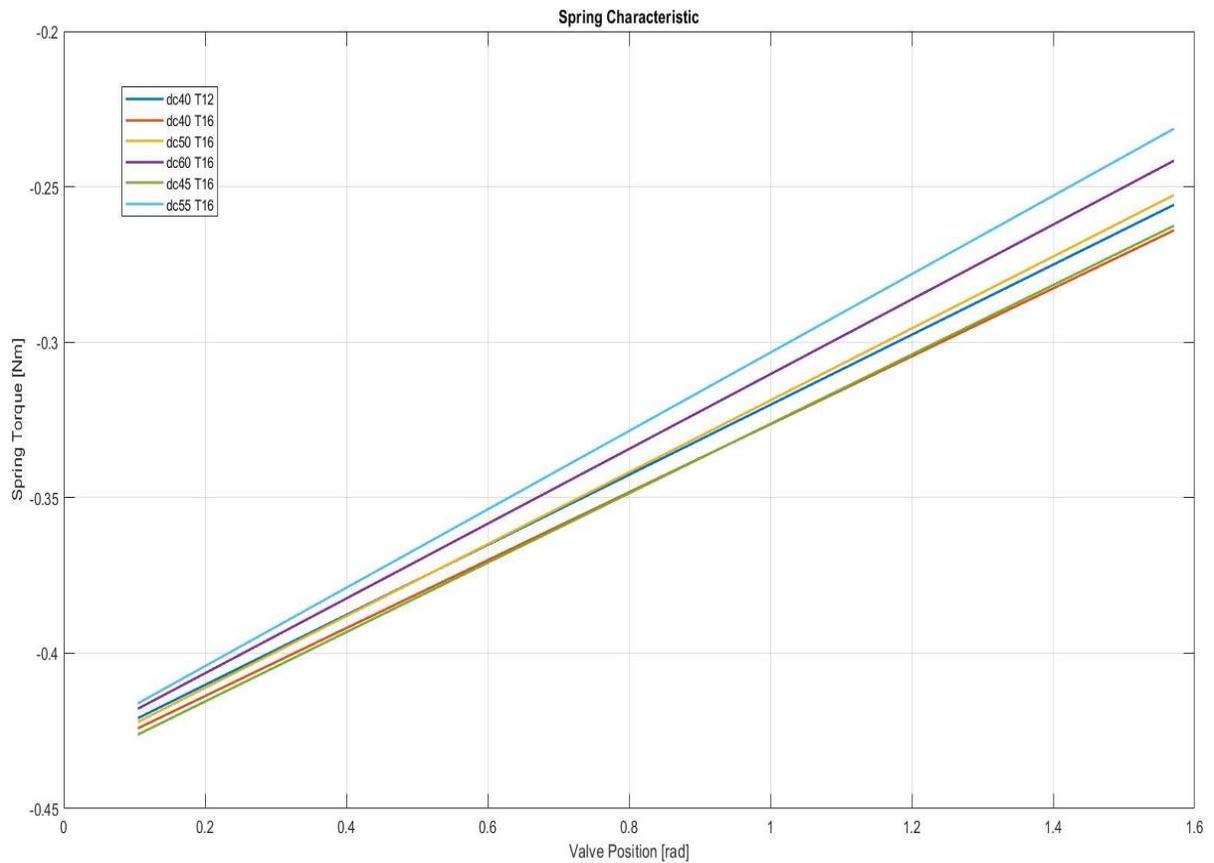


Figure 133. Caratteristica della molla coppia – posizione angolare per varie prove effettuate

Si può osservare che l'andamento della caratteristica è fortemente influenzato dalle condizioni di prova. Come spiegato in precedenza, il metodo non permette di eliminare il contributo dell'attrito cinetico o viscoso e ciò si riflette sui diversi andamenti. I risultati di rigidità e precarico trovati non sono perciò attendibili, ma sono utili come valori iniziali per i fitting successivi. La prova sarebbe estremamente più precisa se si potesse controllare la velocità di chiusura e di apertura della valvola, in questo modo si annullerebbe il contributo dell'attrito cinetico.

7.2.2.2 Valutazione dei parametri di molla, di attrito e di inerzia

In questa sezione si definiscono i parametri di attrito e di inerzia. L'analisi permette inoltre di ricavare in modo più accurato la rigidezza e il precarico della molla, parametri di cui sono stati trovati in precedenza dei valori di riferimento iniziali.

Per la stima di tutti i parametri della valvola a farfalla, sono state generate diverse forme d'onda in tensione al motore DC e vengono acquisiti i segnali di corrente d'armatura e di posizione del piattello della valvola. Anche in questo caso si utilizza il Parameter estimator toolbox di Simulink, a partire dal modello seguente.

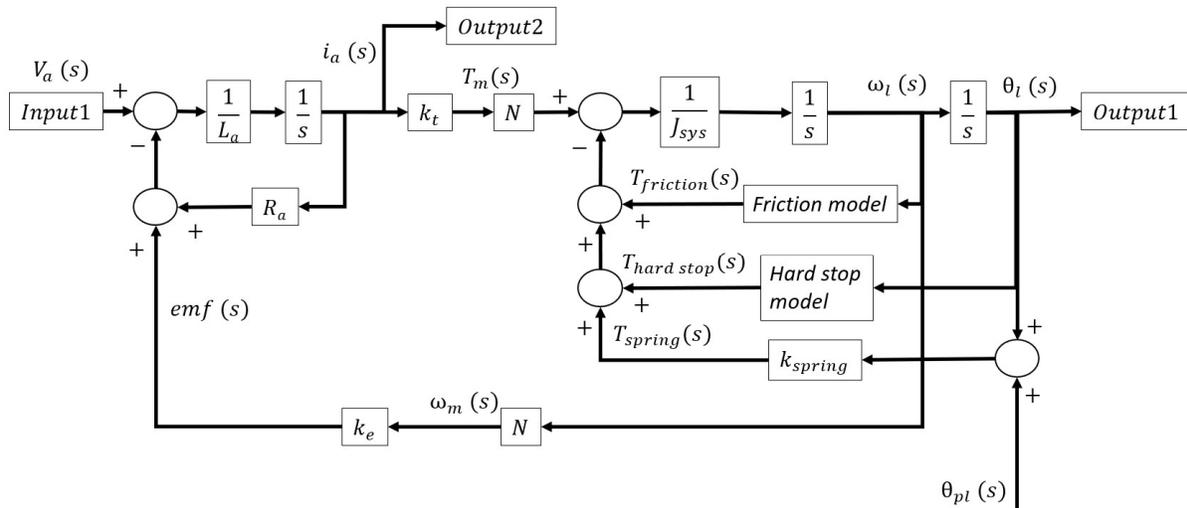


Figure 134. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione dei parametri del sistema

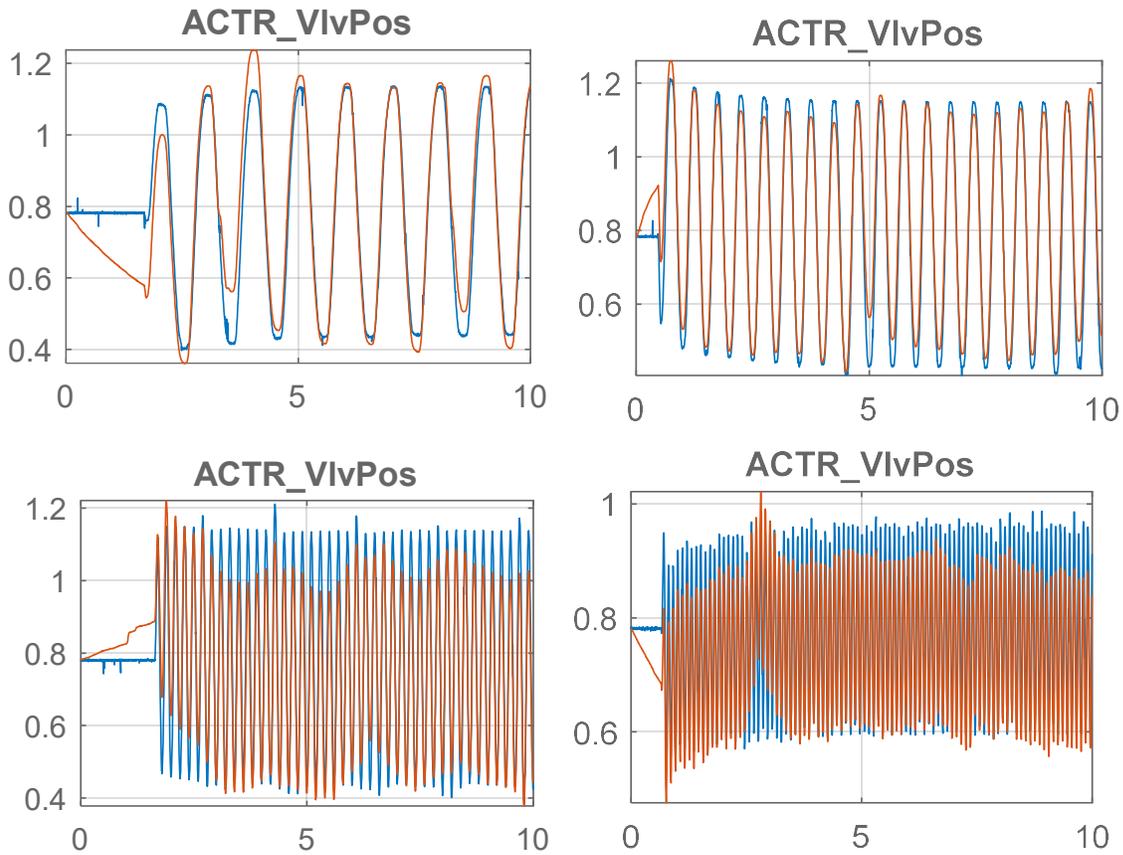
La tensione del motore è stata utilizzata come segnale di ingresso al modello di valvola a farfalla, mentre la posizione della valvola a farfalla e la corrente del motore sono state utilizzate come riferimenti di uscita. Lo strumento di stima dei parametri consente di imporre fattori di ponderazione su tutti i dati utilizzati come riferimento. Questa funzione è stata utilizzata per ridimensionare l'impatto della corrente del motore sul risultato della stima. Questo è stato fatto per ottenere una migliore aderenza con la posizione della valvola a farfalla, poiché questa è l'uscita controllata e quindi più importante rispetto all'informazione sulla corrente di armatura.

Di seguito vengono presentati i 4 set di ottimizzazione e il set di validazione. Si mostrano soltanto i grafici in posizione (unità di misura radianti), dal momento che quelli di tensione e corrente fanno riferimento a segnali PWM di frequenza elevata e quindi poco chiari nell'arco temporale della prova.

Tabella 10. Set di prove per la caratterizzazione dei parametri di sistema

	ω_2 [rad/s]	θ_{pl} [rad]	K_{spring} [Nm/rad]	J_{sys} [kg m ²]	k_c [Nm]	k_{kin} [Nm s/rad]	T_1 [Nm]
SET 1	2,0821e-1	1,6176	7,7105e-2	8,9301e-4	6,6994e-2	2,4369e-2	2,3817e-1
SET 2	1,9758e-1	1,5636	7,8156e-2	8,3858e-4	8,0139e-2	1,9153e-2	2,4469e-1
SET 3	1,985e-1	1,5916	7,6413e-2	8,1674e-4	7,4725e-2	1,7692e-2	2,4317e-1
SET 4	1,9516e-1	1,586	7,6938e-2	8,6478e-4	7,515e-2	1,6106e-2	2,4199e-1

SET 1:



Estimation result(s):

ACTR_FrcSpd2 = 0.20821

ACTR_SprPrl = 1.6176

ACTR_SprStf = 0.077105

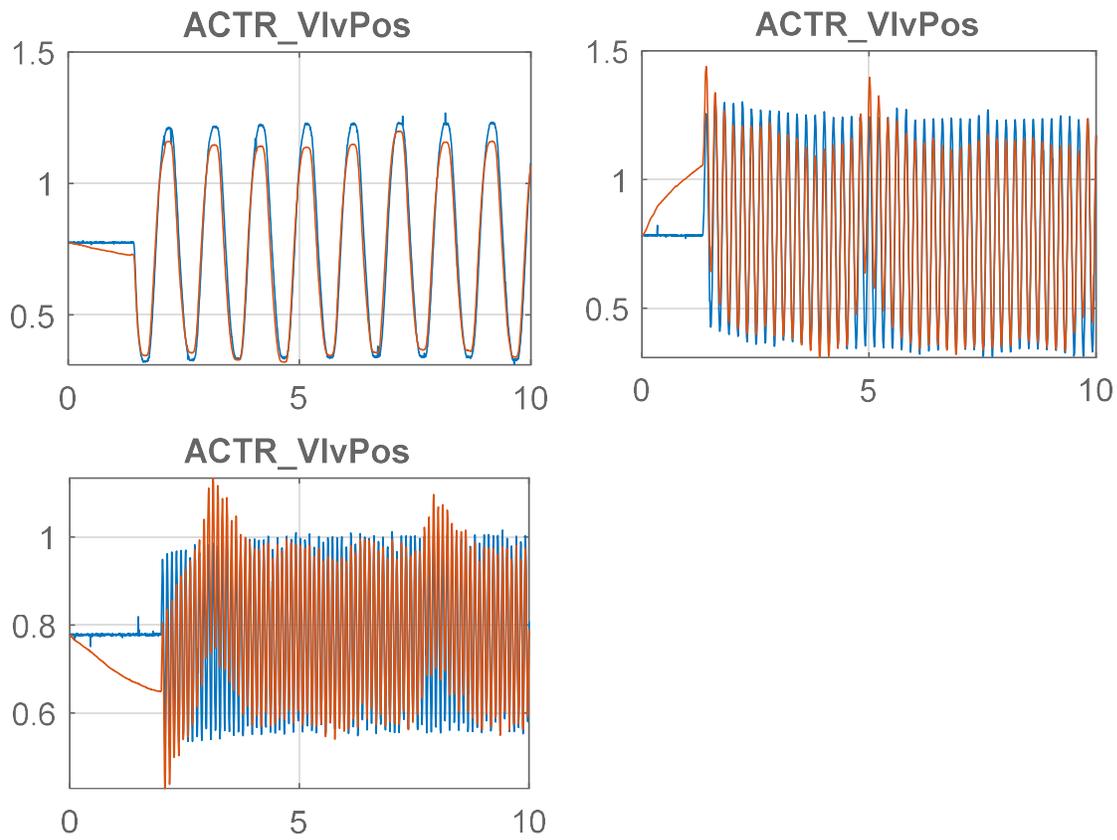
ACTR_SysInr = 0.00089301

ACTR_VlvFrcCouTrq = 0.066994

ACTR_VlvFrcVscCof = 0.024369

T1 = 0.23817

SET 2:



Estimation result(s):

ACTR_FrcSpd2 = 0.19758

ACTR_SprPrl = 1.5636

ACTR_SprStf = 0.078156

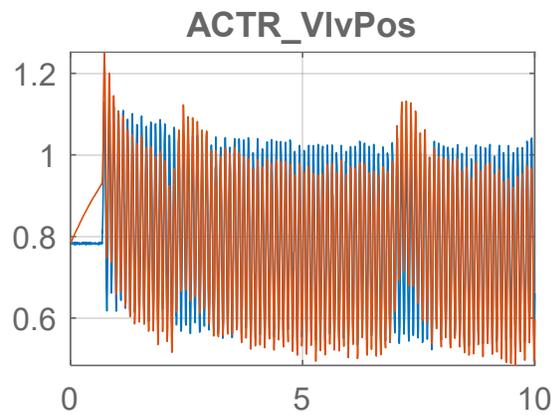
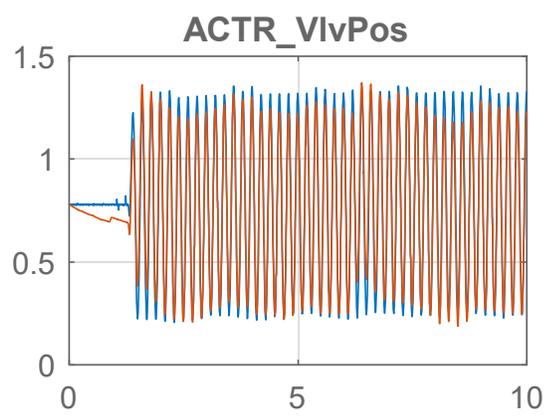
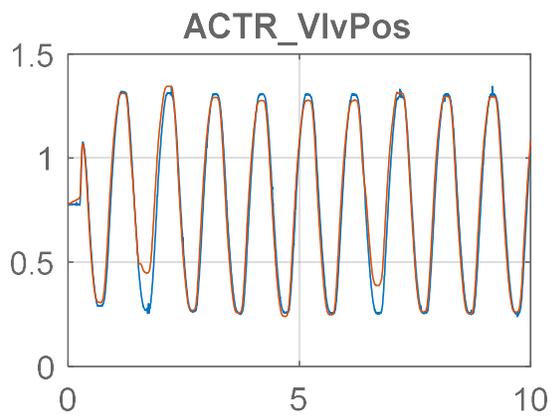
ACTR_SysInr = 0.00083858

ACTR_VlvFrcCouTrq = 0.080139

ACTR_VlvFrcVscCof = 0.019153

T1 = 0.24469

SET 3:



