



POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Meccanica *Meccatronica*

ESPERIENZA DI LABORATORIO N.1

Sensore di forza a 6 assi

A.A. 2019/2020

Docente:

Prof. Massimo Sorli

Autori:

Luca Pirini Casadei 264939

Gianmarco Santoro 265999

Indice

Indice	1
1. Obiettivo dell'esercitazione	1
2. Setup sperimentale	2
2.1. Descrizione generale del sistema.....	2
2.2. Condizionatore.....	3
3. Analisi sperimentale.....	4
3.1. Esecuzione delle prove e descrizione dei dati acquisiti	4
3.2. Analisi dei dati sperimentali.....	6
4. Modello teorico.....	10
4.1. Modello senza smorzamento.....	10
4.1.1. Processo di Fitting – modello senza smorzamento.....	11
4.2. Modello con smorzamento.....	15
5. Conclusioni	18

Indice delle figure

Figura 2.1 – Architettura del sensore di forza a 6 assi	2
Figura 3.1 – Disposizione del sistema sensore-massa oscillante durante la prova	4
Figura 3.2 – Forze dei sei sensori misurate nel tempo [$f=100\text{Hz}$]	6
Figura 3.3 – Forze e momenti generalizzati in funzione del tempo, $f_{camp} = 2,4 \text{ Hz}, b_1$	7
Figura 3.4 – Forze e momenti generalizzati in funzione del tempo, $f_{camp} = 5 \text{ Hz}, b_1$	7
Figura 3.5 – Forze e momenti generalizzati in funzione del tempo, $f_{camp} = 50 \text{ Hz}, b_1$	8
Figura 3.6 – Forze e momenti generalizzati in funzione del tempo, $f_{camp} = 100 \text{ Hz}, b_1$	8
Figura 3.7 – Forze e momenti generalizzati in funzione del tempo, $f_{camp} = 100 \text{ Hz}, b_2$	9
Figura 4.1 – Diagramma di corpo libero per la massa oscillante.....	10
Figura 4.2 – Sistema di forze equivalenti sul sensore	11
Figura 4.3 – Fitting ottimale per la forza F_y [$f=5\text{Hz}$, $h=b_1$]	12
Figura 4.4 – Fitting ottimale per il momento M_x [$f=5\text{Hz}$, $h=b_1$]	13
Figura 4.5 – Fitting ottimale per la forza F_y [$f=50\text{Hz}$, $h=b_1$]	13
Figura 4.6 – Fitting ottimale per il momento M_x [$f=50\text{Hz}$, $h=b_1$]	13
Figura 4.7 – Fitting ottimale per la forza F_y [$f=100\text{Hz}$, $h=b_1$]	14
Figura 4.8 – Fitting ottimale per il momento M_x [$f=100\text{Hz}$, $h=b_1$]	14
Figura 4.9 – Fitting ottimale per la forza F_y , modello con smorzamento [$f=5\text{Hz}$, $h=b_1$]	15
Figura 4.10 – Fitting ottimale per il momento M_x , modello con smorzamento [$f=5\text{Hz}$, $h=b_1$]	16
Figura 4.11 – Fitting ottimale per la forza F_y , modello con smorzamento [$f=50\text{Hz}$, $h=b_1$]	16
Figura 4.12 – Fitting ottimale per il momento M_x , modello con smorzamento [$f=50\text{Hz}$, $h=b_1$]	16
Figura 4.13 – Fitting ottimale per la forza F_y , modello con smorzamento [$f=100\text{Hz}$, $h=b_1$]	17
Figura 4.14 – Fitting ottimale per il momento M_x , modello con smorzamento [$f=100\text{Hz}$, $h=b_1$]	17

Indice delle tabelle

Laboratorio N.1 – Sensore di forza a 6 assi

Tabella 2.1 – Parametri geometrici caratteristici del sensore.....	3
Tabella 2.2 – Caratteristiche principali del sensore	3
Tabella 3.1 – Valori massa, braccio, rigidezza molla e spostamento iniziale	4
Tabella 4.1 – Valori parametri teorici [modello senza smorzamento]	14
Tabella 4.2 – Valori parametri teorici [modello con smorzamento]	17
Tabella 5.1 – Valori parametri teorici [modello senza smorzamento]	18
Tabella 5.2 – Valori parametri teorici [modello con smorzamento]	19

1. Obiettivo dell'esercitazione

L'esercitazione si propone di sperimentare e modellare un sensore di forza e momento generalizzato su 6 assi di misura.

La sperimentazione prevede un'attività di laboratorio in cui viene provato il sensore e ne vengono valutate le caratteristiche costruttive, gli elementi costituenti la catena di misura e di acquisizione, le prestazioni statiche e le modalità di prova. Vengono inoltre acquisiti i dati relativi alle prove condotte, evidenziando i parametri di settaggio dell'acquisizione dati e gli effetti conseguenti al variare della frequenza di campionamento del segnale.

La parte successiva, svolta in laboratorio informatico, prevede la definizione del modello numerico del sensore e la simulazione del suo funzionamento in condizioni simili a quelle di prova testate precedentemente in laboratorio.

L'obiettivo finale dell'applicazione è la completa comprensione del dispositivo di misura a sei assi, in particolare sulla base del confronto fra i dati sperimentali acquisiti e i dati numerici ottenuti con il modello sviluppato.

Nel testo che segue viene fornita dapprima la descrizione della struttura del sensore. Essa consente, tramite l'assemblaggio di sei sensori monoassiali, di giungere alla misura delle componenti del vettore di forze generalizzate, costituito da tre componenti di forza e tre componenti di momento, applicato all'estremità del sensore a sei assi.