Estimation result(s):

$$\text{ACTR_FrcSpd2} = 0.1985$$

$$\text{ACTR_SprPr1} = 1.5916$$

$$\text{ACTR_SprStf} = 0.076413$$

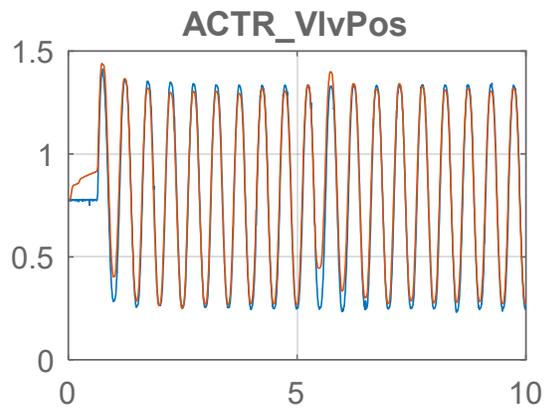
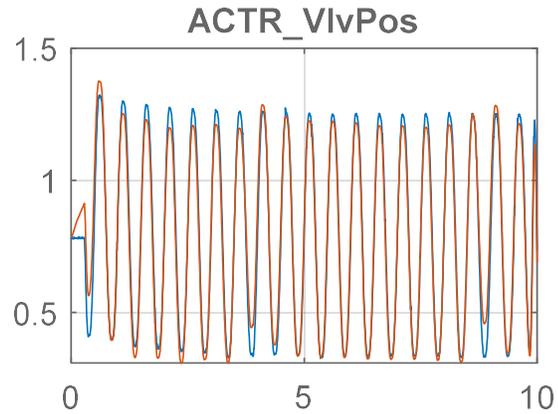
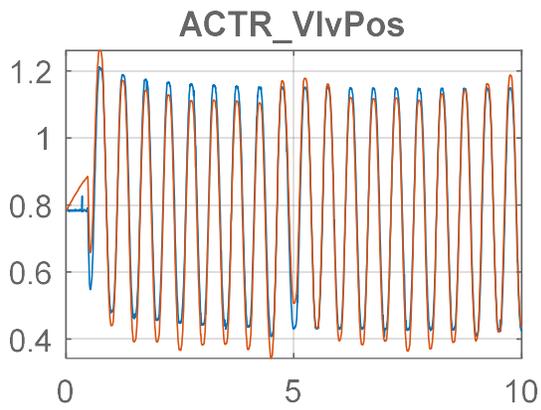
$$\text{ACTR_SysInr} = 0.00081674$$

$$\text{ACTR_VlvFrcCouTrq} = 0.074725$$

$$\text{ACTR_VlvFrcVscCof} = 0.017692$$

$$T1 = 0.24317$$

SET 4:



Estimation result(s):

$$\text{ACTR_FrcSpd2} = 0.19516$$

$$\text{ACTR_SprPrl} = 1.586$$

$$\text{ACTR_SprStf} = 0.076938$$

$$\text{ACTR_SysInr} = 0.00086478$$

$$\text{ACTR_VlvFrcCouTrq} = 0.07515$$

$$\text{ACTR_VlvFrcVscCof} = 0.016106$$

$$T1 = 0.24199$$

Validazione 1:

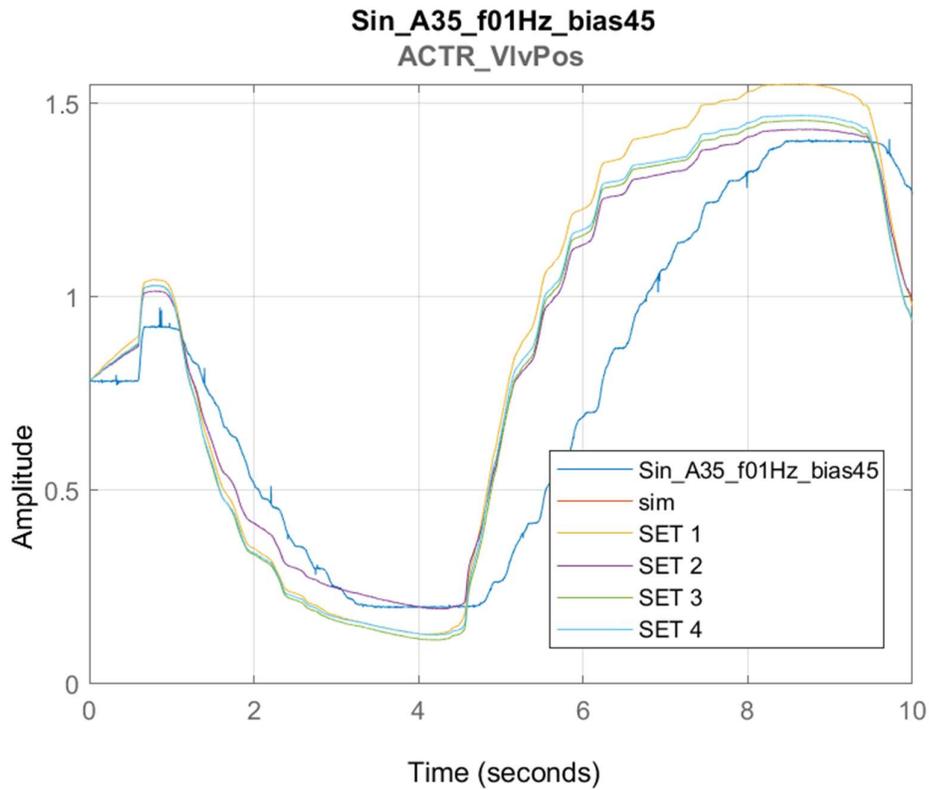


Figure 135. Validazione 1 per la caratterizzazione dei parametri di sistema

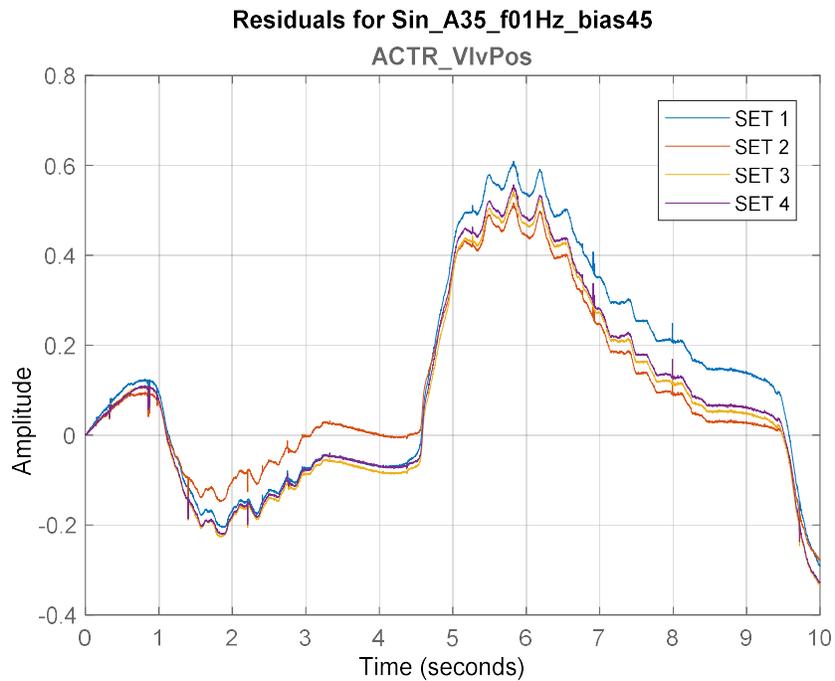


Figure 136. Grafico degli errori tra risultati sperimentali e simulati nella validazione 1

Dal grafico sugli errori tra posizione simulata e sperimentale, risulta evidente che il set che si avvicina di più al risultato atteso è il set 2.

Validazione 2:

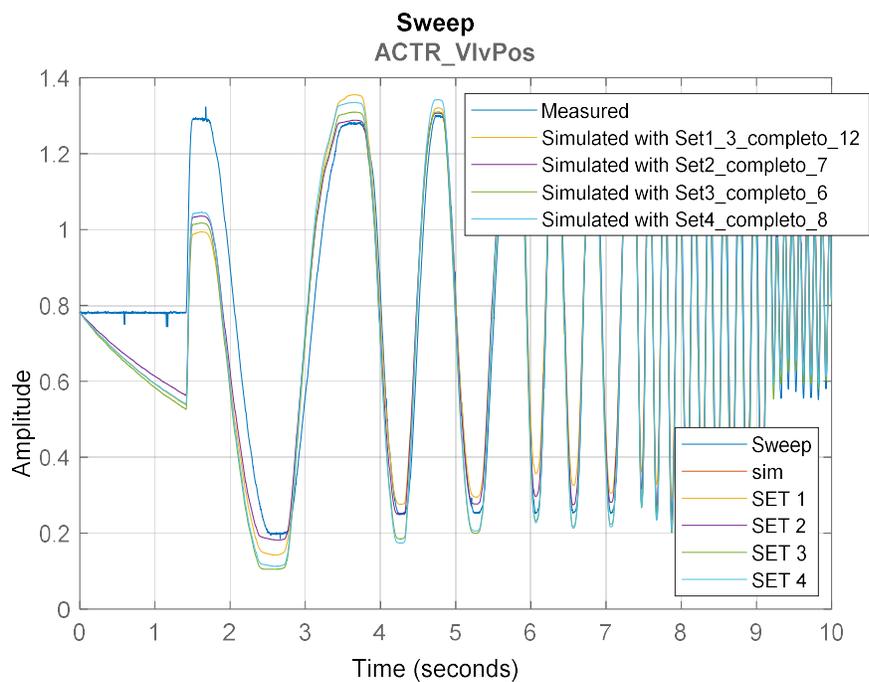


Figure 137. Validazione 2 per la caratterizzazione dei parametri di sistema

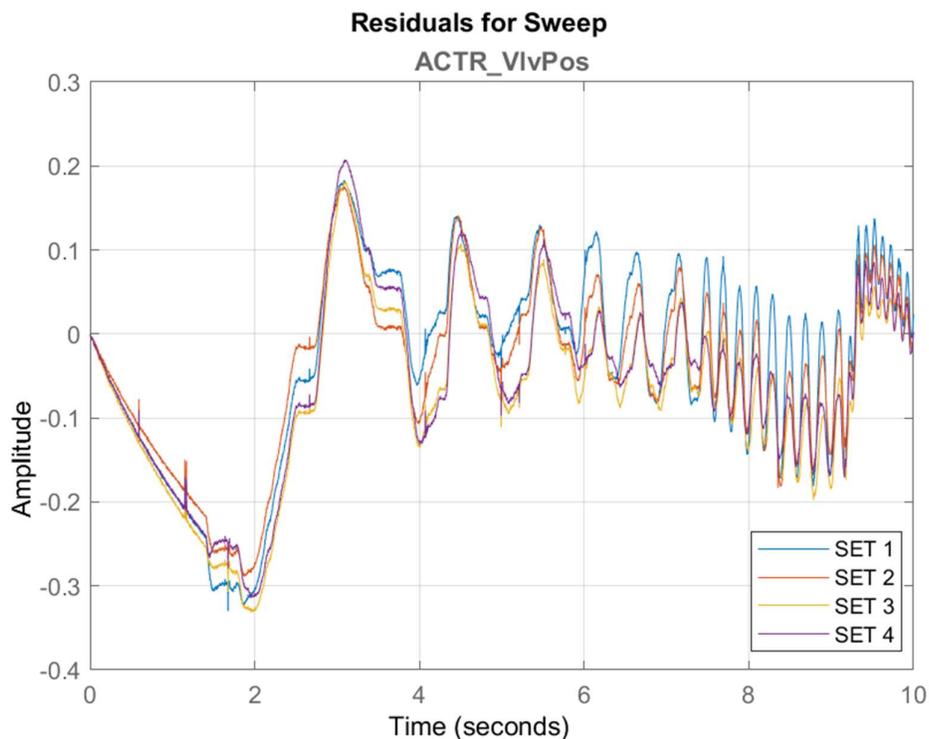


Figure 138. Grafico degli errori tra risultati sperimentali e simulati nella validazione 2

Dal grafico sugli errori tra posizione simulata e sperimentale, risulta evidente che il set che si avvicina di più al risultato atteso è il set 2.

In definitiva, per il set 2 si ha:

$$\omega_2 = 0.19758 \frac{rad}{s}$$

$$\theta_{pl} = 1.5636 rad$$

$$K_{spring} = 0.078156 \frac{Nm}{rad}$$

$$J_{sys} = 0.00083858 kg m^2$$

$$k_c = 0.080139 Nm$$

$$k_{kin} = 0.019153 \frac{Nm}{\frac{rad}{s}}$$

$$T_1 = 0.24469 Nm$$

7.3 Validazione del modello

La validazione viene eseguita sul modello di ETC:

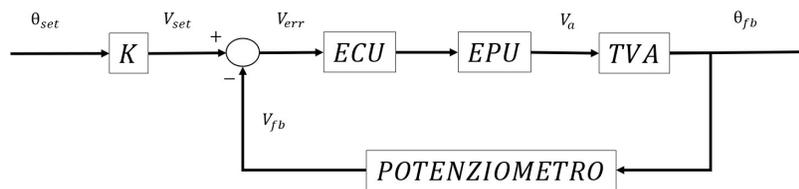


Figure 139. Diagramma a blocchi del modello di ETC

I guadagni del PID sono stati scelti attraverso un tuning manuale sulla valvola online, trovati durante le fasi di sperimentazione per poter generare set di posizione raggiungibili.

$$K_p = 1,27$$

$$K_i = 0,82$$

$$K_d = 0,02$$

I risultati ottenuti non sono finalizzati ad avere un buon controllo. L'importante in questa fase è che la posizione della valvola raggiunga il set, in questo modo è possibile definire delle prove utili alla validazione del modello, quali:

- Step response.
- Drive-cycle response.
- Bode (frequency response).

Il PID sarà migliorato nelle fasi successive del progetto.

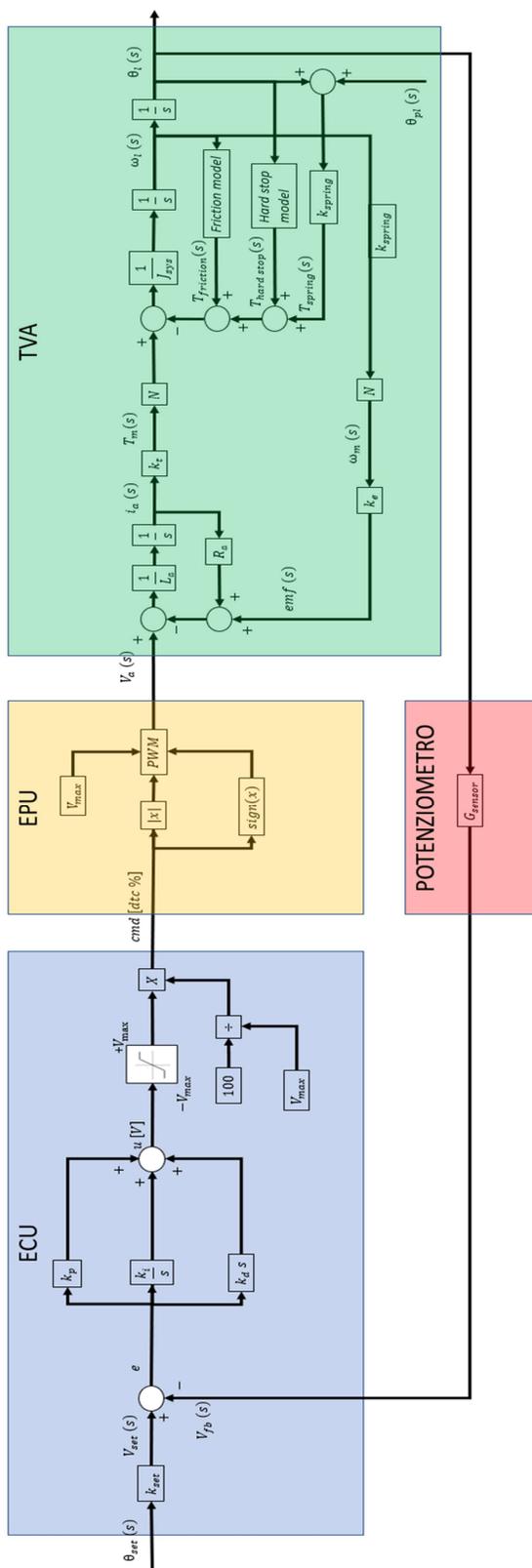


Figure 140. Diagramma a blocchi completo del modello di ETC

7.3.1 Step response

In questa sezione viene presentata la risposta del sistema ad un gradino di posizione. Il sistema parte dalla posizione di equilibrio e si porta a 20° di apertura. Si analizza il comportamento del modello rispetto ai risultati sperimentali.

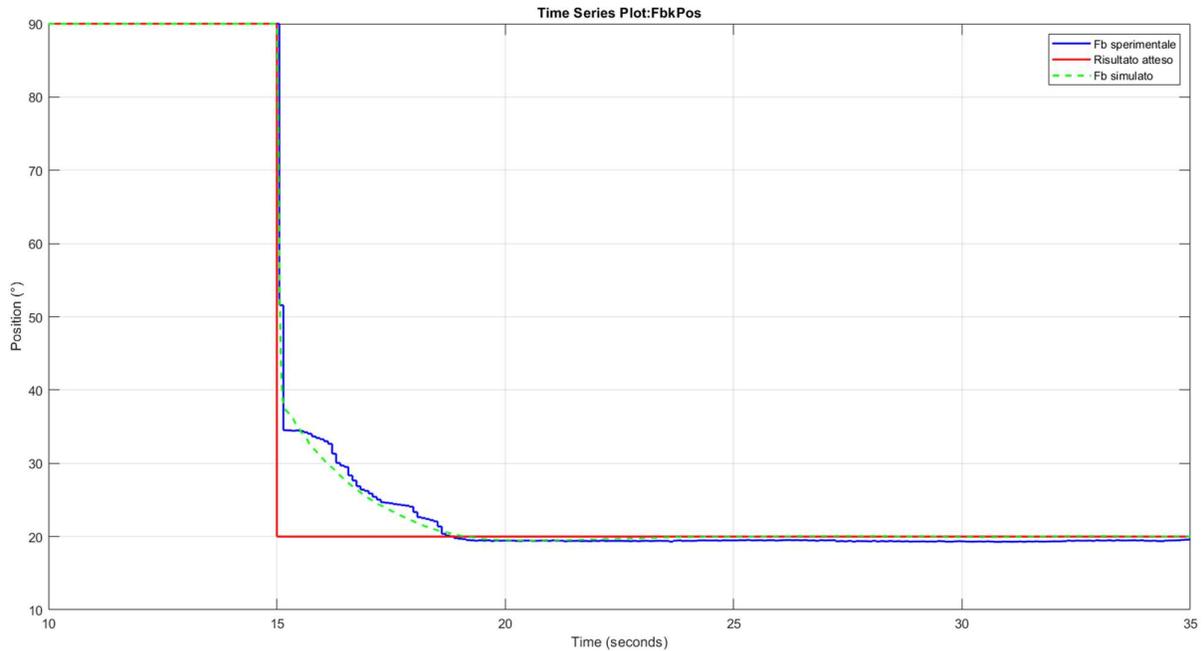


Figure 141. Step response 90°-20°

Il modello segue bene l'andamento sperimentale. Il tempo di risposta e di assestamento in entrambi i casi è confrontabile. Non si osservano overshoot. I tempi di risposta sono tuttavia molto alti per via dell'inadeguatezza del controllo.