In una seconda parte sono proposti i risultati ottenuti in due tipi diversi di sperimentazioni dinamiche del sensore e vengono confrontate le forze misurate e quelle calcolate dal modello teorico. All'estremità del sensore è appesa una massa, collegata tramite una molla, che viene fatta oscillare spostandola dalla sua condizione di equilibrio statico e lasciandola oscillare liberamente. Durante la prova il sensore misura quindi le forze trasmesse dalla molla sul suo punto di vincolo.

Durante la prova il sensore misura le sollecitazioni sul punto di vincolo prodotte dall'oscillazione libera del pendolo.

2. Setup sperimentale

2.1. Descrizione generale del sistema

Il sensore oggetto della presente esercitazione è un sensore di forze e coppie a sei assi. Le forze e momenti applicati possono essere espressi in un sistema di riferimento spaziale a tre assi ortogonali, secondo tre componenti di forza e tre componenti di momento. Da qui deriva il significato del termine “sei assi di misura”. Il sensore è quindi un trasduttore atto a misurare forze e momenti ad esso applicati, comunque orientati nello spazio.

Il sensore è del tipo dinamometri assemblati, nella quale un certo numero di sensori di forza, in questo caso sei, vengono opportunamente collegati fra loro in modo da realizzare un'unica struttura, di geometria pressoché indeformabile o invariabile.

La struttura del sensore in oggetto è simile a quella della piattaforma di Stewart: essa è equivalente ad una struttura reticolare realizzata collegando due piattaforme circolari con sei trasduttori di forza monoassiali bidirezionali, trazione e compressione, come si vede nella *figura 2.1*.

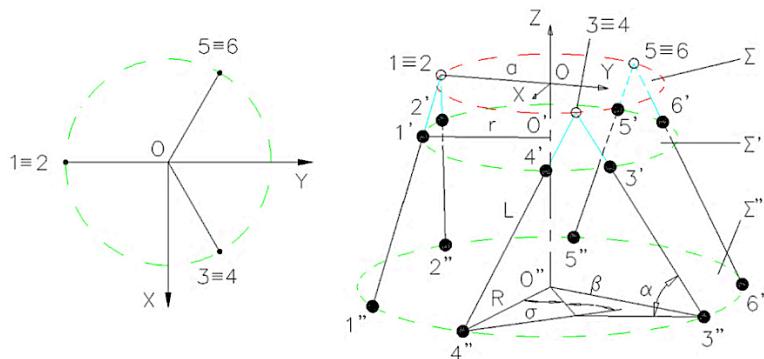


Figura 2.1 – Architettura del sensore di forza a 6 assi

I trasduttori di forza, rappresentati dai segmenti $\overline{1'1''}$, $\overline{2'2''}$, $\overline{3'3''}$, $\overline{4'4''}$, $\overline{5'5''}$, $\overline{6'6''}$, sono indipendentemente collegati alle due piattaforme mediante giunti sferici a basso attrito, per trasmettere solamente la forza assiale, aventi centri in $1'$, $2'$, $3'$, $4'$, $5'$, $6'$ e $1''$, $2''$, $3''$, $4''$, $5''$, $6''$, rispettivamente sul piano Σ' , solidale alla piattaforma superiore, e Σ'' , solidale alla piattaforma inferiore.

Si indicano con F_x , F_y , F_z e M_x , M_y , M_z rispettivamente le componenti di forza e di momento esterne applicate al sensore, espresse nel sistema di riferimento XYZ, con F_1 , F_2 , F_3 , F_4 , F_5 , F_6 le forze trasmesse dai trasduttori di forza lungo il loro asse e da essi misurate.

Traslando le forze $F_1, F_2, F_3, F_4, F_5, F_6$ lungo le loro direzioni di azione, applicandole nei punti di intersezione degli assi dei trasduttori $1 \equiv 2, 3 \equiv 4, 5 \equiv 6$ ed ivi componendole lungo tre direzioni¹ si ottiene il sistema equivalente di forze e momenti agenti sulla piattaforma superiore.

La legge di trasformazione che lega le forze dirette lungo gli assi dei sei traduttori di forza alle tre componenti nel sistema generalizzato è definita dalla matrice in seguito.

¹ Radiale ρ , tangenziale τ e normale κ

Laboratorio N.1 – Sensore di forza a 6 assi

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \\ M_x \\ M_y \\ M_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -n & n & -\frac{\sqrt{3}}{2}m + \frac{1}{2}n & -\frac{\sqrt{3}}{2}m - \frac{1}{2}n & \frac{\sqrt{3}}{2}m + \frac{1}{2}n & \frac{\sqrt{3}}{2}m - \frac{1}{2}n \\ m & m & -\frac{1}{2}m - \frac{\sqrt{3}}{2}n & -\frac{1}{2}m + \frac{\sqrt{3}}{2}n & -\frac{1}{2}m + \frac{\sqrt{3}}{2}n & -\frac{1}{2}m - \frac{\sqrt{3}}{2}n \\ q & q & q & q & q & q \\ -qa & -qa & \frac{1}{2}qa & \frac{1}{2}qa & \frac{1}{2}qa & \frac{1}{2}qa \\ 0 & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2}qa & -\frac{\sqrt{3}}{2}qa & \frac{\sqrt{3}}{2}qa & \frac{\sqrt{3}}{2}qa \\ -na & na & -na & na & -na & na \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ F_4 \\ F_5 \\ F_6 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Dove con m, n, q si indicano rispettivamente:

$$m = \cos\alpha \cos\beta \quad n = \cos\alpha \sin\beta \quad q = \sin\alpha$$

I parametri geometrici caratteristici del sensore sono:

α	58.6°
R	80 mm
a	47.5 mm
σ	40.0°
L	75 mm
β	75.0°
$R_{b,0}$	52.96 mm

Tabella 2.1 – Parametri geometrici caratteristici del sensore

I sei trasduttori di forza presentano le seguenti caratteristiche principali:

Modello	Entran ELH-TC11-50
Range di misura	±50 N
Sensibilità nominale	2 mV/N
Errore linearità + isteresi	±0,5% FS
Rigidezza	10 ⁷ N/m
tensione alimentazione	15V

Tabella 2.2 – Caratteristiche principali del sensore

2.2. Condizionatore

Ciascun trasduttore è collegato a un condizionatore per trasduttori a ponte estensimetrico che provvede all'alimentazione del trasduttore stesso ed al condizionamento del segnale in uscita. In particolare, su ciascuna scheda di condizionamento sono previste una regolazione di *offset* e una di amplificazione o guadagno del segnale di tensione proveniente dal trasduttore. Le schede sono state calibrate in modo da ottenere una sensibilità complessiva della catena di misura rappresentata da un guadagno statico pari a:

$$K_{trasd+scheda} = \frac{\text{uscita analogica scheda}}{\text{forza misurata}} = 0,255 \frac{V}{N} \quad (2.2)$$

Le uscite delle schede sono collegate ad un sistema di acquisizione digitale che consente la lettura simultanea di sei canali e quindi la registrazione nel calcolatore delle prove condotte sul sensore.

3. Analisi sperimentale

In questa prova il sensore è collocato su una struttura di sostegno e presenta l'asse Z in posizione orizzontale, come è mostrato in *figura 3.1*. Il sensore è orientato in modo da avere l'asse Y in direzione verticale. Alla piattaforma di carico del sensore, a distanza h dal piano Σ , è collegata una molla di rigidezza k che sostiene una massa cilindrica m . Per effetto del disassamento h , l'azione esercitata della molla sul sistema non sarà solo una forza in direzione Y, ma anche un momento intorno all'asse X. La massa viene fatta oscillare imponendo uno spostamento iniziale s_0 dalle condizioni di equilibrio statico. Dato il buon allineamento del sistema il moto oscillatorio avviene quasi unicamente lungo l'asse Y del sistema di riferimento solidale al sensore, ed è sufficiente scegliere un sistema di riferimento, indicato in figura dalla variabile s , per descrivere gli spostamenti della massa dalle condizioni di equilibrio statico.

Lo scopo della prova è misurare le forze e momenti prodotti sul sensore a seguito di un moto oscillatorio di una massa oscillante.

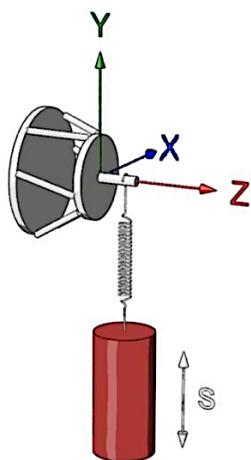


Figura 3.1 – Disposizione del sistema sensore-massa oscillante durante la prova

3.1. Esecuzione delle prove e descrizione dei dati acquisiti

Prima della prova è effettuata una lettura dei segnali di zero provenienti dalle schede di condizionamento dei sei trasduttori, in assenza della massa e della molla di collegamento. Questi segnali sono dovuti all'effetto del peso proprio delle parti del sensore e dipendono anche dall'orientamento del sensore stesso.

Si sono misurati i dati degli elementi utilizzati durante la prova, in particolare la massa, il braccio a cui è stata applicata e la rigidezza della molla. Quest'ultima è stata misurata in condizioni statiche applicando all'estremità della molla la massa m e misurandone lo spostamento:

$$k = \frac{m g}{\Delta s} = \frac{2.042 \cdot 9.81}{0.0043} = 465 \text{ N/m} \quad (3.1)$$

Il riepilogo dei dati ottenuti è riportato in tabella:

Massa cilindrica	$m = 2.042 \text{ kg}$
Braccio dell'attacco 1	$b_1 = 0.035 \text{ m}$
Braccio dell'attacco 2	$b_2 = 0.043 \text{ m}$
Rigidezza	$k = 466 \text{ N/m}$
Spostamento iniziale	$s_0 = 0.02 \text{ m}$

Tabella 3.1 – Valori massa, braccio, rigidezza molla e spostamento iniziale

Laboratorio N.1 – Sensore di forza a 6 assi

Si noti che lo spostamento iniziale corrisponde allo spostamento impresso alla massa per innescare il moto oscillatorio.

Ipotizzando la molla ideale, ossia priva di massa e con rigidezza costante, la pulsazione naturale, cioè la pulsazione alla quale oscillerà la massa in vibrazione libera non smorzata è data da:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} = \sqrt{\frac{466}{2.042}} = 15.1 \text{ rad/s} \quad (3.2)$$

Con la corrispettiva frequenza naturale:

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = 2.404 \text{ Hz} \quad (3.3)$$

Durante la prova sono acquisite le tensioni in uscita dai sei sensori monoassiali. Sottraendo a tali tensioni la lettura effettuata nelle condizioni di zero e moltiplicando per la sensibilità della catena di misura si ottengono le forze, in Newton, sui sei trasduttori dovute unicamente alla presenza della massa oscillante.

Con la frequenza naturale calcolata previamente, si ha a disposizione un importante dato di partenza per sapere a quale frequenza si debba campionare per acquisire fedelmente l'oscillazione senza avere problemi di *aliasing*. Il teorema di Nyquist definisce che la frequenza di campionamento deve essere almeno il doppio della massima componente di frequenza presente nel segnale che si vuole misurare. Considerando il valore della frequenza naturale sopra indicata, l'acquisizione è stata effettuata a una frequenza di campionamento di:

$$f_{camp} > 2 f_n \quad (3.4)$$

Durante l'attività sperimentale sono state eseguite diverse prove variando la frequenza di campionamento per verificare l'effetto che ha sui dati acquisiti, partendo da 2,4 Hz e arrivando alla frequenza di 100 Hz. Come suggerisce il teorema di Nyquist i risultati attesi da queste acquisizioni sono che il segnale misurato non sia rappresentativo per frequenze inferiori a due volte la frequenza naturale (*relazione 3.4*), in questi segnali saranno presenti problemi di aliasing, mentre lo sia per frequenze maggiori. Inoltre, per $f \geq 2 f_n$, ci si aspetta che il segnale mantenga il contenuto in frequenza senza però avere l'andamento atteso. All'aumentare della frequenza il segnale dovrebbe diventare sempre più continuo, fino ad arrivare ad una frequenza oltre la quale non si ha più un sensibile apprezzamento del miglioramento del segnale acquisito. Questa corrisponde alla frequenza di acquisizione ottimale.

Per poter diagrammare gli andamenti delle forze in funzione del tempo si deve creare un vettore tempi. Per fare ciò è necessario conoscere la frequenza di campionamento e il numero di acquisizioni e tale vettore avrà un numero di elementi pari al numero di acquisizioni e un passo temporale pari a $1/f_{camp}$.

Data la simmetria della configurazione dei loro assi longitudinali, le coppie di sensori 1 e 2, 3 e 6, 4 e 5 dovrebbero essere sottoposte ad uguali forze in ogni istante.

Il grafico di *figura 3.2* conferma tale assunzione.

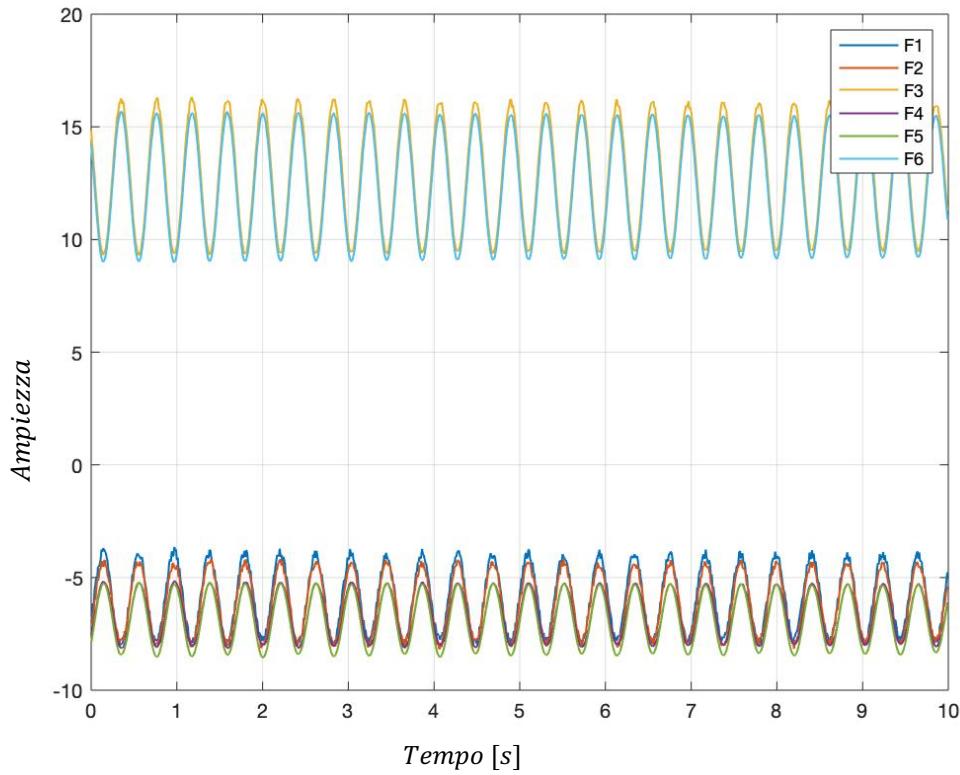


Figura 3.2 – Forze dei sei sensori misurate nel tempo [$f=100\text{Hz}$]

Altra osservazione riguarda lo sfasamento tra le forze lette dai sensori 3 e 6 rispetto a quelle lette dai sensori 1, 2, 4 e 5, che è pari a 180° . Questo sfasamento è dovuto alla configurazione del sistema che fa sì che, mentre nei primi le forze sono di trazione, negli altri esse sono di compressione, e viceversa.

3.2. Analisi dei dati sperimentali

Noti i dati in Newton delle forze $F_1, F_2, F_3, F_4, F_5, F_6$ sui braccetti del sensore è possibile utilizzare la legge di trasformazione propria del sensore (*relazione 2.1*) per ottenere i valori delle forze e dei momenti scomposti sulla terna cartesiana: $F_x - F_y - F_z$ ed $M_x - M_y - M_z$.

In seguito, vengono mostrati i grafici ottenuti al variare della frequenza di campionamento, mantenendo la medesima distanza di applicazione della massa oscillante (b_1).

Successivamente si è inoltre valutata l'influenza di quest'ultimo parametro e si è eseguita una prova con una distanza differente, b_2 .

I dati di riferimento possono essere indicati in *tavola 3.1*.