7.3.2 Drive cycle response

Viene definito un set di posizione in ingresso tale da contenere:

- Gradini;
- Rampe;
- Sinusoidi;
- Piccole variazioni nel set (disturbi sul set).

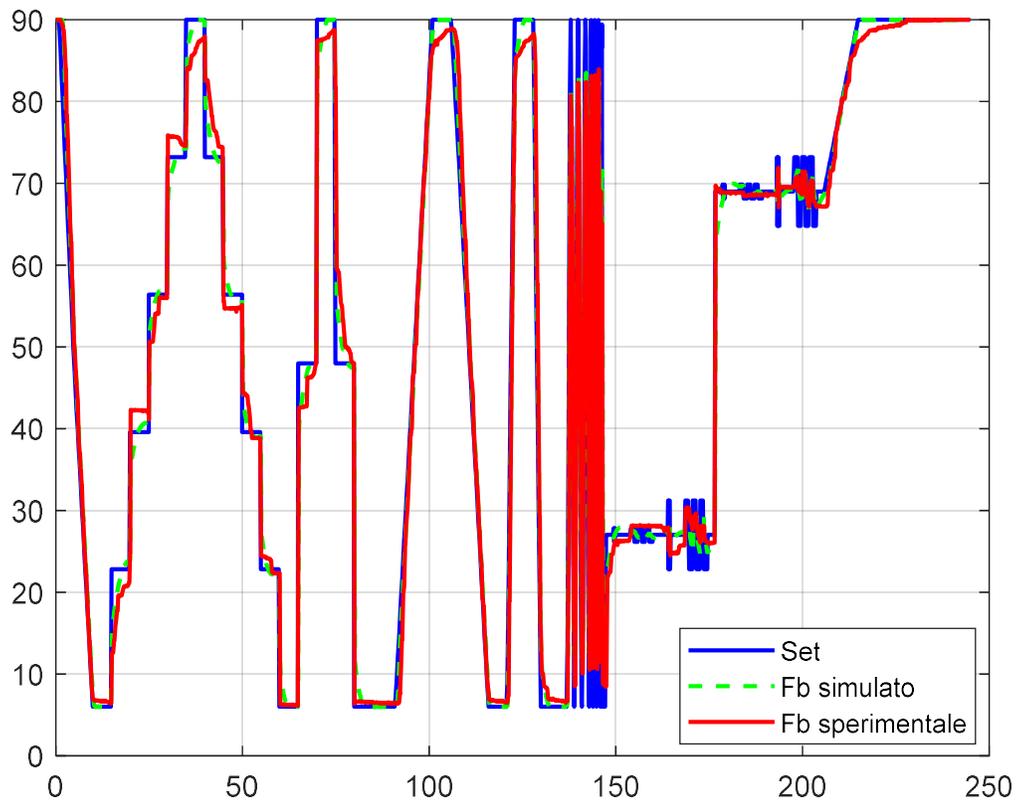


Figure 142. Drive cycle response

La risoluzione del segnale acquisito è molto bassa dal momento che è stato utilizzato per la misura il canale di ingresso della scheda di prototipazione invece di un oscilloscopio. Il motivo è dato dal fatto che non è stato possibile inizialmente acquisire con l'oscilloscopio un segnale della durata di 250 secondi. Con il toolbox *Data Inspector* di Simulink è stato possibile salvare il segnale di tensione in ingresso alla scheda e convertirlo in un segnale di posizione. Ad ogni modo, è possibile osservare la differenza tra risultati simulati e sperimentali.

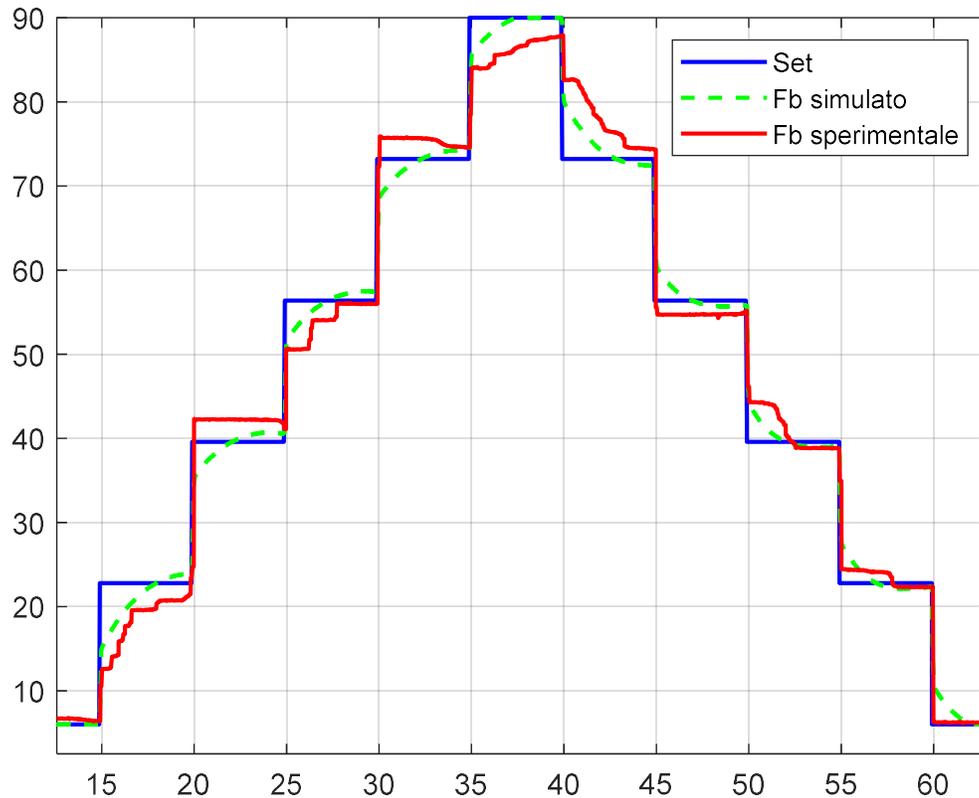


Figure 143. Drive cycle response – particolare sui gradini

Dal particolare sui gradini di posizione si evince che il feedback simulato non segue perfettamente quello sperimentale. Si può osservare che il comportamento del modello risulta essere sempre lo stesso a parità di ampiezza del gradino, sperimentalmente invece la valvola si comporta ogni volta in maniera differente. Questo è dovuto all'effettiva casualità dell'attrito statico, il quale si presenta in ogni ripartenza, e alle scarse prestazioni del controllo, il quale non riesce a vincere tempestivamente gli effetti dell'attrito statico nel caso reale. In ogni caso, il modello risponde bene ai gradini e si allinea al set, senza però mai raggiungere una condizione di regime nei 5 secondi successivi all'applicazione di ogni gradino. Questo fa capire che il controllo è lento e deve essere migliorato.

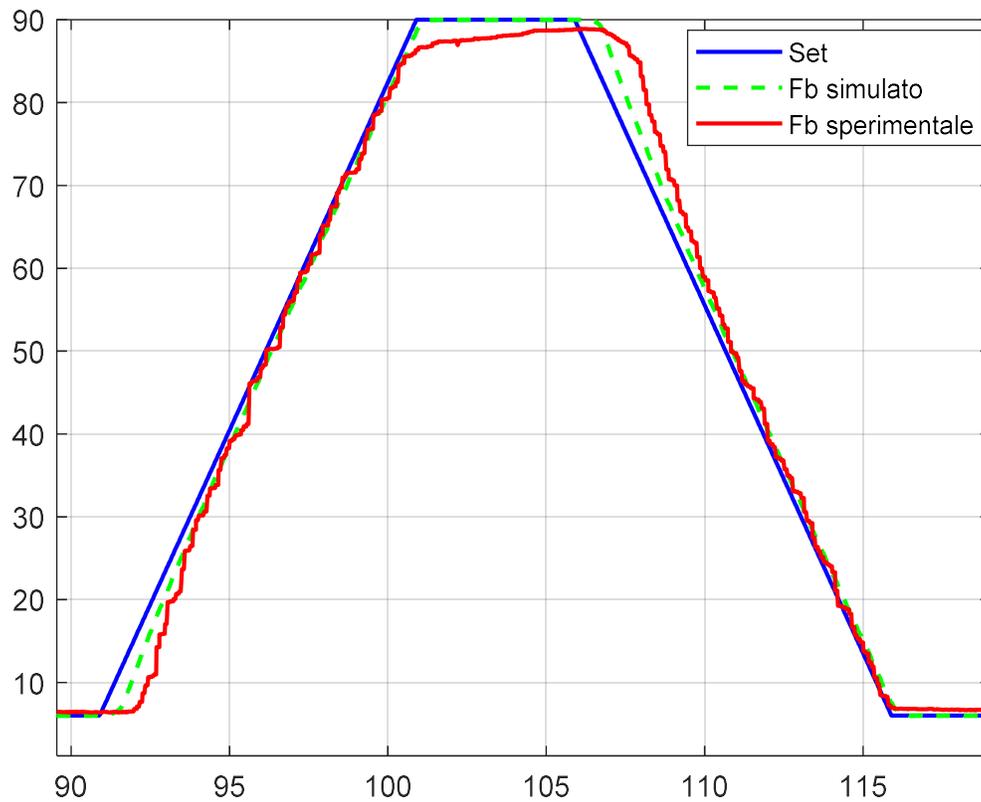


Figure 144. Drive cycle response – particolare sulle rampe

Dal grafico sulla risposta alla rampa è possibile osservare che il feedback simulato e quello sperimentale seguono la stessa pendenza. Si notano delle differenze in fase di ripartenza per via del fenomeno dello stick slip, che interessa le basse velocità.

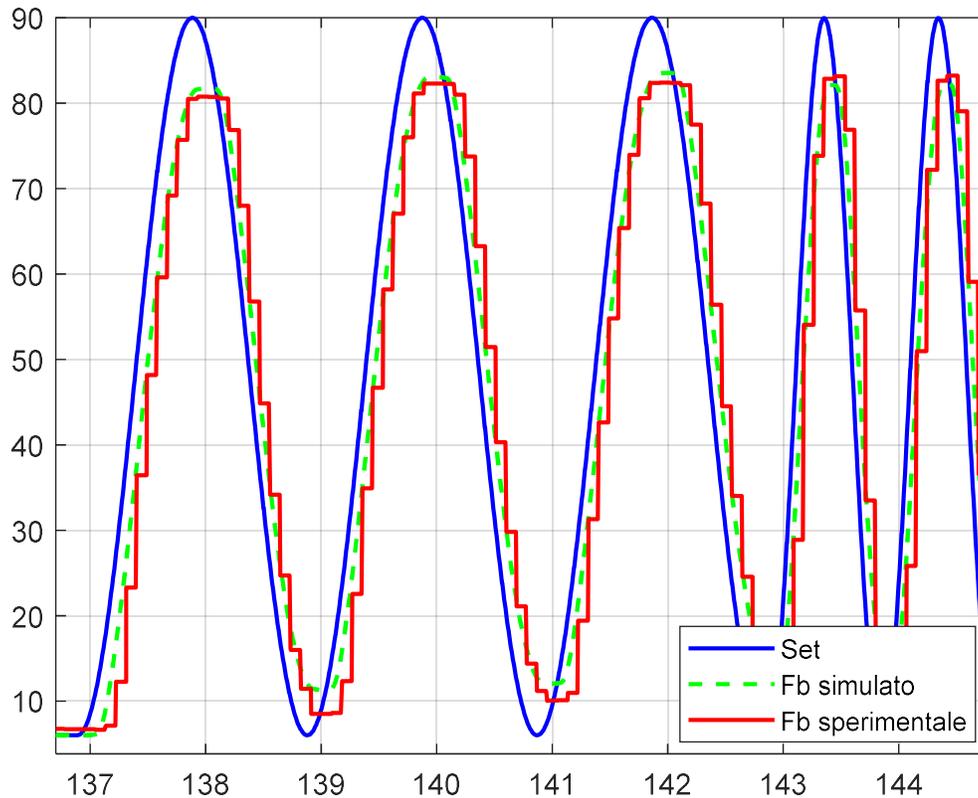


Figure 145. Drive cycle response – particolare sulle sinusoidi

Per quanto riguarda la risposta a delle sinusoidi, il feedback sperimentale e quello simulato raggiungono la stessa ampiezza e lo stesso ritardo di fase rispetto al set. Una sinusoidale è meno suscettibile all'attrito statico, dal momento che presenta una forma più dolce rispetto a quella di un triangolo o di un gradino di posizione. L'attrito statico agisce durante i cambi di direzione ma i tratti a velocità nulla per una sinusoidale interessano un singolo punto, a differenza del gradino, e non sono accompagnati da una brusca variazione di velocità, come nel caso di un triangolo.

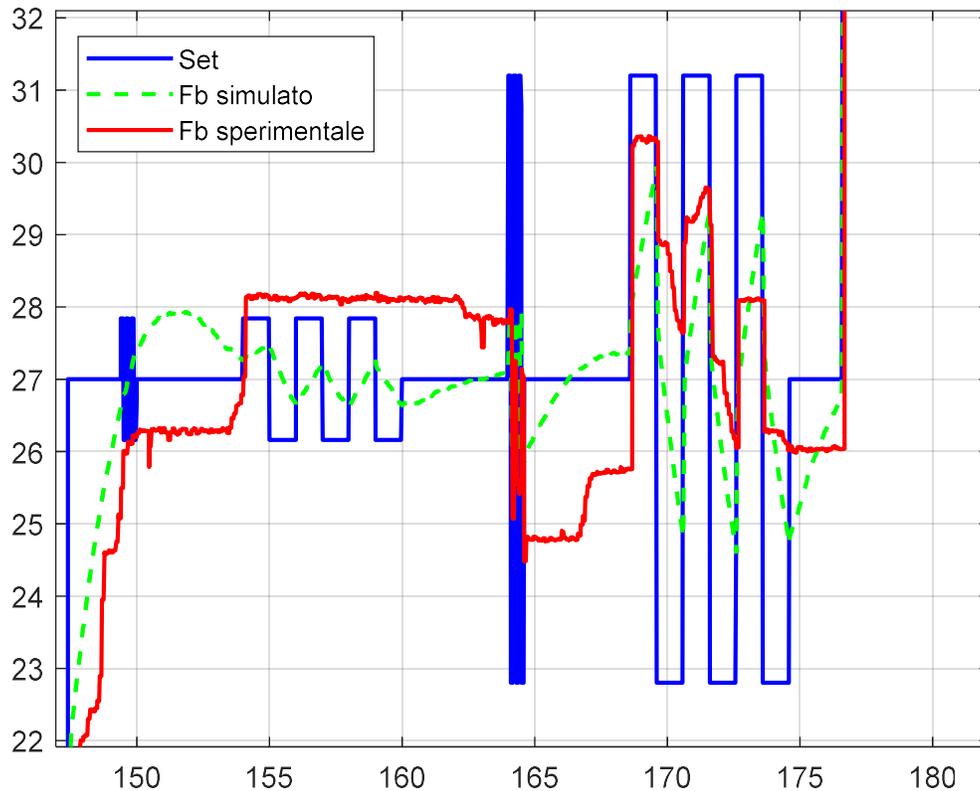
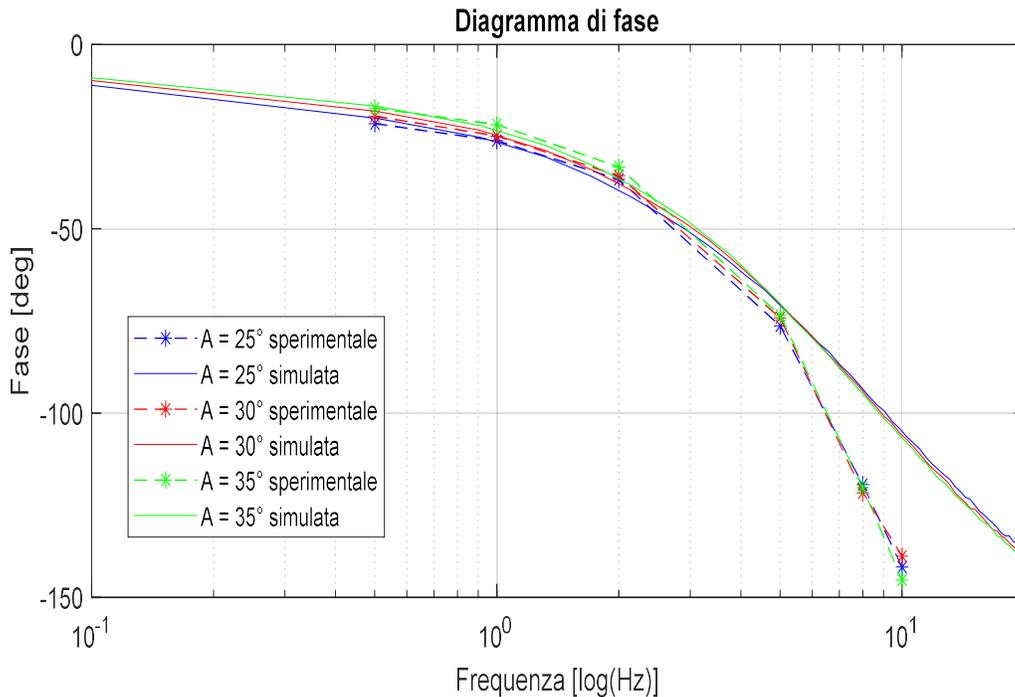
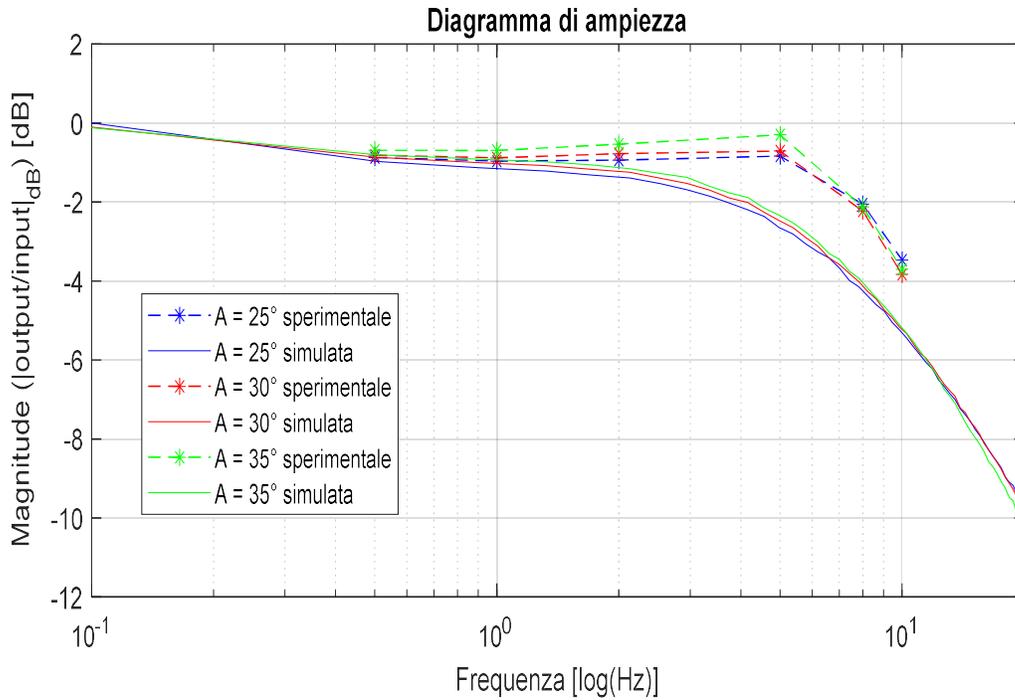