Laboratorio N.1 – Sensore di forza a 6 assi

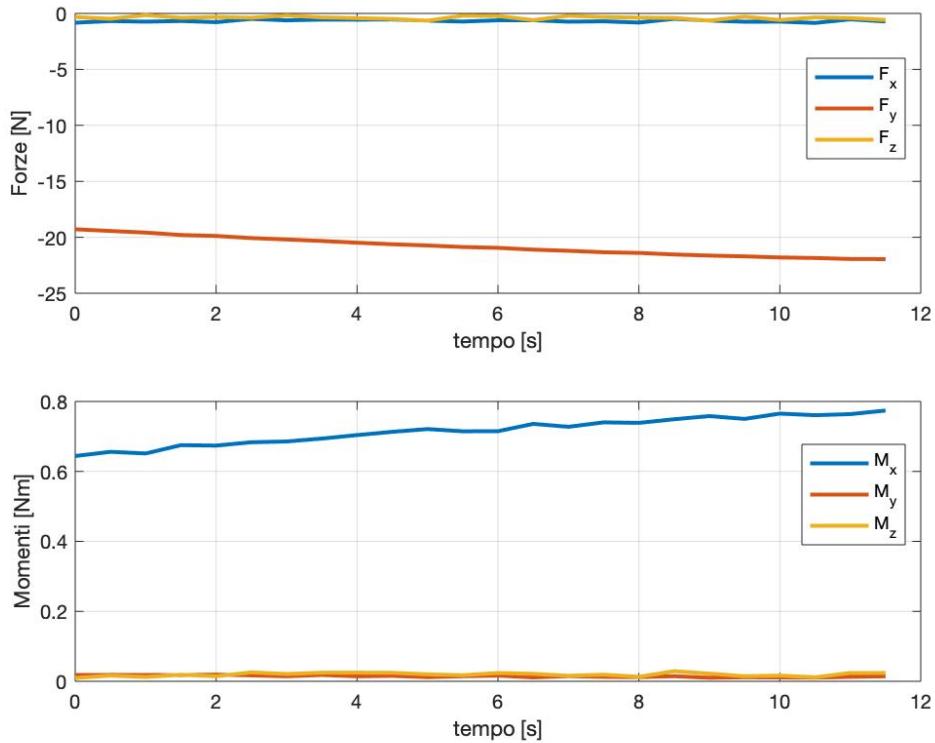


Figura 3.3 – Forze e momenti generalizzati in funzione del tempo, $f_{camp} = 2,4 \text{ Hz}$, b_1

Si nota che a 2,4 Hz i segnali acquisiti sono praticamente piatti, non rappresentativi del segnale. Come indica dal teorema di Nyquist per frequenze inferiori a $2 f_n$ non si è in grado di ricostruire il segnale reale.

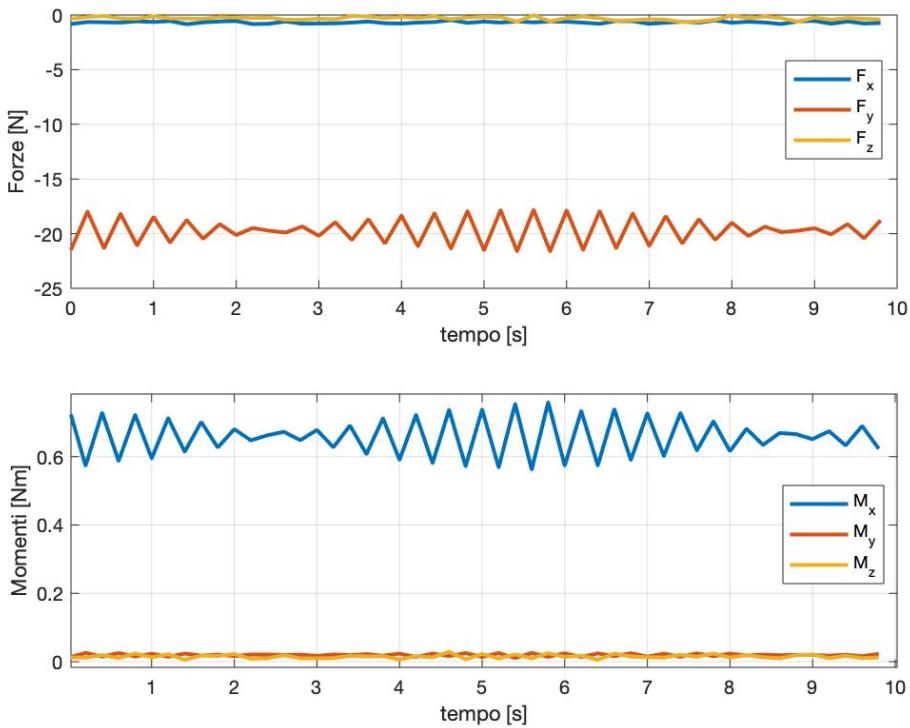


Figura 3.4 – Forze e momenti generalizzati in funzione del tempo, $f_{camp} = 5 \text{ Hz}$, b_1

Laboratorio N.1 – Sensore di forza a 6 assi

Se si prende una frequenza pari a quella di Nyquist, $f_{camp} = 2f_n \cong 5 \text{ Hz}$, non si riesce ancora a ricostruire la sinusode di partenza ottenendo un segnale triangolare. Tuttavia, il contenuto in frequenza della risposta è ancora presente.