Figure 146. Drive cycle response - particolare sui disturbi in posizione

Infine, si analizza la risposta ad un disturbo sul set di posizione. Il feedback simulato sembra seguire meglio il set rispetto a quello sperimentale. Anche in questo caso, la casualità dell'attrito e le scarse prestazioni del controllo rendono più grandi le differenze tra i due comportamenti.

7.3.3 Diagrammi di Bode

Si costruiscono i diagrammi di Bode del sistema in anello chiuso per la valutazione della larghezza di banda, sia per il caso sperimentale che per quello simulato con il modello non lineare. Per il sistema reale si definisce come set di posizione uno sweep sinusoidale dalla frequenza di 0,5 Hz a quella di 10 Hz, passando per 1 Hz, 2 Hz, 5 Hz e 8 Hz. Per il modello si fa variare la frequenza da 0,1 Hz a 20 Hz. In entrambi i casi l'offset di posizione è a 45° e vengono definiti 3 segnali di sweep per 3 diverse ampiezze: 25° , 30° e 35° . Il segnale di sweep è generato in modo tale da far raggiungere al sistema la condizione di regime sinusoidale per ogni frequenza fissata. Una volta raggiunta la posizione di regime si registrano il rapporto di ampiezze e il ritardo di fase tra set e feedback, in modo tale da costruire un punto all'interno del diagramma di Bode. Il procedimento viene ripetuto per ogni frequenza fino a creare una curva all'interno del diagramma di Bode. Si possono valutare gli effetti della frequenza e dell'ampiezza del segnale in ingresso sulla risposta del sistema e confrontare il comportamento reale con quello simulato.



Si osserva inizialmente il solo comportamento reale:

All'aumentare della frequenza del set di posizione si osserva una progressiva attenuazione del segnale di feedback fino alla frequenza di taglio, cioè quella a cui corrispondono 3 dB di attenuazione, posta a circa 9 Hz. Per frequenze più elevate l'attenuazione risulta essere più elevata. All'aumentare della frequenza si osserva anche un aumento del ritardo di fase tra set e feedback.

All'aumentare dell'ampiezza del set di posizione si osserva in generale un lieve aumento delle prestazioni a basse frequenze. Per ampiezze elevate, infatti, il sistema stimola meno le non linearità, quali l'attrito statico e lo stick slip, ciò permette al controllo di raggiungere più efficacemente il set di posizione. Si registrano una minore attenuazione e un minor ritardo di fase a pari frequenza, all'aumentare dell'ampiezza. Per ampiezza di 35° si osserva anche un lieve overshoot nel diagramma delle ampiezze, poco visibile per ampiezze inferiori. La frequenza di taglio risulta essere la stessa nei tre casi presentati; si può dire che essa dipende maggiormente dalle prestazioni del controllo. A frequenze più elevate la differenza tra i tre casi scompare quasi del tutto.

Si analizza la differenza tra comportamento reale e quello simulato:

Si può osservare che il modello segue bene il sistema reale fino alla frequenza di circa 1 Hz. A frequenze elevate si stimolano maggiormente le non linearità, ciò aumenta inevitabilmente le differenze tra comportamento simulato e quello sperimentale. A tali frequenze, si osserva che il feedback simulato attenua maggiormente rispetto a quello reale ma raggiunge ritardi di fase inferiori. Questo può essere un'arma a doppio taglio in fase di progettazione del controllo. Il design sul modello, dinamicamente meno pronto del caso reale, porta ad un controllo più performante, caratterizzato da guadagni più elevati. Implementando lo stesso controllo sul sistema reale si possono osservare migliori prestazioni di quelle previste o, nel peggiore dei casi, una dinamica troppo elevata, che porta a instabilità o overshoot inaspettati sul feedback in posizione. Questo fa capire che c'è bisogno di eseguire delle prove ulteriori sul sistema reale per accertarsi delle effettive prestazioni del controllo. Il modello risulta essere comunque uno strumento utile nella maggior parte delle fasi di progettazione del controllo.

8 Definizione di un PID migliorato

Le limitazioni prestazionali del controllo osservate durante la validazione del modello vengono superate con la progettazione di un nuovo controllore PID.

8.1 Ramo di Anti Wind-up

A causa delle limitazioni in tensione imposte sulla EPU, spesso il segnale di comando viene tagliato in ampiezza quando l'errore tra set e feedback è alto oppure quando i guadagni del controllo sono troppo elevati. Questo si traduce in inaspettati overshoot e undershoot nello step response oppure in un errore a regime troppo elevato (Pedersen, 2013). Per aggirare il problema si aggiunge un Anti Windup, ovvero una tecnica di controllo che prevede un ramo di retroazione che valuta l'errore tra il segnale di comando filtrato e quello non filtrato e limita il contributo del ramo integrativo del controllo attraverso un guadagno fissato. In questo modo il segnale di comando viene diminuito quanto basta per rimanere al di sotto dei limiti imposti dall'hardware.

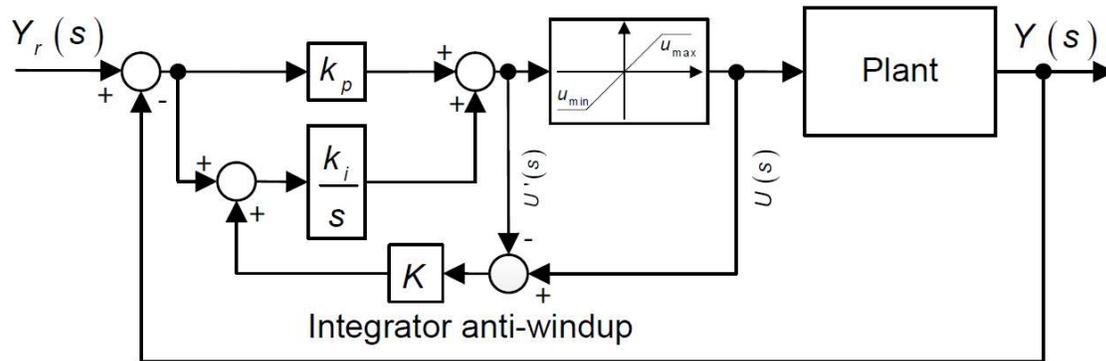


Figure 149. Modello di anti wind-up (Pedersen, 2013)

8.2 Taratura dei guadagni del controllo

I guadagni del nuovo controllo vengono tarati manualmente sul modello non lineare ricavato in precedenza. Viene tolto lo shunt di corrente dal circuito di armatura del motore per aumentare le prestazioni. La resistenza elettrica degli avvolgimenti modellata viene diminuita di 2,8 Ohm, corrispondenti alla resistenza dello shunt.

Il controllo deve rispondere ad alcuni requisiti prestazionali nei riguardi di un gradino di posizione, ottenuto tra il 20% e l'80% della corsa della valvola:

- L'errore tra set e feedback in posizione deve essere inferiore al 5% dell'ampiezza del gradino di set entro 100 ms;
- Il feedback non deve avere overshoot;
- L'errore a regime deve essere inferiore al 2% del gradino.

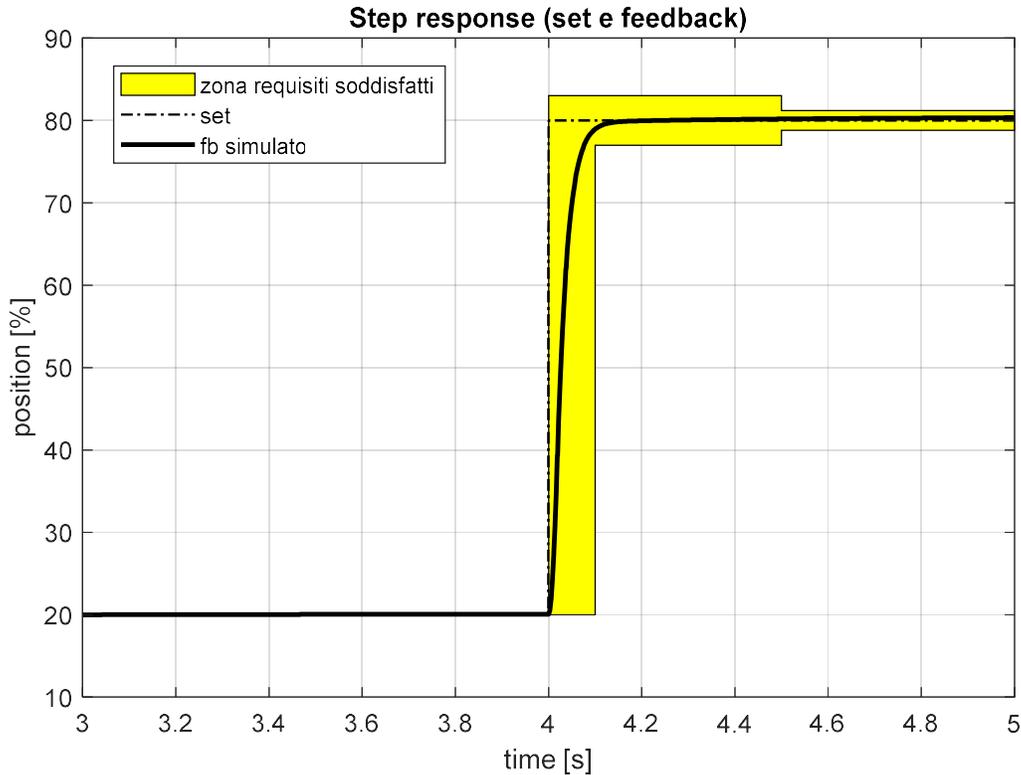


Figure 150. Step response per progettazione del controllo

Il tuning manuale prevede la modifica di un parametro alla volta tra i guadagni del PID. Ne segue una simulazione per verificare se la risposta del sistema rientra nelle specifiche prestazionali. Le simulazioni prevedono l'uso congiunto di script Matlab e modelli Simulink. Gli script Matlab permettono di elaborare i risultati della simulazione e stampare eventuali grafici, utili alla comprensione del comportamento del controllo. Sui modelli Simulink è implementato il controllo in retroazione della valvola a farfalla o ETC, compaiono quindi il Plant e il Controllore. I modelli sono definiti nel dominio di Laplace. Le simulazioni vengono eseguite con step temporale variabile per aumentare la velocità di esecuzione. Le analisi sperimentali prevedono invece uno step temporale fisso. La *zero cross detection* è abilitata nel modello non lineare per aumentare la precisione di simulazione a scapito di una minore velocità di esecuzione.

Tutti i guadagni trovati vengono validati con delle simulazioni prima di poter essere implementati sperimentalmente sulla valvola. Si evitano possibili errori che potrebbero danneggiare la valvola. Quindi si passa alle prove sperimentali, utili per osservare comportamenti inaspettati, come overshoot di posizione o instabilità a regime.

I risultati raggiunti dalla taratura sono riportati di seguito:

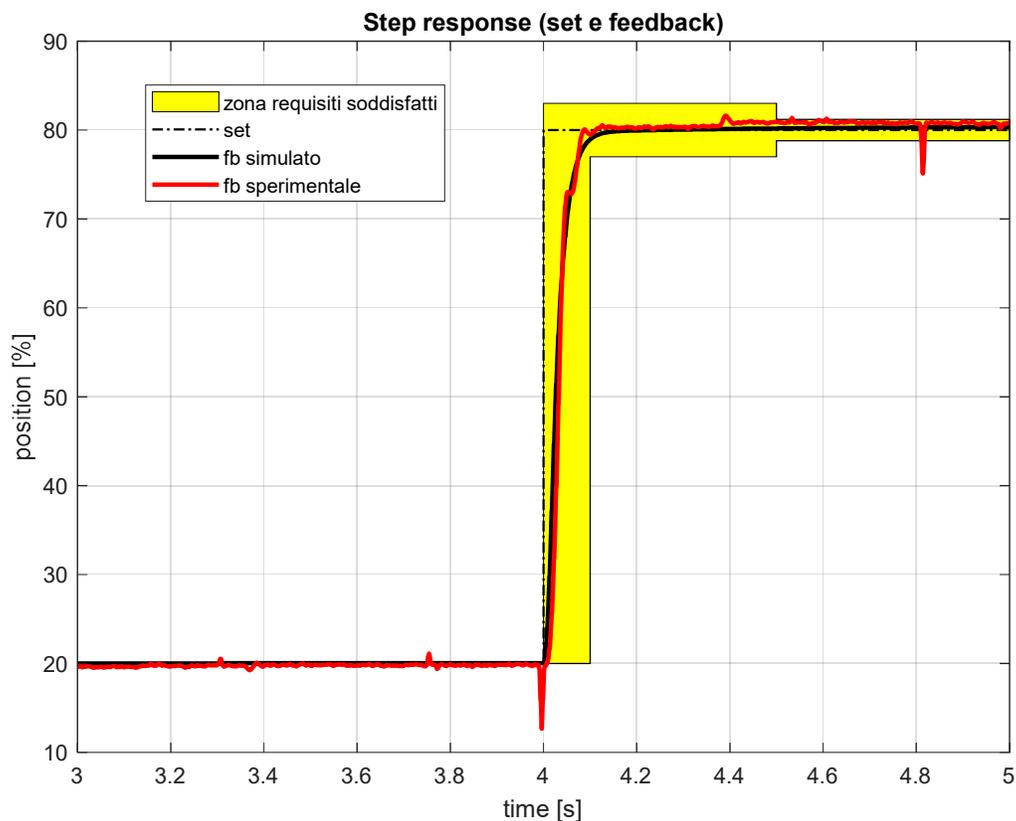


Figure 151. Step response 20%-80%

Si può osservare che il feedback simulato rispetta i requisiti prestazionali del controllo. Il feedback sperimentale si posiziona all'interno della zona gialla ma presenta delle piccole oscillazioni in fase di assestamento. Questo fa capire che il sistema reale è dinamicamente più forte del modello. I picchi visibili sul feedback sperimentale sono attribuibili a dei disturbi sul segnale acquisito con l'oscilloscopio; non rispecchiano il reale andamento della posizione del piattello della valvola.

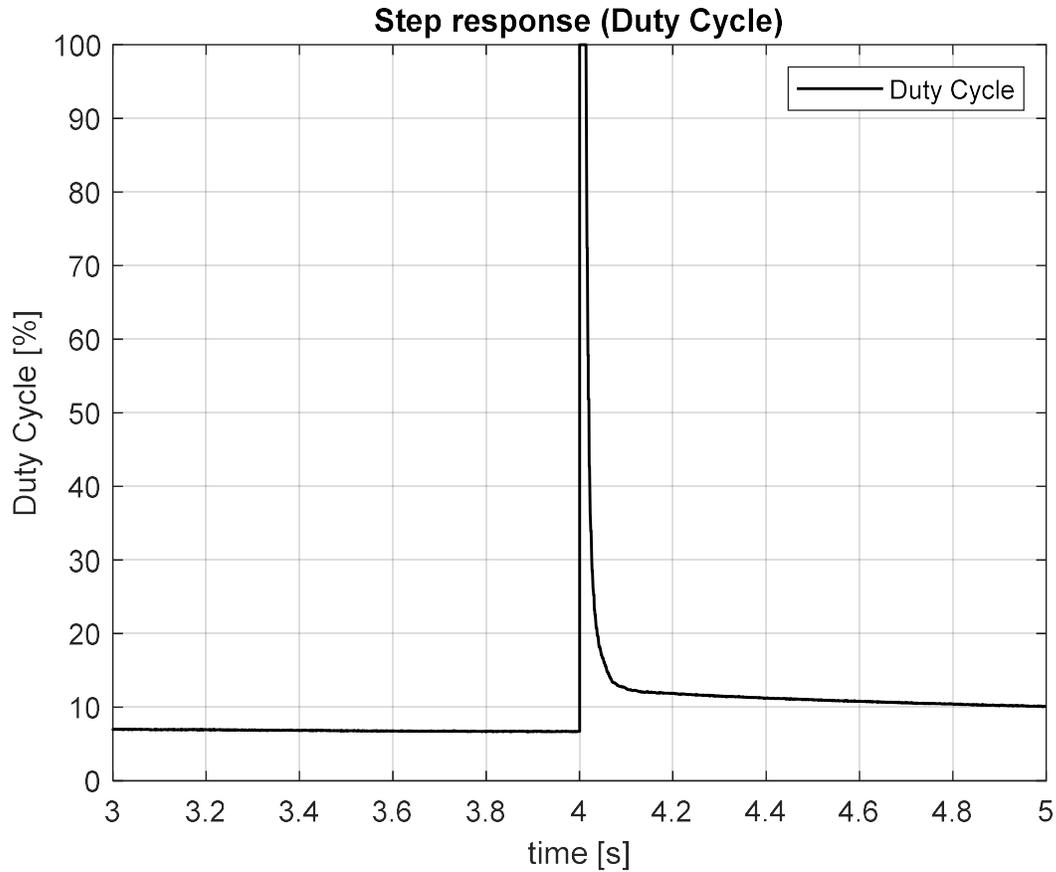


Figure 152. Grafico del duty cycle in uno step response

Dalla figura precedente è possibile osservare che il duty cycle simulato dal modello satura per un breve istante in prossimità dello step. Il controllo sta lavorando con le prestazioni massime. Grazie all'aiuto dell'anti wind-up sul ramo integrativo, il tempo in cui si ha saturazione è diminuito al massimo per evitare la formazione di overshoot di posizione.

La taratura ha portato ai seguenti guadagni:

$$K_p = 4,4$$

$$K_i = 3,3$$

$$K_d = 0,08$$

$$K_{anti\ wind-up} = 0,11$$

9 Validazione del controllo

In questa sezione si studia il comportamento del sistema con controllore PID migliorato.

9.1 Drive cycle response

Si analizza il drive cycle visto in precedenza per la validazione del modello e si osservano le differenze prestazionali tra il vecchio e il nuovo controllo. In questo caso si acquisisce il segnale del potenziometro con un oscilloscopio, molto più preciso rispetto all'acquisizione da parte della scheda di prototipazione. Questo è stato possibile dopo aver compreso meglio il funzionamento dell'oscilloscopio, avendo impostato delle particolari opzioni sul tempo di acquisizione e sul numero di campioni.

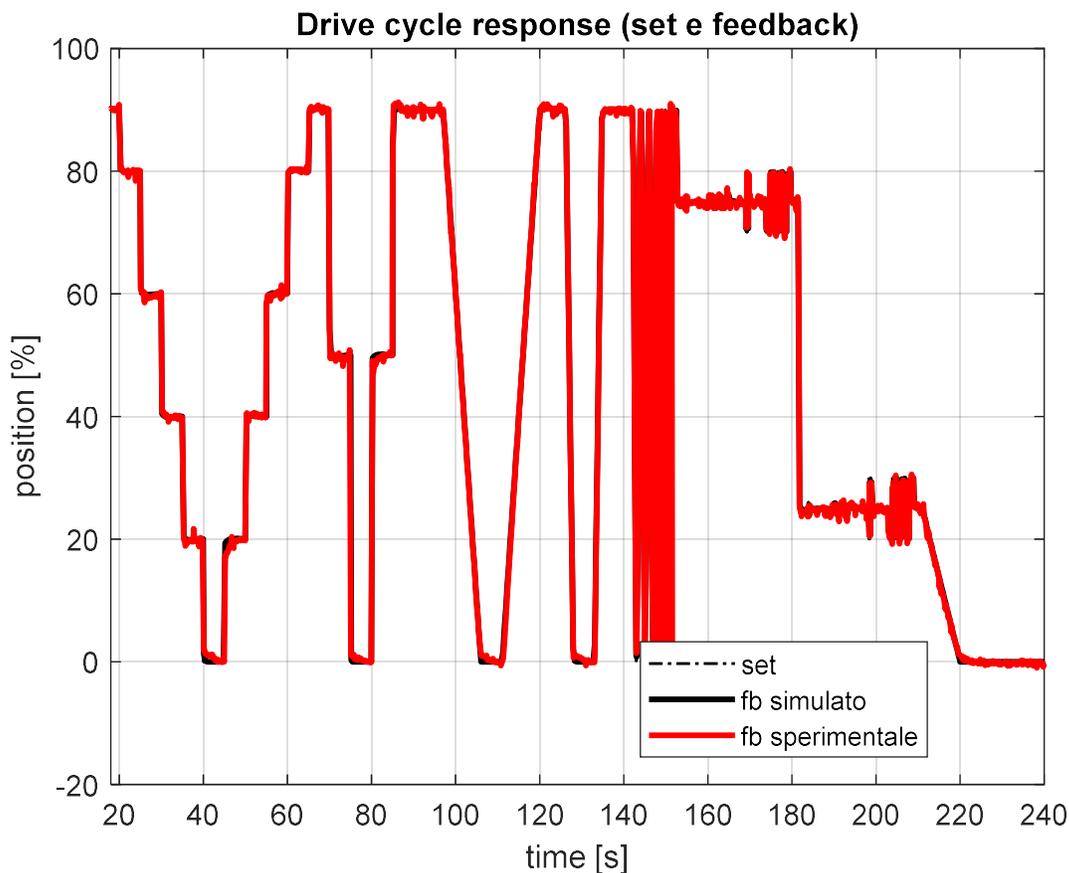


Figure 153. Drive cycle response per la validazione del controllo

Di seguito verranno mostrate alcuni particolari del drive cycle per affrontare singolarmente le tappe del set in posizione.

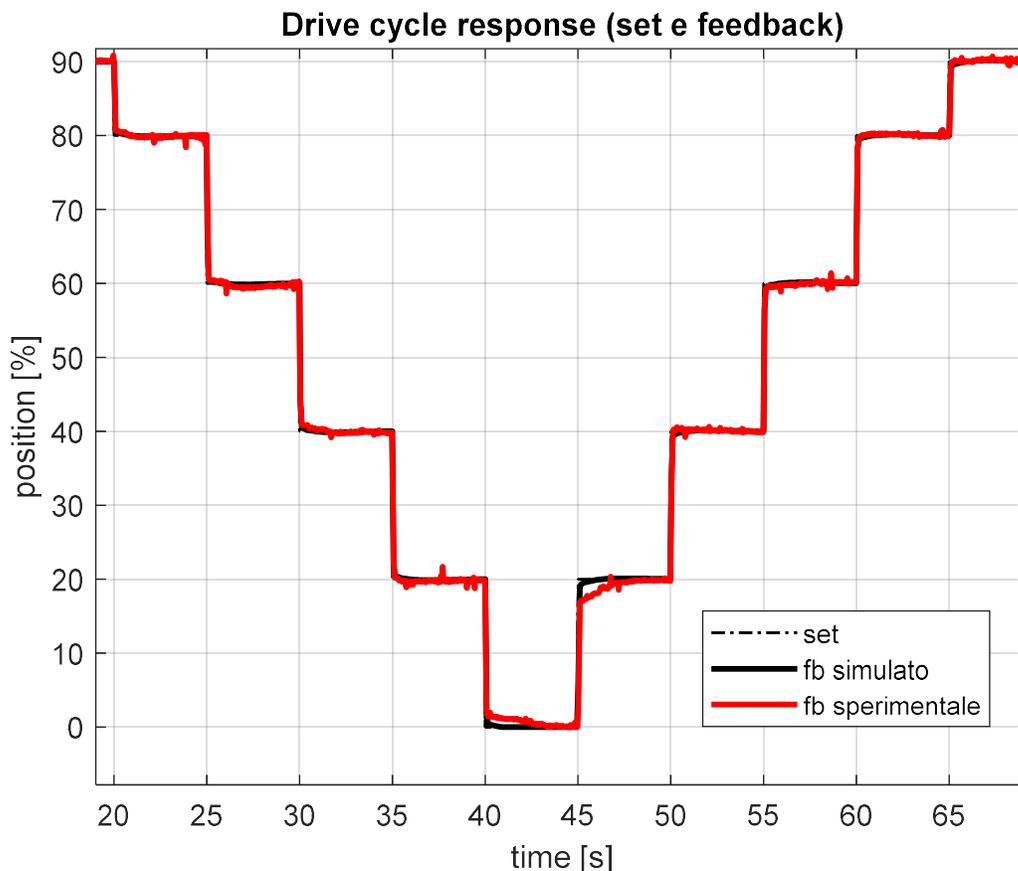


Figure 154. Drive cycle response – particolare sui gradini

Dal particolare sui gradini di posizione si evince che il feedback simulato segue perfettamente quello sperimentale. Si può osservare che il comportamento del modello risulta essere sempre lo stesso a parità di ampiezza del gradino, sperimentalmente invece la valvola si comporta ogni volta in maniera differente. Questo è dovuto all'effettiva casualità dell'attrito statico, il quale si presenta in ogni ripartenza con diversa intensità. Diversamente dalla risposta ottenuta con il vecchio controllore, qui le alte prestazioni del controllo permettono di vincere tempestivamente gli effetti dell'attrito statico e si riesce ad avere un comportamento migliore in fase di ripartenza. Il modello e il sistema reale rispondono bene ai gradini e si allineano al set, raggiungendo una condizione di regime nei 5 secondi successivi all'applicazione di ogni gradino. Questo fa capire che il controllo è ben progettato.

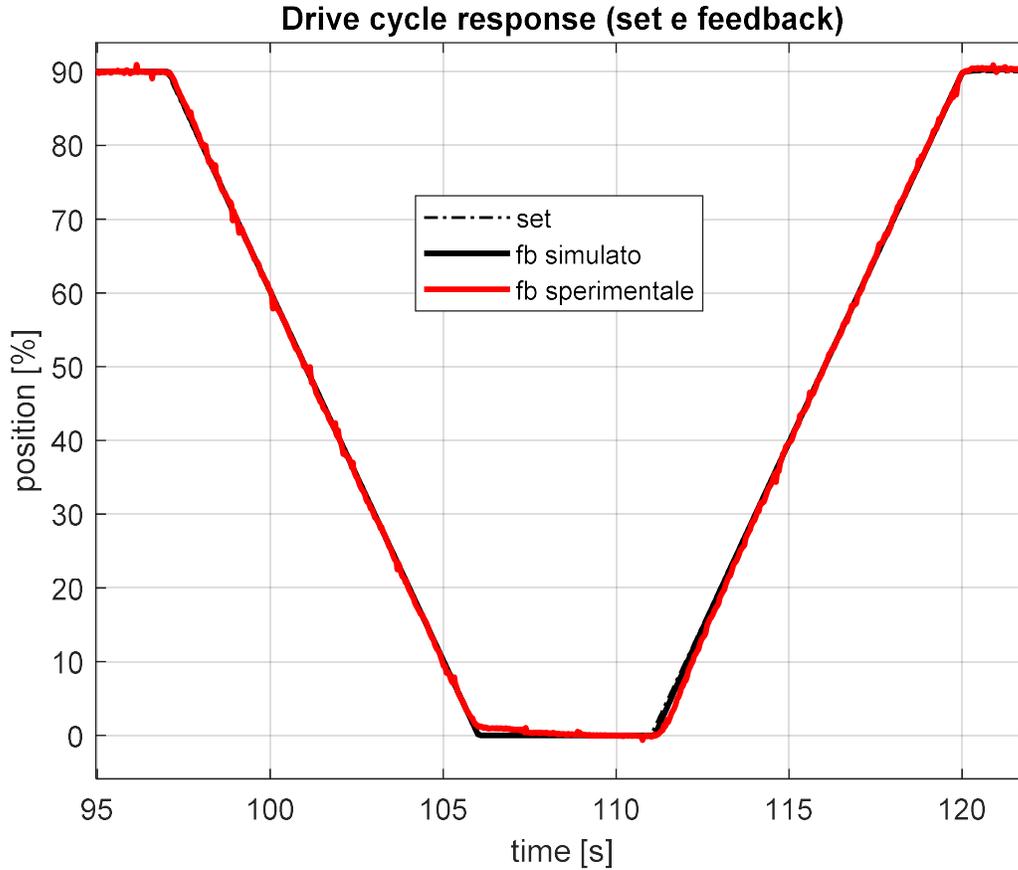


Figure 155. Drive cycle response – particolare sulle rampe

Dal grafico sulla risposta alla rampa è possibile osservare che il feedback simulato e quello sperimentale seguono la stessa pendenza; si allineano quasi istantaneamente al set di posizione con un minimo errore a regime. Si notano delle differenze in fase di ripartenza per via del fenomeno dello stick slip, che interessa le basse velocità. Questo è limitato ad alcuni istanti grazie alle alte prestazioni del controllo, diversamente da quanto visto in precedenza con il vecchio controllo.

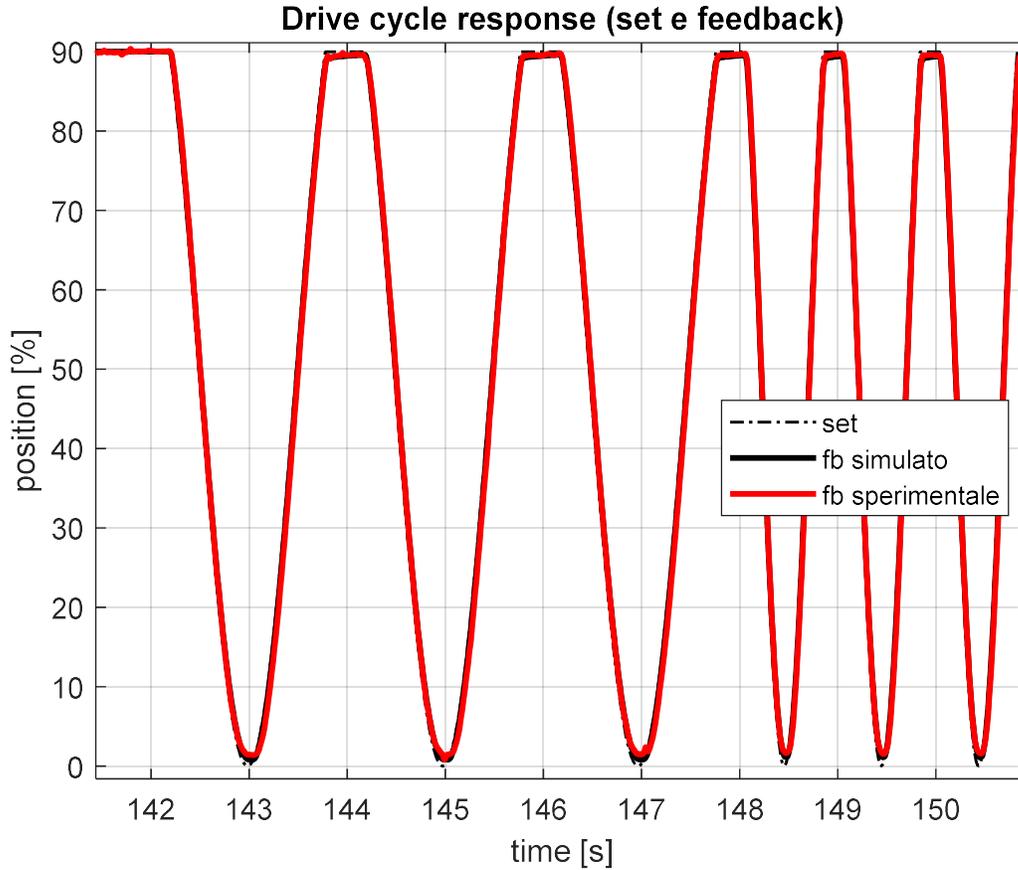


Figure 156. Drive cycle response – particolare sulle sinusoidi

Per quanto riguarda la risposta a delle sinusoidi, il feedback sperimentale e quello simulato raggiungono circa la stessa ampiezza. Una sinusoidale è meno suscettibile all'attrito statico, dal momento che presenta una forma più dolce rispetto a quella di un triangolo o di un gradino di posizione. L'attrito statico agisce durante i cambi di direzione ma i tratti a velocità nulla per una sinusoidale interessano un singolo punto, a differenza del gradino, e non sono accompagnati da una brusca variazione di velocità, come nel caso di un triangolo. A differenza del controllo precedente l'attenuazione e il ritardo di fase sono notevolmente diminuiti.