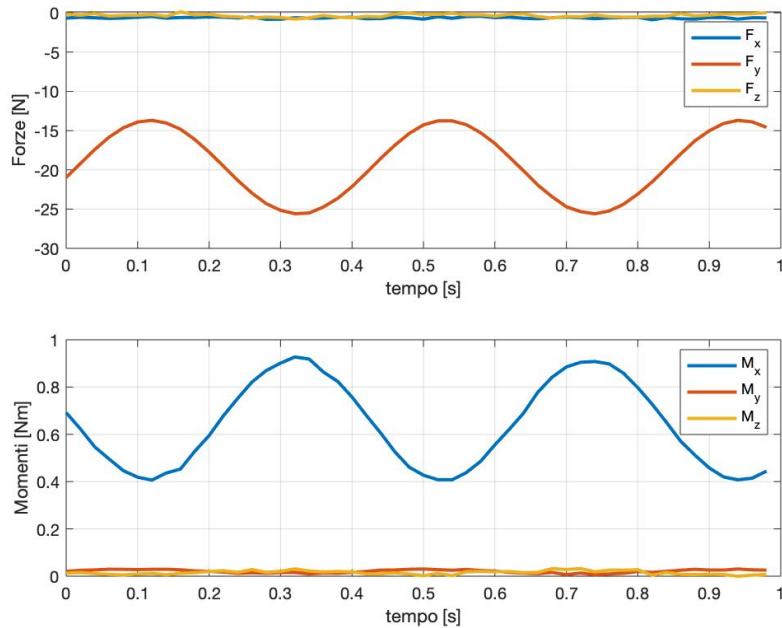


Figura 3.5 – Forze e momenti generalizzati in funzione del tempo, $f_{camp} = 50 \text{ Hz}$, b_1

Se si aumenta ancora la frequenza di acquisizione a 50 Hz il segnale che ne risulta è un segnale abbastanza pulito e rappresentativo del segnale reale, sia in ampiezza che in fase. Si nota però che il grafico del momento è ancora un po' sporco, presenta dei tratti irregolari.

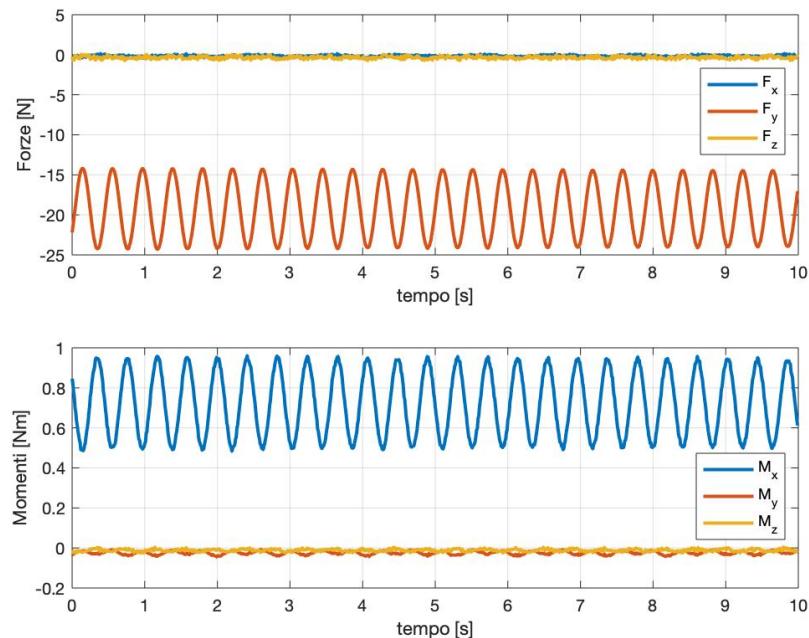


Figura 3.6 – Forze e momenti generalizzati in funzione del tempo, $f_{camp} = 100 \text{ Hz}$, b_1

Portando a 100 Hz la frequenza di campionamento si ottiene un segnale pulito, che rispecchia correttamente il segnale reale. Se si facesse un ulteriore prova aumentando ancora la frequenza di campionamento il

Laboratorio N.1 – Sensore di forza a 6 assi

segna che ne deriverebbe non avrebbe un significativo miglioramento. Ciò che aumenterebbe sarebbero solamente il numero di punti acquisiti.

Per questo motivo il miglior compromesso per la frequenza di acquisizione risulta 50 Hz, mentre se si necessita di dati estremamente precisi si può acquisire a 100 Hz.

La frequenza ottimale è quella frequenza per cui il segnale risulta pulito e ben rappresentativo del sistema senza però essere troppo elevata da pesare significativamente sulle memorie di acquisizione.