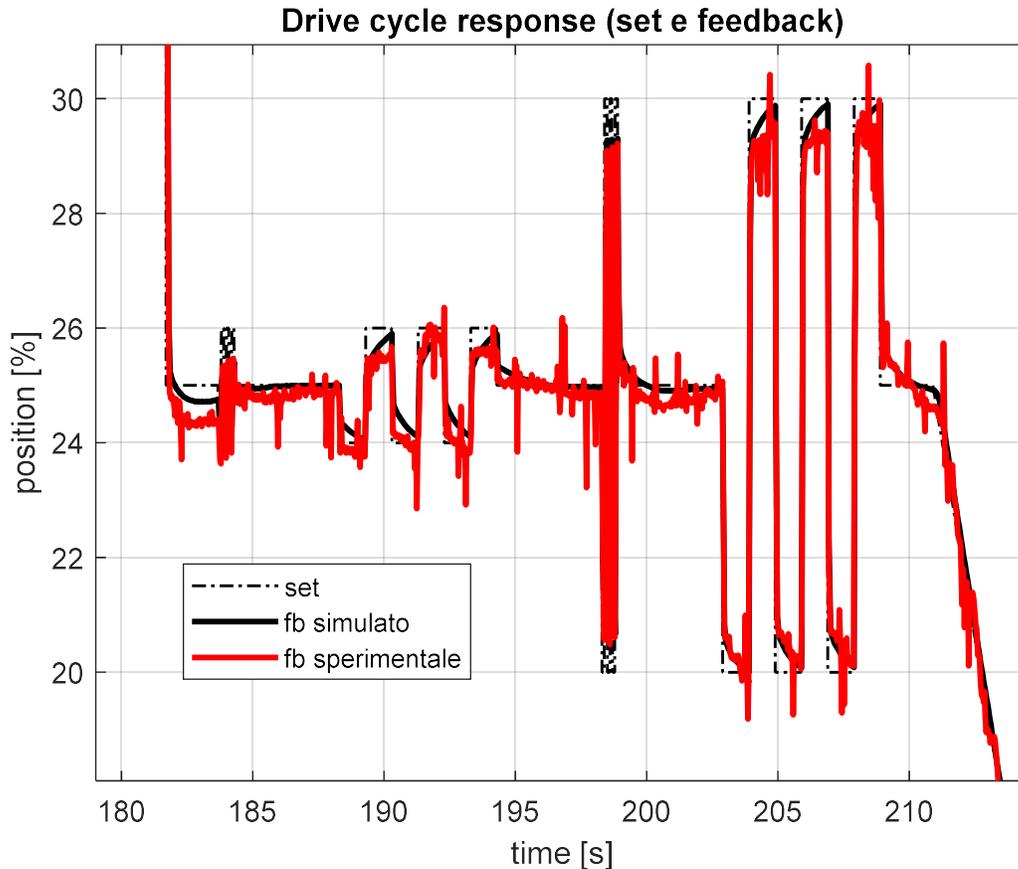


Figure 157. Drive cycle response – particolare sui disturbi in posizione

Infine, si analizza la risposta ad un disturbo sul set di posizione. Il feedback simulato sembra seguire meglio il set rispetto a quello sperimentale. Anche in questo caso, la casualità dell'attrito statico rendono più grandi le differenze tra i due comportamenti. In entrambi i casi, il controllo risulta essere molto sensibile anche a piccole variazioni sul set a differenza del controllo precedente. I picchi visibili sul feedback sperimentale sono attribuibili a dei disturbi sul segnale acquisito con l'oscilloscopio; non rispecchiano il reale andamento della posizione del piattello della valvola.

9.2 Sensitività e Rigidezza

Si effettuano delle analisi sulla sensitività o sulla rigidezza del sistema nei confronti di un disturbo in coppia esterno. In questo caso si agisce soltanto sul modello, in quanto non è possibile generare in modo sistematico un disturbo in coppia sul piattello della valvola. Si impone quindi un set di posizione al 50% della corsa massima e si inserisce un disturbo in coppia sull'equilibrio dinamico della valvola. La coppia presenta un andamento sinusoidale di cui si fanno variare ampiezza e frequenza, in modo da analizzarne gli effetti. Si studia il rapporto tra l'output in posizione e l'ingresso in coppia, cioè la sensitività del sistema. Il reciproco di tale rapporto rappresenta la rigidezza del sistema. Il modello risulta essere:

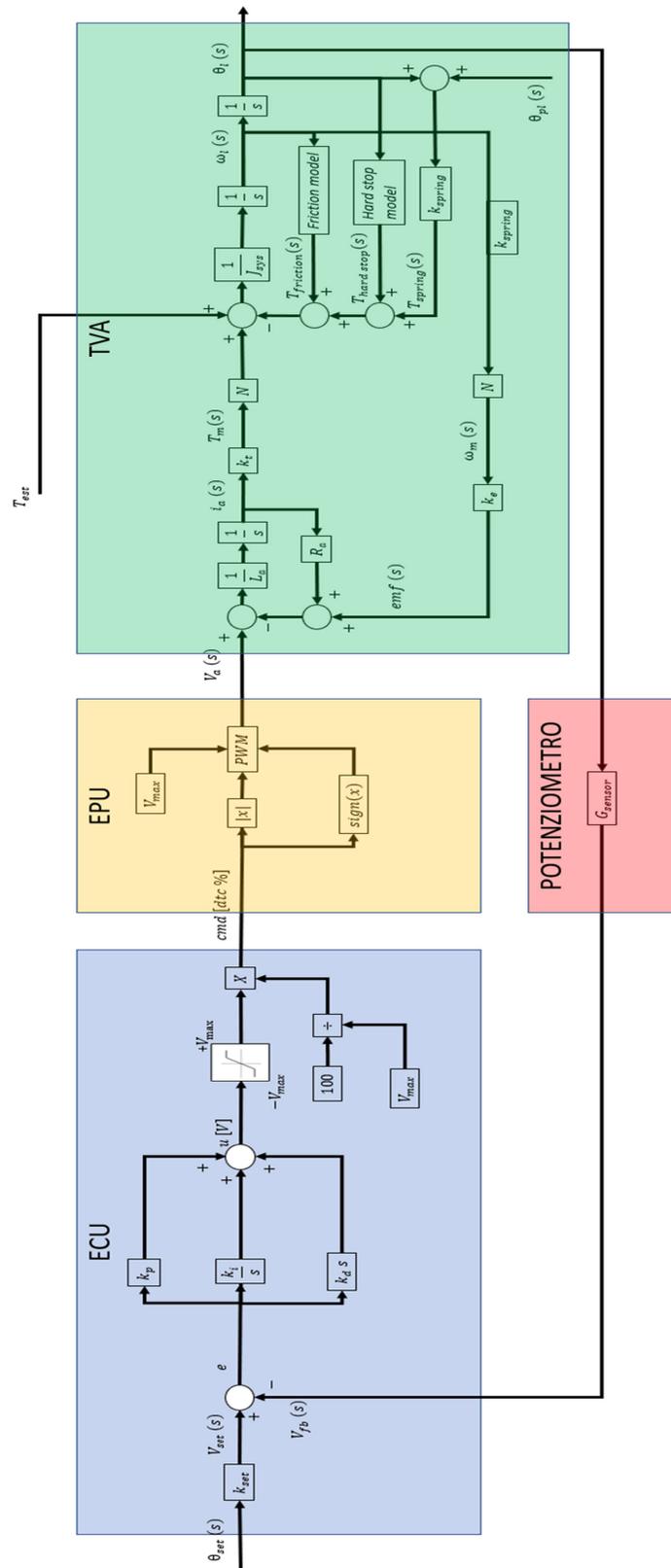


Figure 158. Diagramma a blocchi del modello di ETC completo con disturbo in coppia

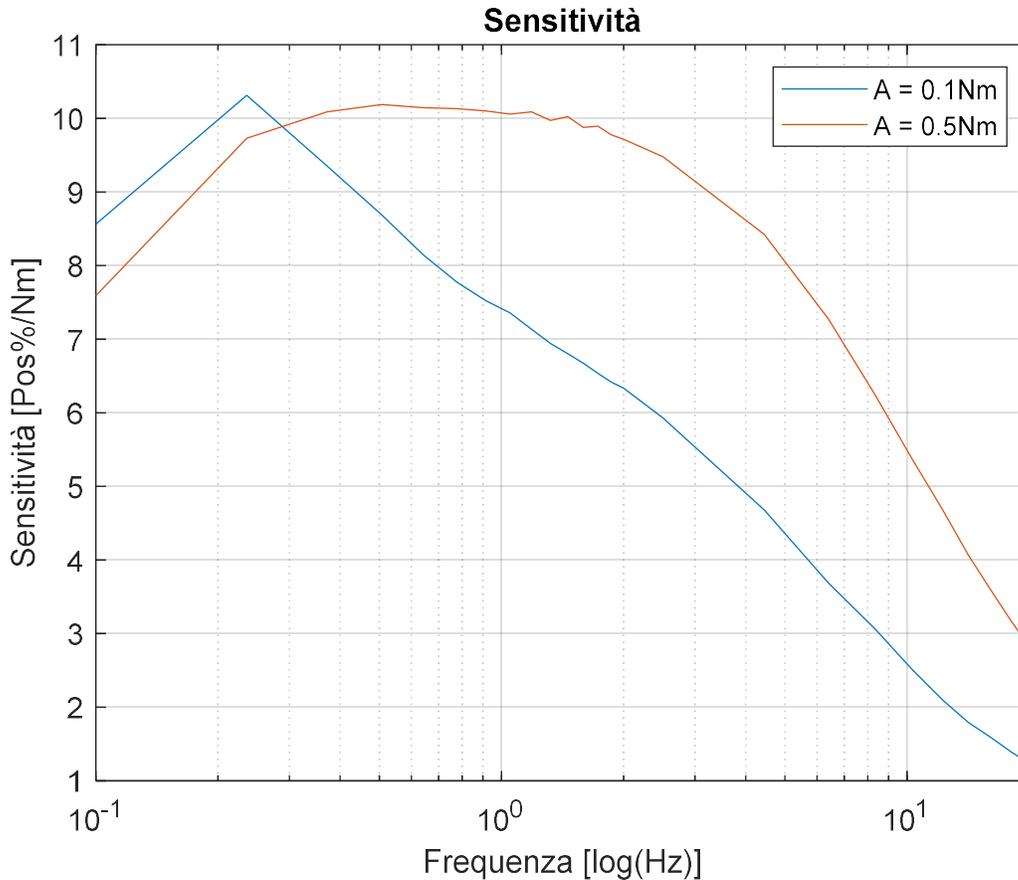


Figure 159. Diagramma di sensitività

Il grafico della sensitività rappresenta quanto la valvola si muove a fronte di un disturbo in coppia. Idealmente si vorrebbe che l'output rimanga in linea con il set di posizione. Nella realtà questo non avviene, il controllo non è in grado di vincere totalmente il disturbo ma riesce ad attenuarne gli effetti.

A basse frequenze il controllo riesce ad attenuare bene l'effetto del disturbo, la dinamica è abbastanza lenta da permettere al controllo di agire in modo adeguato. Idealmente si vorrebbe sensitività nulla per frequenze molto basse; a regime il sistema deve essere in grado di eliminare totalmente l'effetto del disturbo. All'aumentare della frequenza la sensitività raggiunge un picco; qui la dinamica risulta essere elevata per il controllo, che non riesce a mantenere come prima l'output di posizione vicino al set. A frequenze più elevate il controllo non è più in grado di agire in modo adeguato, ci si aspetta quindi che la sensitività aumenti; invece, si osserva una forte diminuzione, questo perché viene raggiunta la frequenza di taglio del sistema. Il sistema meccanico non riesce a seguire il disturbo poiché presenta una dinamica inferiore ad esso. La costante di tempo propria del sistema meccanico risulta essere maggiore di quella del segnale di disturbo. Aumentando ancora la frequenza, ci si aspetta che la sensitività vada a zero.

All'aumentare dell'ampiezza del disturbo, il picco di sensitività si sposta a frequenze più elevate. Un segnale di disturbo di ampiezza maggiore risulta essere maggiormente identificabile dal controllo a frequenze basse. Allo stesso modo, esso risulta più visibile dal sistema meccanico a frequenze più elevate.

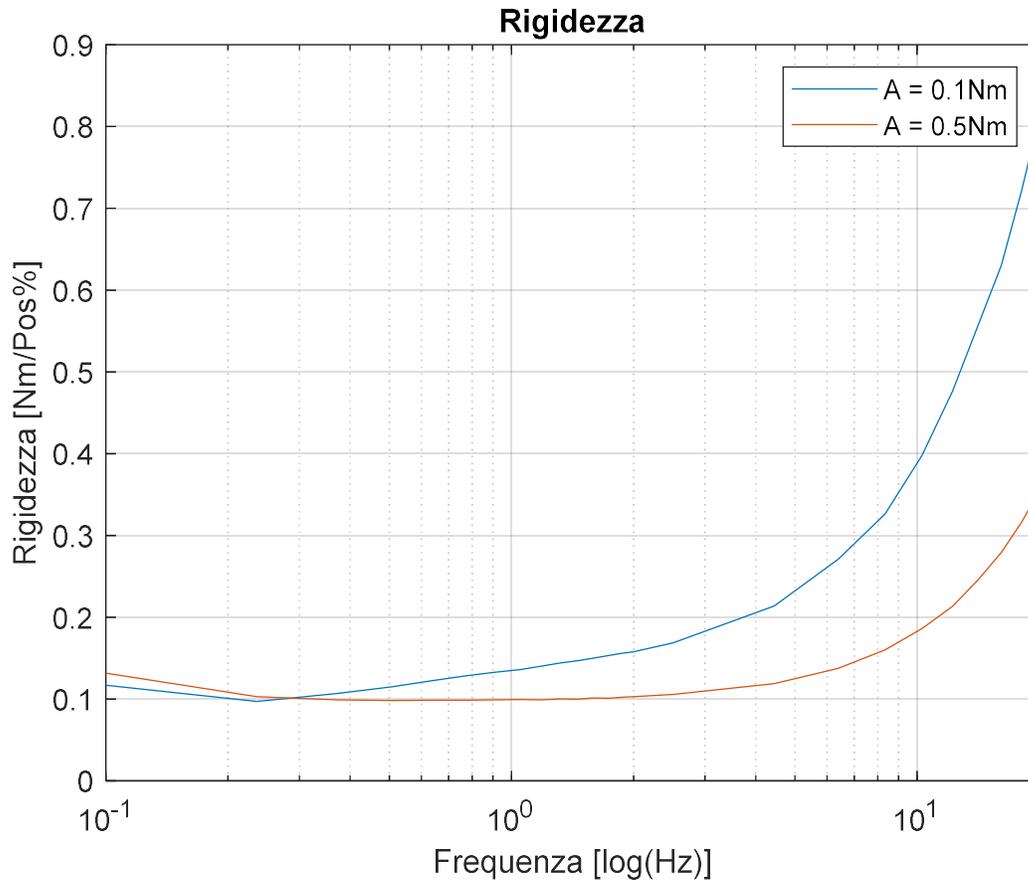


Figure 160. Diagramma di rigidità

Il grafico della rigidità è ottenuto dal reciproco di quello della sensibilità. Si possono effettuare le stesse considerazioni fatte in precedenza.

9.3 Indice di robustezza

Si effettuano delle analisi sulla robustezza del sistema nei confronti di una variazione dei parametri del modello rispetto alle condizioni nominali.

9.3.1 Test di robustezza attraverso l'analisi di Monte Carlo

La validazione della robustezza del controllo prevede l'utilizzo del modello lineare (lo stesso utilizzato durante la progettazione del controllo). Essa viene eseguita attraverso la variazione dei parametri di sistema all'interno di intervalli che ne simulano il degrado. Come sottolineato in precedenza, non è possibile associare a tale variazione dei parametri un fenomeno fisico ben preciso. L'analisi è svolta con l'intento di analizzare la capacità del controllo di funzionare all'interno dei requisiti anche dopo una variazione dei parametri di sistema (da qui il termine robustezza).

La validazione del modello lineare e la progettazione dei controlli sono necessarie per effettuare la prova di robustezza. I parametri nominali del modello lineare devono essere noti per poter generare la distribuzione secondo l'analisi di Monte Carlo (Pedersen, 2013).

9.3.1.1 Distribuzione dei parametri attraverso l'analisi di Monte Carlo

Per ogni parametro del modello lineare, la variazione attorno al valore nominale è definita attraverso una distribuzione normale, di cui viene definita la deviazione standard.

La definizione dei set di variazione prevede:

1. L'estrazione casuale della percentuale di variazione di un parametro rispetto al suo valore nominale all'interno di una distribuzione normale di cui si conosce la deviazione standard.
2. L'estrazione viene ripetuta fino a formare un insieme di n valori per ciascun parametro, valido per una deviazione standard precisa. Si avranno n set di parametri, generati casualmente. Tutti i parametri variano contemporaneamente.
3. La creazione degli insiemi viene ripetuta all'aumentare della deviazione standard, fino a quella imposta durante la creazione degli intervalli di variazione. In definitiva si avranno m insiemi formati da n set di parametri. Ad ogni insieme è associata una precisa deviazione standard, caratteristica della distribuzione da cui sono stati formati gli n set.

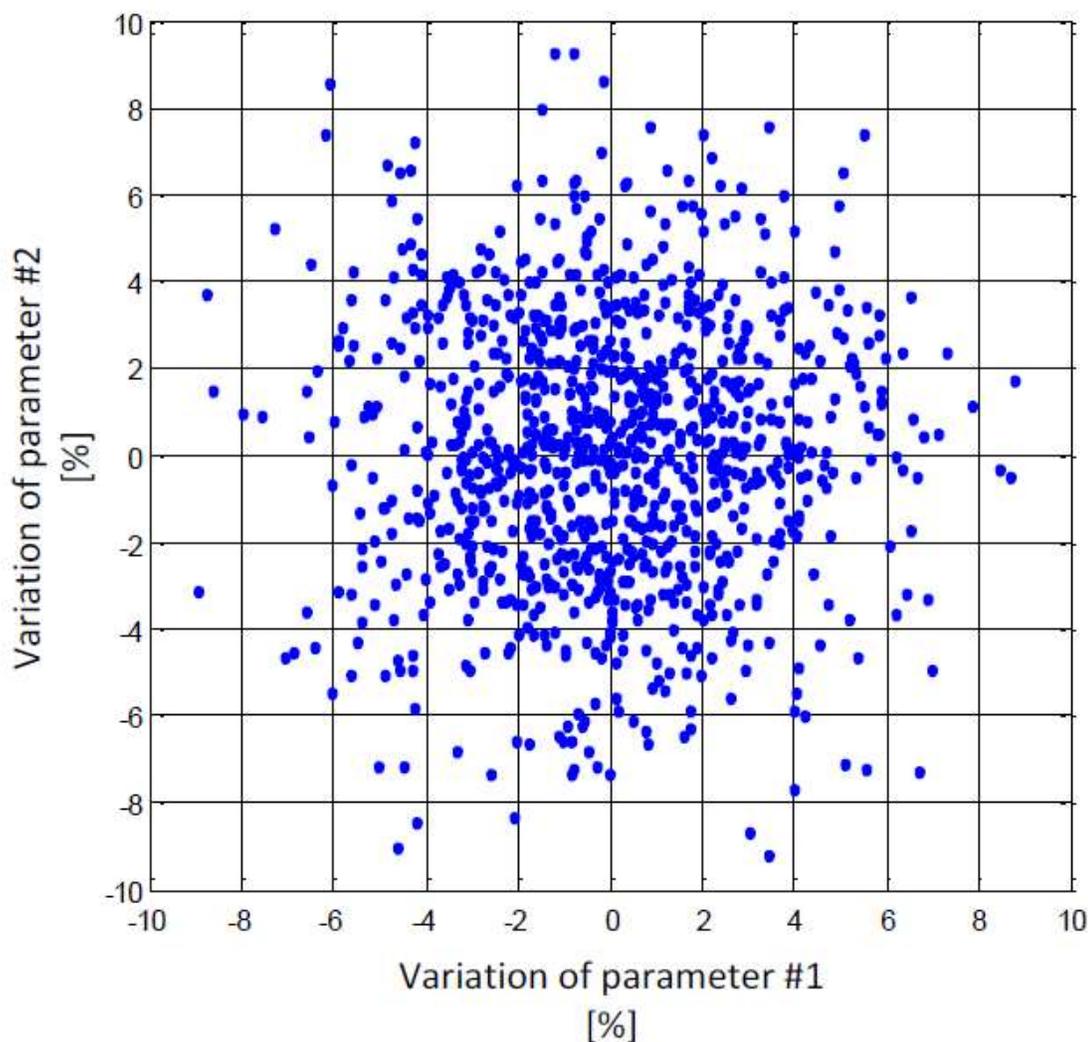


Figure 161. Esempio dell'analisi di Monte Carlo sulla variazione di due parametri (Pedersen, 2013)

9.3.1.2 Validazione della robustezza

Per ogni set di variazione, viene eseguita una risposta del sistema al gradino per valutare il comportamento dell'output rispetto ai requisiti del controllo. Se il test viene superato si passa al set di variazione successivo altrimenti si registra la deviazione standard raggiunta dalla simulazione e si studia un nuovo controllo.

Il controllo deve rispondere a dei requisiti prestazionali, più rilassati rispetto a quelli definiti in precedenza, nei riguardi di un gradino di posizione. Si porta inizialmente il piattello dal 100% di apertura all'80% in 1 secondo; successivamente si fa partire il gradino, ottenuto tra l'80% e il 20% di apertura della valvola:

1. L'errore tra set e feedback in posizione deve essere inferiore al 5% dell'ampiezza del gradino di set entro 150 ms;
2. Il feedback non deve avere overshoot;
3. L'errore a regime deve essere inferiore al 5% del gradino;
4. Il feedback nell'istante in cui parte il gradino deve rimanere vicino al set, mantenendo un errore inferiore al 5%.

Di seguito un grafico esplicativo della prova.

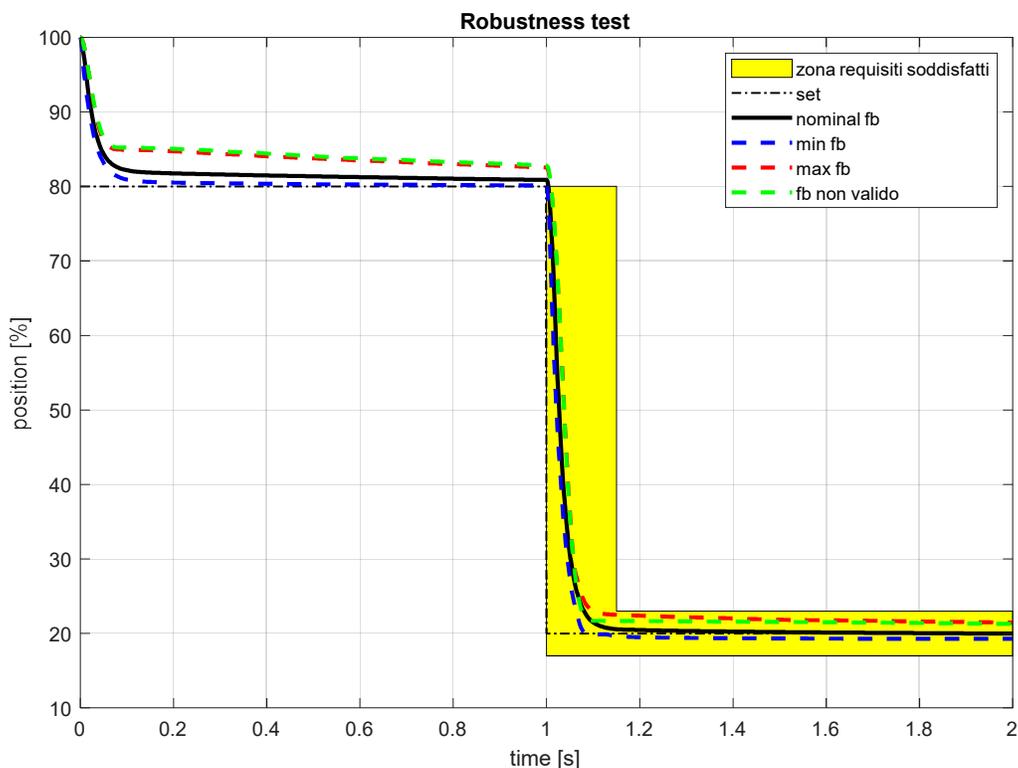


Figure 162. Step response per l'analisi della robustezza

La linea tratteggiata rappresenta il set da seguire. Il feedback nominale, ottenuto con i parametri del modello nominali, si trova ampiamente all'interno dei requisiti (zona gialla in figura). Si fanno variare i seguenti parametri del modello:

- Resistenza di armatura;
- Induttanza di armatura;
- Costante di coppia e velocità del motore;
- Inerzia del sistema;
- Coefficiente di attrito viscoso;
- Coppia di Coulomb;
- Coppia di attrito statico;
- Rigidezza della molla;
- Precarico della molla.

Si riferisce inizialmente l'analisi di Monte Carlo ad una deviazione standard di 1. Per tale deviazione standard si effettuano 1000 step response, ognuna caratterizzata da un set di parametri diverso. In questo modo si ha una valutazione omogenea della variazione dei parametri associata a tale deviazione standard. L'analisi continua aumentando la deviazione standard di un'unità fino al raggiungimento di un set di parametri che causa l'uscita del feedback dai requisiti prestazionali (linea verde tratteggiata in figura). In questo caso, il requisito non soddisfatto è il numero 4. In figura sono riportate anche una linea rossa tratteggiata, che rappresenta la massima escursione del feedback sopra al valore nominale, e una linea blu tratteggiata, cioè la massima escursione del feedback sotto al valore nominale.

9.3.1.3 Classificazione dei controlli in base alla robustezza

La classificazione dei controlli più robusti avviene in base alla deviazione standard caratteristica dei set di variazione dei parametri raggiunta durante le simulazioni. Maggiore è la deviazione standard raggiunta per un controllo, maggiore è la sua robustezza, questo perché esso riesce a operare nei requisiti per una variazione dei parametri maggiore.

La deviazione standard raggiunta dal controllore PID è 18, un valore molto elevato se confrontato con gli altri controlli valutati nella seconda parte del progetto. Questo fa capire che il controllore PID, oltre ad essere semplice da progettare, presenta un'elevata robustezza.

9.4 Spring fault test

Si effettua un'analisi sulla risposta del modello ad un possibile guasto del sistema. Attraverso la valutazione FMECA si è giunti alla conclusione che il componente più delicato è la molla. Di conseguenza si simula l'effetto della rottura della molla di richiamo.

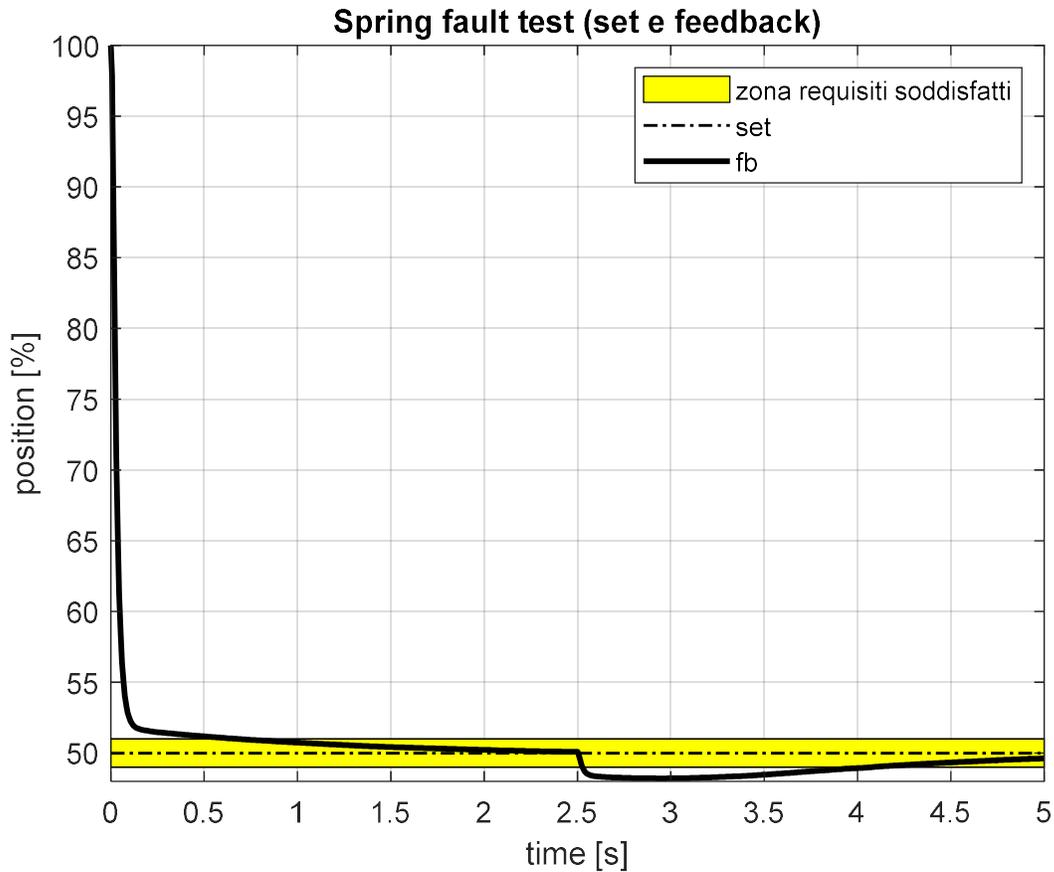


Figure 163. Spring fault test

Viene imposto un set di posizione al 50% di apertura e si permette al feedback di arrivare a regime. All'istante di 2,5 secondi viene eliminato il contributo di coppia dato dalla molla di richiamo e si osserva il comportamento del modello.

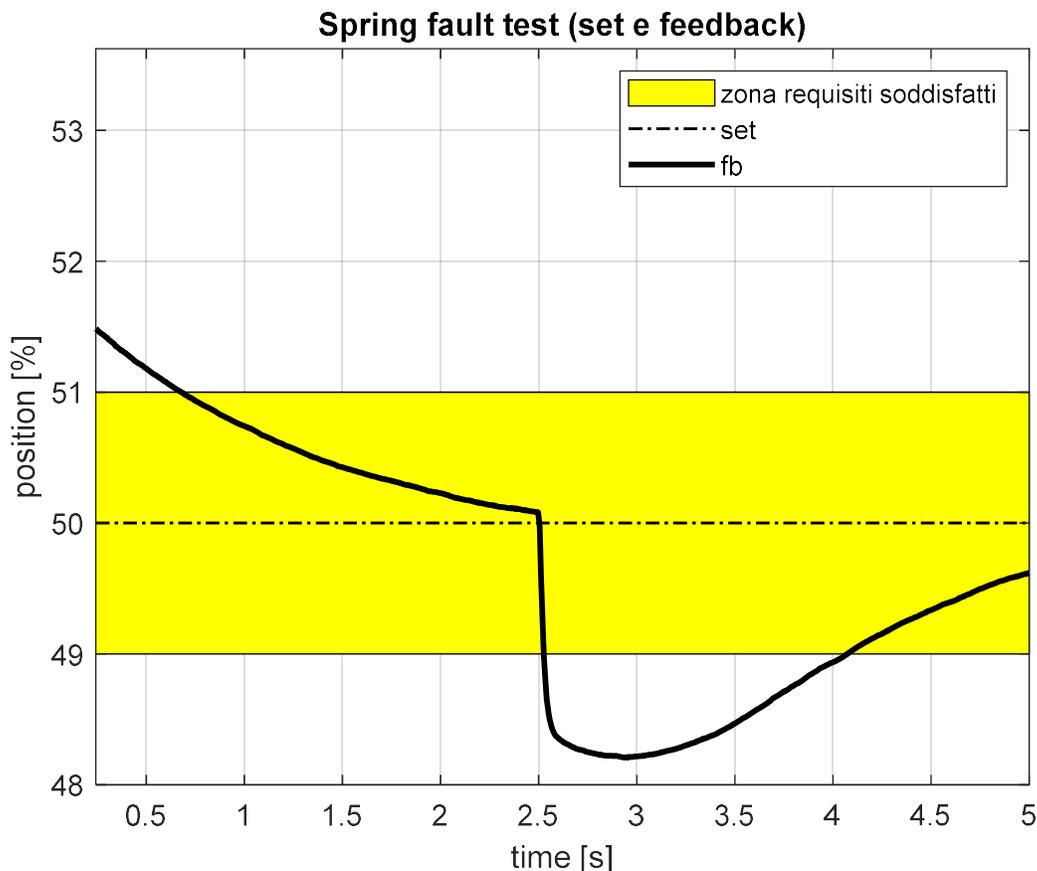


Figure 164. Spring fault test – particolare sull'istante del guasto

All'istante della rottura il piattello si chiude di circa 1,7% della corsa massima. La coppia del motore che manteneva fermo il piattello prima della rottura era uguale e opposta a quella esercitata dalla molla, agente in apertura. Nell'istante in cui la molla si rompe, scompare dall'equilibrio statico la coppia di riscontro meccanico; in questo modo, il piattello, mosso dalla coppia del motore, si chiude. Il controllo avverte con un certo ritardo che la posizione non corrisponde a quella fissata dal set e manda un duty cycle di segno opposto per ritornare alla posizione iniziale. Senza la molla di riscontro la condizione di regime viene raggiunta molto lentamente, questo perché il controllo è ottimizzato per operare in condizioni di molla funzionante.

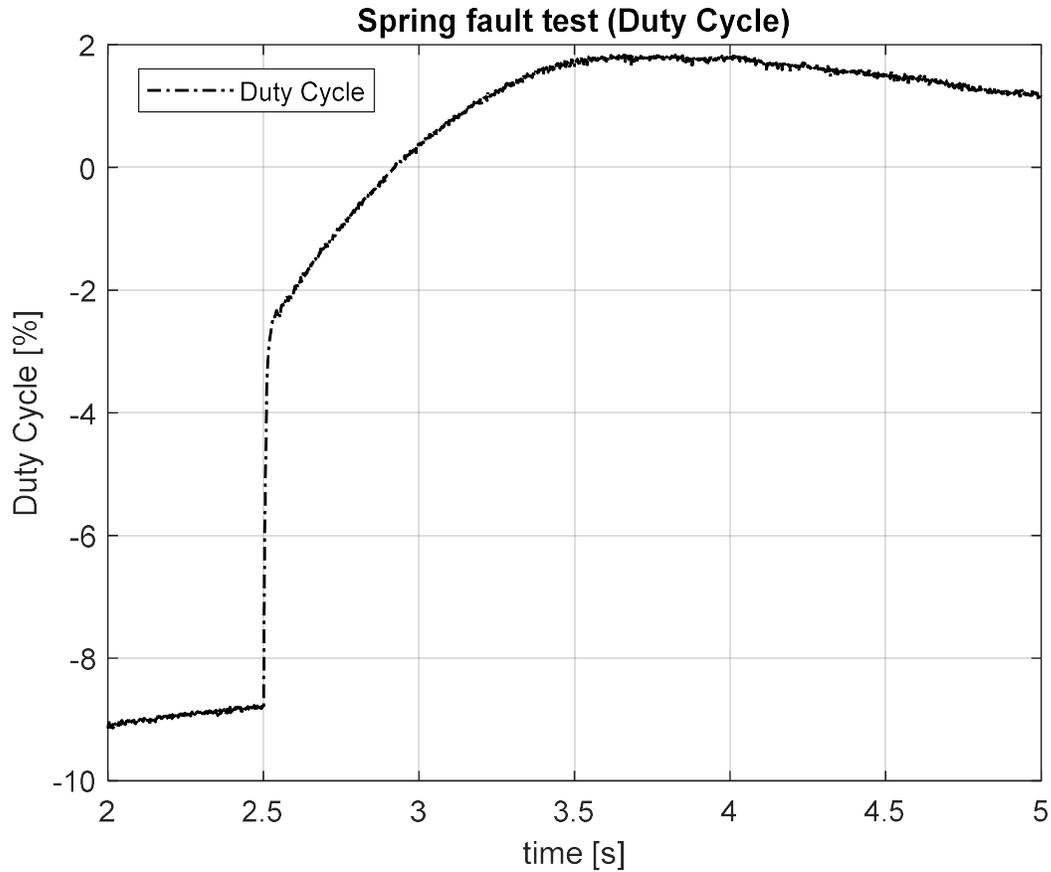


Figure 165. Grafico del duty cycle in prossimità dell'istante del guasto

Per quanto riguarda l'andamento del duty cycle, si può osservare un duty cycle negativo prima della rottura della molla, che si stabilisce a regime al valore di circa -9 %. Per duty cycle negativo corrisponde coppia del motore in chiusura. Al momento del guasto il duty cycle si porta quasi istantaneamente ad un valore positivo, grazie alla tempestiva risposta del controllo. Dopo la rottura, il duty cycle si stabilisce ad un valore molto vicino allo zero. Per duty cycle nullo corrisponde coppia nulla erogata dal motore; in queste condizioni il motore non deve più equilibrare la coppia in apertura della molla di riscontro. Si può osservare che non si raggiunge esattamente duty cycle zero in quanto l'attrito statico genera una zona di banda morta sul valore di coppia e quindi sulla posizione.