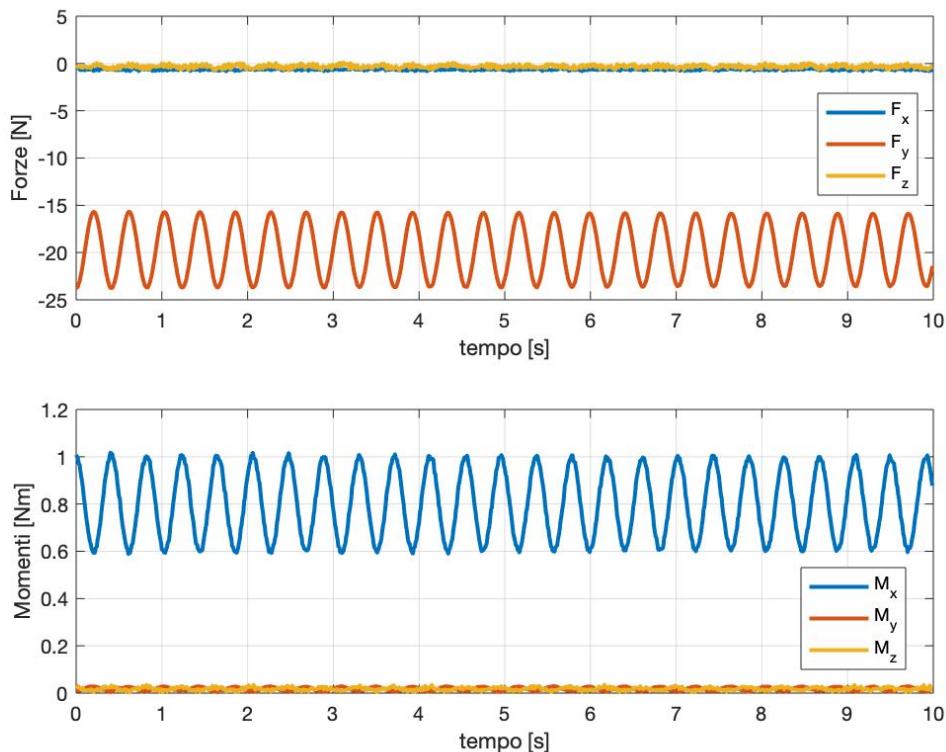


Figura 3.7 – Forze e momenti generalizzati in funzione del tempo, $f_{camp} = 100 \text{ Hz}$, b_2

Si osserva che solamente la forza lungo y e il momento lungo x sono diverse da zero. Le altre componenti non sono completamente nulle ma oscillano attorno al valore zero, questo è dovuto al fatto che siamo in un modello reale e può essere che la struttura non sia perfettamente parallela al terreno oppure che la massa non oscilli perfettamente perpendicolare. Quando si passa al sistema fisico è normale che vi siano delle piccole variazioni rispetto al modello teorico.

Aumentando il braccio di applicazione della massa oscillante, figure 3.6 – 3.7, si osserva che la forza F_y rimane inalterata, mentre si ha un aumento del momento lungo l'asse x.

4. Modello teorico

4.1. Modello senza smorzamento

Per verificare la correttezza della lettura del sensore è utile costruire un modello in grado di calcolare le forze applicate sul sensore durante la prova. Confrontando le forze così calcolate e quelle applicate sul sensore precedentemente misurate si può fornire una valutazione circa i parametri assunti.

Il diagramma di corpo libero per la massa oscillante è presentato in figura 4.1. Si ritengono trascurabili gli effetti smorzanti dovuti all'attrito con l'aria e allo smorzamento interno della molla. Si assume che tutte le forze in gioco siano dirette secondo l'asse verticale Y, quindi risulta $F_x = 0$, $F_z = 0$ ed anche $M_y = 0$, $M_z = 0$.

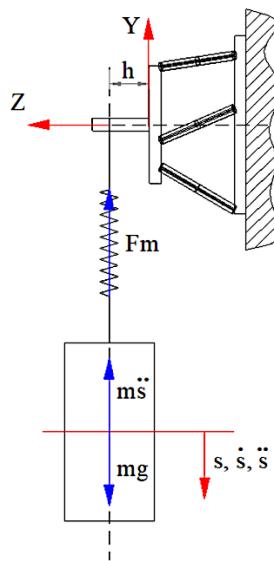


Figura 4.1 – Diagramma di corpo libero per la massa oscillante

Con le notazioni della figura 4.1, l'equazione di equilibrio della massa alla traslazione verticale è data da:

$$F_m + m \ddot{s} - m g = 0 \quad (4.1)$$

La forza prodotta dalla molla è pari al prodotto della rigidezza per il suo allungamento. Tale deformazione è la somma della deformazione statica s_{st} , conseguente unicamente alla presenza della forza peso, e dello spostamento dalle condizioni di equilibrio statico s . Si ha che:

$$F_m = k (s_{st} + s) \quad (4.2)$$

In condizioni di equilibrio statico s ed \ddot{s} sono nulli per cui la relazione (4.1) diventa:

$$k s_{st} = m g \quad (4.3)$$

Sostituendo la 4.2 nella 4.1 e tenendo conto della 4.3 l'equazione differenziale del moto vale:

$$m \ddot{s} + k s = 0 \quad (4.4)$$

Laboratorio N.1 – Sensore di forza a 6 assi

La cui soluzione è del tipo:

$$s = A \cos(\omega_n t) + B \sin(\omega_n t) \quad (4.5)$$

Imponendo le condizioni iniziali, in particolare uno spostamento s_0 e una velocità nulla all'istante $t=0$, si determinano le costanti A e B. L'equazione del moto assume la forma:

$$s = s_0 \cos(\omega_n t) \quad (4.6)$$

La forza della molla può essere espressa sostituendo la (4.6) nella (4.2), tenendo conto dalla (4.3). Si ottiene:

$$F_m = m g + k s_0 \cos(\omega_n t) \quad (4.7)$$

Tenendo conto delle notazioni di *figura 4.1* le forze lette dal sensore sono definite dalle seguenti formule:

$$F_y = -F_m = -(m g + k s_0 \cos(\omega_n t)) \quad (4.8)$$

$$M_x = F_m h = (m g + k s_0 \cos(\omega_n t)) h \quad (4.9)$$

$$F_x = 0 ; F_z = 0 ; M_y = 0 ; M_z = 0 \quad (4.10)$$

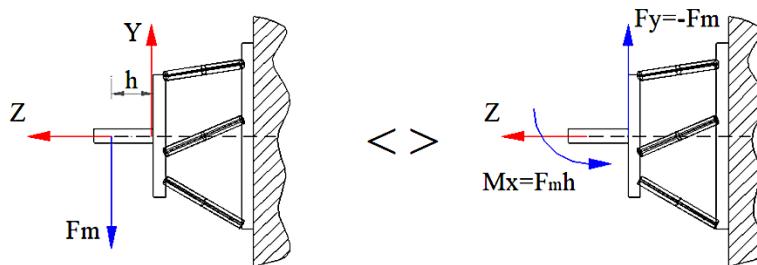


Figura 4.2 – Sistema di forze equivalenti sul sensore

4.1.1. Processo di Fitting – modello senza smorzamento

Tramite il processo di fitting si ricercano i parametri che meglio approssimino il set di dati ottenuti dal sistema fisico. Se si trovano parametri che riescono a simulare il più fedelmente possibile il comportamento del sistema reale è possibile eseguire le prove utilizzando software come Simulink, senza necessità di eseguirle fisicamente in laboratorio.