10 Conclusione

Nel lavoro di tesi svolto è stata studiata una valvola a farfalla, utilizzata in un motore diesel, con l'obiettivo di definirne un Digital Twin, ovvero un modello digitale quanto più fedele alla realtà. Il documento riporta la prima parte del progetto RAC (Robust Actuator Control), che ha come obiettivo la definizione di un controllo robusto per la valvola a farfalla.

Dopo aver definito il campo di utilizzo e le funzioni di una valvola a farfalla, si è passati alla descrizione dei componenti interni e al suo funzionamento.

In seguito, è stata eseguita la modellazione del sistema ETC (Electronic Throttle Control), ovvero il sistema di controllo di un TVA (Throttle Valve Actuator), composto essenzialmente da un controllore, da un attuatore, da una trasmissione meccanica, da una molla di riscontro, dal piattello della valvola e da un potenziometro per la misura della posizione. In fase di modellazione sono stati analizzati tutti i fenomeni fisici che caratterizzano il comportamento di una valvola a farfalla in opera. Tra questi, la casualità dell'attrito statico, il gioco di ritorno, l'effetto aerodinamico del piattello all'interno del flusso di aria e l'effetto della temperatura sui parametri di attrito e sul circuito di armatura sono stati esclusi dalla modellazione, perché difficili da studiare con il banco prova implementato in laboratorio. La modellazione porta inizialmente alla definizione di un modello lineare, poi ad uno non lineare più complesso ma più fedele alla realtà.

I modelli trovati sono stati implementati all'interno di MATLAB, in particolare in ambiente System Composer, per la stesura dei requisiti di sistema, in ambiente Simulink, per poter effettuare le dovute simulazioni, e in ambiente Simscape, per apprezzare meglio la relazione tra sistema fisico e modellazione matematica.

Il sistema ETC è stato analizzato con una FMEA, utile per studiare le modalità di guasto ma soprattutto per definire le azioni correttive che può attuare il controllo in opera per evitare di incorrere in tali guasti o per ridurne gli effetti, come può essere la rottura della molla di riscontro.

È stato descritto il setup sperimentale utilizzato per la caratterizzazione dei parametri del modello non lineare. Sono stati elencati, quindi, gli strumenti necessari e le connessioni elettriche tra le varie parti che compongono il banco prova. In seguito, sono state definite le prove utili alla caratterizzazione dei parametri. Il fitting è stato eseguito con l'ausilio di script Matlab e attraverso il tool Parameter Estimator di Simulink. Una volta trovati i parametri, è stata eseguita la validazione del modello.

Il controllore è stato migliorato per aumentare le prestazioni del sistema. È stata effettuata una validazione del controllo, affinché rispondesse a dei requisiti prestazionali ben precisi. Sono state valutate poi sensibilità, rigidità e robustezza del sistema. Infine, è stato valutato l'effetto della rottura della molla di riscontro sulla risposta del sistema, con particolare attenzione al comportamento del controllore.

Nella seconda parte del progetto verranno presentati i controlli più utilizzati per una valvola a farfalla e quelli in via di sviluppo. Lo scopo sarà quello di definire nuovi controlli - a partire dal modello di TVA analizzato in questa parte - e scegliere tra questi quello più robusto e performante. In parallelo, verranno analizzate le azioni correttive del controllo nei riguardi di alcuni guasti di sistema.

11 Bibliografia

- B. Ashok, S. D. (2017). *Trends and future perspectives of electronic throttle control system in a spark ignition engine*. Vellore: School of Mechanical Engineering (SMEC), VIT University.
- Fragassa, C. (2009). *Practical overview of tools and methods for reliability improvements in transport industry*. Bologna: University of Bologna.
- Hasan, M. S. (2009). *Effect of moist air on transonic internal flow around a plate*. Saga: Saga University.
- M. Kalin, A. (2017). *The dominant effect of temperature on the fatigue behaviour of polymer gears*. Ljubljana, Slovenia: Laboratory for Tribology and Interface Nanotechnology, Faculty of Mechanical Engineering, University of Ljubljana.
- Mattias Nordina, P.-O. G. (2002). *Controlling mechanical systems with backlash*. Sweden: Rolling Mills Department, ABB Process Industries.
- Musaab Ali mohammed Sidahmed, M. M. (2014). *Effect of plant parameter variation on feedback control loop (DC motor temperature effect model)*. Sudan: International Journal of Advance Research in Computer Science and Management Studies.
- my-cardictionary.com. (s.d.). Tratto da my-cardictionary.com: <https://www.my-cardictionary.com/electronics/throttle-valve.html#:~:text=Diesel%20engines%20generally%20do%20not,the%20ignition%20is%20switched%20off>.
- Pedersen, J. L. (2013). *Model Based and Robust Control Techniques for Internal Combustion Engine*. Denmark: University of Southern Denmark.
- Robert N. K. Loh, W. T. (2013). *Electronic Throttle Control System: Modeling, Identification and Model-Based Control Designs*. Rochester: Oakland University.
- SILVESTER, R. S. (1982). *TORQUE INDUCED BY A BUTTERFLY VALVE CARRYING A COMPRESSIBLE FLOW*. Cranfield, Bedford: BHRA Fluid Engineering.

12 Indice delle figure

Figure 1. Modello condotto con valvola a farfalla (Pedersen, 2013).....	6
Figure 2. Electromotive throttle actuators (my-cardictionary.com, s.d.).....	8
Figure 3. Electronic throttle actuators (my-cardictionary.com, s.d.)	9
Figure 4. Air management valves (my-cardictionary.com, s.d.).....	10
Figure 5. Air flap servomotors (my-cardictionary.com, s.d.)	11
Figure 6. Esploso di un corpo valvola (Fragassa, 2009).....	12
Figure 7. Grafico PWM	13
Figure 8. Corpo valvola e coperchio (B. Ashok, 2017)	14
Figure 9. Diagramma a blocchi di un ETC	17
Figure 10. Diagramma esplicativo di un controllore PID	17
Figure 11. Diagramma a blocchi di un controllore PID.....	18
Figure 12. Diagramma a blocchi di un controllore PID con uscita in duty cycle.....	19
Figure 13. Diagramma a blocchi di un controllore PID con uscita in tensione	19

Figure 14. Diagramma a blocchi di un driver PWM.....	20
Figure 15. Esploso di un motore DC.....	21
Figure 16. Modello di un circuito di armatura.....	21
Figure 17. Diagramma a blocchi del modello di motore DC.....	22
Figure 18. Schema semplificato di una valvola a farfalla. (Pedersen, 2013).....	23
Figure 19. Equilibrio dinamico lato motore.....	24
Figure 20. Equilibrio dinamico lato carico.....	24
Figure 21. Equilibrio dinamico di un sistema a due masse (Mattias Nordina, 2002).....	26
Figure 22. Diagramma a blocchi di un sistema a due masse (Mattias Nordina, 2002).....	26
Figure 23. Equilibrio dinamico di un sistema a due masse con backlash integrato (Mattias Nordina, 2002).....	27
Figure 24. Superfici rugose a contatto (matematicamente.it).....	29
Figure 25. Diagramma a blocchi del modello di attrito viscoso.....	30
Figure 26. Grafico del modello di attrito viscoso e Coulombiano.....	31
Figure 27. Diagramma a blocchi del modello di attrito viscoso e Coulombiano.....	32
Figure 28. Grafico del modello di attrito di Stribeck.....	33
Figure 29. Diagramma a blocchi del modello di attrito di Stribeck.....	34
Figure 30. Grafico del modello di attrito di Pedersen e Dodds.....	35
Figure 31. Diagramma a blocchi del modello di attrito di Pedersen e Dodds.....	36
Figure 32. Diagramma a blocchi del modello di hard stop.....	37
Figure 33. Regimi di flusso per rapporto di pressione subcritico (a – b) e critico (c – d) (SILVESTER, 1982).....	39
Figure 34. Geometria e distribuzione di pressione per il modello di torsione della valvola (SILVESTER, 1982).....	39
Figure 35. Distribuzione di pressione per flusso critico in quattro diverse posizioni della valvola (SILVESTER, 1982).....	42
Figure 36. Coefficiente di coppia per flusso critico (SILVESTER, 1982).....	43
Figure 37. Fenomeni secondari per piccole (a) e grandi (b) aperture (SILVESTER, 1982).....	44
Figure 38. Linee di flusso e distribuzioni di pressione per diverse configurazioni di un piattello a forma di lente (SILVESTER, 1982).....	46
Figure 39. Piattello di tipo A.....	48
Figure 40. Piattello di tipo B (SILVESTER, 1982).....	48
Figure 41. Coefficienti di coppia misurati. caso (a), orientamento in avanti (SILVESTER, 1982).....	49
Figure 42. Coefficienti di coppia misurati. caso (b), orientamento inverso (SILVESTER, 1982).....	50
Figure 43. Coefficienti di coppia al variare dell'angolo di apertura della valvola per i piatti A e B (SILVESTER, 1982).....	52
Figure 44. Effetto della temperatura e del numero di cicli sui denti di un ingranaggio (M. Kalin, 2017).....	57
Figure 45. Diagramma a blocchi del modello lineare di TVA.....	59
Figure 46. Diagramma a blocchi semplificato 1.....	59
Figure 47. Diagramma a blocchi semplificato 2.....	60
Figure 48. Diagramma a blocchi semplificato 3.....	60
Figure 49. Diagramma a blocchi semplificato 4.....	61
Figure 50. Diagramma a blocchi semplificato 5.....	61
Figure 51. Diagramma a blocchi semplificato 6.....	62
Figure 52. Diagramma a blocchi funzionale del terzo ordine.....	63
Figure 53. Diagramma a blocchi del modello non lineare di TVA.....	64

Figure 54. Diagramma a blocchi del modello lineare ridotto di TVA	65
Figure 55. Diagramma a blocchi funzionale del secondo ordine.....	67
Figure 56. Esempio requisiti per motore DC	69
Figure 57. Esempio requisiti per circuito di armatura	70
Figure 58. Esempio requisiti di coppia generata dal motore DC.....	71
Figure 59. Esempio requisiti di implementazione del modello di motore DC	71
Figure 60. Modello non lineare di ETC in System Composer.....	73
Figure 61. Modello non lineare di TVA in System Composer	73
Figure 62. Modello non lineare di ETC in Simulink	74
Figure 63. Modello non lineare di TVA in Simulink.....	74
Figure 64. Modello non lineare di TVA in Simscape	75
Figure 65. Modello motore DC e driver PWM in Simscape	75
Figure 66. Schema del setup	84
Figure 67. Setup sperimentale (lato A)	85
Figure 68. Setup sperimentale (lato B)	85
Figure 69. Scheda di prototipazione FRDM-K64F (da datasheet)	87
Figure 70. H-Bridge (da datasheet).....	88
Figure 71. Setup sperimentale (lato C)	89
Figure 72. Trasduttore di corrente (da datasheet)	90
Figure 73. Setup sperimentale senza shunt	93
Figure 74. Setup sperimentale con shunt	94
Figure 75. Schema banco prova per motore DC (da datasheet del torsionmetro)	96
Figure 76. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione della resistenza elettrica	98
Figure 77. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura	99
Figure 78. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione della costante di velocità del motore.....	100
Figure 79. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione dell'inerzia e del modello di attrito sul motore senza l'utilizzo di un torsionmetro	102
Figure 80. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione dell'inerzia e del modello di attrito sul motore con l'utilizzo di un torsionmetro.....	103
Figure 81. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 10%	104
Figure 82. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 20%	105
Figure 83. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al -25%	105
Figure 84. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 30%	106
Figure 85. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 40%	106
Figure 86. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 45%	107
Figure 87. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 50%	107
Figure 88. Prova di caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura con duty cycle al 60%	108

Figure 89. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione della resistenza e dell'induttanza di armatura	108
Figure 90. Fitting da prova 1	109
Figure 91. Fitting da prova 2	109
Figure 92 Fitting da prova 3	110
Figure 93. Fitting da prova 4	110
Figure 94. Fitting da prova 5	111
Figure 95. Fitting da prova 6	111
Figure 96. Fitting da prova 7	112
Figure 97. Fitting da prova 8	112
Figure 98. Validazione con prova a duty cycle -15%	114
Figure 99. Validazione con prova a duty cycle -15% (zoom 1)	115
Figure 100. Validazione con prova a duty cycle -15% (zoom 2)	115
Figure 101. Validazione con prova a duty cycle 35%	116
Figure 102. Validazione con prova a duty cycle 35% (zoom 1)	116
Figure 103. Validazione con prova a duty cycle 35% (zoom 2)	117
Figure 104. Barra applicazioni Simulink e icona Parameter Estimator	118
Figure 105. Interfaccia Parameter Estimator e sezione Experiments	119
Figure 106. Interfaccia Parameter Estimator e icona Select Experiments	120
Figure 107. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione della costante di velocità del motore... ..	120
Figure 108. Interfaccia Parameter Estimator e sezione Parameters	121
Figure 109. Finestra delle proprietà dei parametri	122
Figure 110. Interfaccia Parameter Estimator e sezione Results	123
Figure 111. Set 1 - Prova 2 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	124
Figure 112. Set 1 - Prova 3 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	124
Figure 113. Set 1 - Prova 4 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	125
Figure 114. Set 2 - Prova 1 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	126
Figure 115. Set 2 - Prova 3 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	126
Figure 116. Set 2 - Prova 4 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	127
Figure 117. Set 3 - Prova 1 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	128
Figure 118. Set 3 - Prova 2 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	128
Figure 119. Set 3 - Prova 4 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	129
Figure 120. Set 4 - Prova 1 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	130
Figure 121. Set 4 - Prova 2 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	130
Figure 122. Set 4 – Prova 3 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	131
Figure 123. Set 5 - Prova 1 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	132
Figure 124. Set 5 - Prova 2 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	132
Figure 125. Set 5 - Prova 3 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	133
Figure 126. Set 5 - Prova 4 per la caratterizzazione della costante di velocità del motore	133
Figure 127. Validazione con Prova 5	134
Figure 128. Grafico degli errori tra risultati sperimentali e simulati	134
Figure 129. Caratteristica del potenziometro tensione – posizione angolare	136
Figure 130. Caratteristica del potenziometro posizione angolare - tensione	136
Figure 131. Grafico posizione angolare – coppia motore per la prova di caratterizzazione dei parametri della molla	138
Figure 132. Prova di caratterizzazione dei parametri della molla	139
Figure 133. Caratteristica della molla coppia – posizione angolare per varie prove effettuate	140

Figure 134. Diagramma a blocchi per la caratterizzazione dei parametri del sistema.....	141
Figure 135. Validazione 1 per la caratterizzazione dei parametri di sistema	146
Figure 136. Grafico degli errori tra risultati sperimentali e simulati nella validazione 1	146
Figure 137. Validazione 2 per la caratterizzazione dei parametri di sistema	147
Figure 138. Grafico degli errori tra risultati sperimentali e simulati nella validazione 2	147
Figure 139. Diagramma a blocchi del modello di ETC	148
Figure 140. Diagramma a blocchi completo del modello di ETC	149
Figure 141. Step response 90°-20°	150
Figure 142. Drive cycle response.....	151
Figure 143. Drive cycle response – particolare sui gradini.....	152
Figure 144. Drive cycle response – particolare sulle rampe	153
Figure 145. Drive cycle response – particolare sulle sinusoidi.....	154
Figure 146. Drive cycle response – particolare sui disturbi in posizione	155
Figure 147. Diagramma di ampiezza	156
Figure 148. Diagramma di fase.....	156
Figure 149. Modello di anti wind-up (Pedersen, 2013)	158
Figure 150. Step response per progettazione del controllo	159
Figure 151. Step response 20%-80%	160
Figure 152. Grafico del duty cycle in uno step response	161
Figure 153. Drive cycle response per la validazione del controllo	162
Figure 154. Drive cycle response – particolare sui gradini.....	163
Figure 155. Drive cycle response – particolare sulle rampe	164
Figure 156. Drive cycle response – particolare sulle sinusoidi.....	165
Figure 157. Drive cycle response – particolare sui disturbi in posizione	166
Figure 158. Diagramma a blocchi del modello di ETC completo con disturbo in coppia.....	167
Figure 159. Diagramma di sensitività.....	168
Figure 160. Diagramma di rigidezza.....	169
Figure 161. Esempio dell’analisi di Monte Carlo sulla variazione di due parametri (Pedersen, 2013)	170
Figure 162. Step response per l’analisi della robustezza	171
Figure 163. Spring fault test.....	173
Figure 164. Spring fault test – particolare sull’istante del guasto.....	174
Figure 165. Grafico del duty cycle in prossimità dell’istante del guasto.....	175

RINGRAZIAMENTI

Sono grato alla mia famiglia, che mi ha supportato in ogni tappa del mio percorso universitario. Ai miei genitori va il merito di aver puntato sulle mie capacità e di avermi spinto a crescere come persona, donandomi quel pizzico di maturità in più. A mia sorella vorrei donare la mia esperienza ed essere per lei un modello di riferimento per permetterle di seguire la sua strada con meno intoppi.

Sono lieto di aver avuto accanto tanti amici che mi hanno permesso di vivere questa esperienza con più leggerezza. Evitando di fare liste inutilmente lunghe, vorrei ringraziarli tutti offrendo ad ognuno una birra. Devo a loro i miei sorrisi e le bellissime esperienze vissute in questi anni. Li ringrazio per aver assecondato le mie passioni ma soprattutto i miei difetti.

Un ringraziamento va al professor Massimo Sorli e ai tutor aziendali Simone Leonardo Rinaldi, Filippo Rigobon e Andrea Montalto, per avermi seguito e supportato in questo percorso di tesi.

Infine vorrei dedicare un saluto al mio caro nonno, perché mi ha dato la forza e la motivazione per andare avanti. Inconsapevolmente ha segnato il mio modo di essere.