Per eseguire la ricerca dei parametri si è deciso di utilizzare la funzione di Matlab “fminsearch”. Tale funzione ricava il minimo di una funzione partendo da un valore di partenza. La funzione da minimizzare inserita è quella che calcola, mediante il metodo dei minimi quadrati, l'errore tra i valori sperimentali e i risultati ottenuti tramite le equazioni del modello teorico. Il punto di partenza è rappresentato da un vettore da quattro elementi (a, b, c, d) per il fitting della forza, F_y mentre da un unico elemento (e) per il momento, M_x . Questi elementi derivano dal metodo analitico descritto precedentemente. Infatti, riscrivendo le equazioni (4.8) e (4.9) raccogliendo i termini nelle variabili indicate sopra si ottiene:

$$F_y = a + b \sin(c t + d) \quad (4.11)$$

$$M_x = -F_y e \quad (4.12)$$

Laboratorio N.1 – Sensore di forza a 6 assi

Dove:

- $a = -mg$
- $b = -k s_0$
- $c = \omega_n$
- $d = \varphi$
- $e = h$

Si nota che rispetto alla (4.8) è stata aggiunta una fase φ per tenere conto dell'eventuale sfasamento tra la curva sperimentale e quella del modello.

Nel codice Matlab si creano due vettori di primo tentativo, denominati x_{try} e h_{try} . I due vettori contengono le variabili da ottimizzare: $x_{try} = (a, b, c, d)$; $h_{try} = (e)$. Si inseriscono come punto di partenza per la funzione “fminsearch” la quale ci fornisce due vettori (x_{opt} e h_{opt}) che racchiudono i parametri ottimizzati, rispettivamente per la forza F_y e il momento M_x . Eseguendo poi il grafico che sovrappone il modello sperimentale con quello teorico, utilizzando i parametri appena trovati, è possibile verificare se effettivamente si è ottenuto un buon fittaggio. Se così non fosse è sufficiente variare i parametri di primo tentativo e trovare i parametri ottimizzati corrispondenti.

I valori delle variabili di primo tentativo è possibile stimarli mediante una procedura manuale utilizzando il grafico delle forze F_y in funzione del tempo.

I risultati ottenuti al variare della frequenza sono i seguenti.

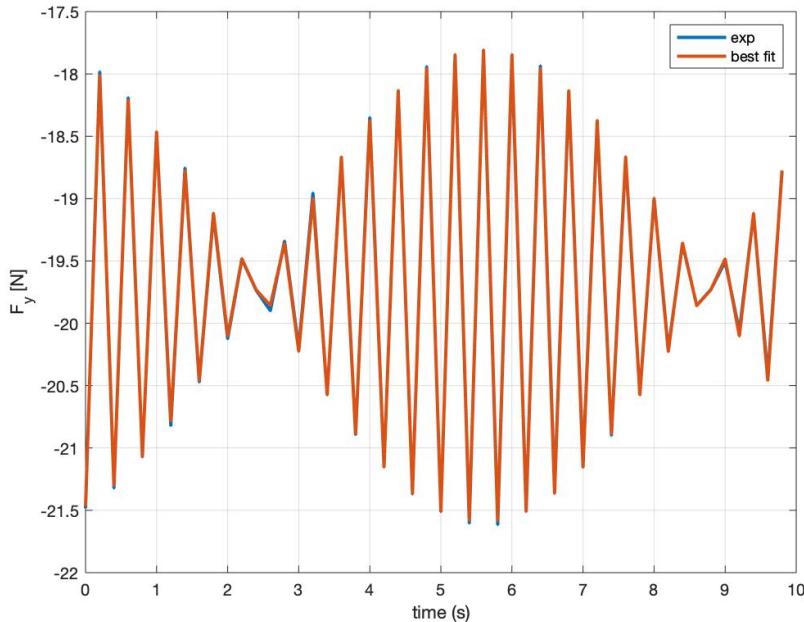


Figura 4.3 – Fitting ottimale per la forza F_y [$f=5\text{Hz}$, $h=b1$]

Laboratorio N.1 – Sensore di forza a 6 assi

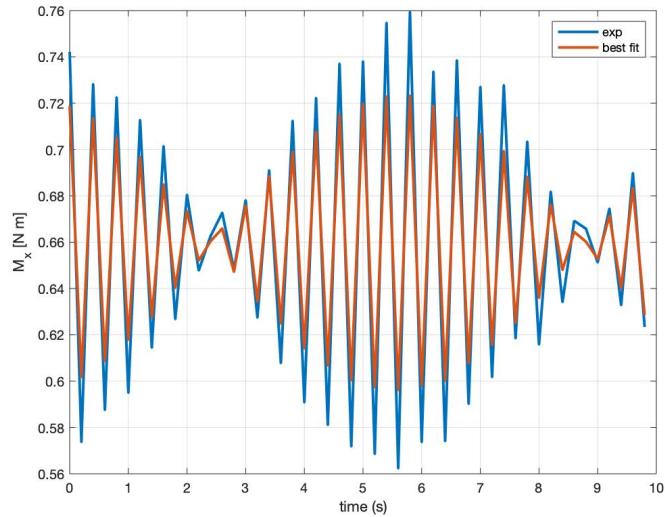


Figura 4.4 – Fitting ottimale per il momento M_x [$f=5\text{Hz}$, $h=b1$]

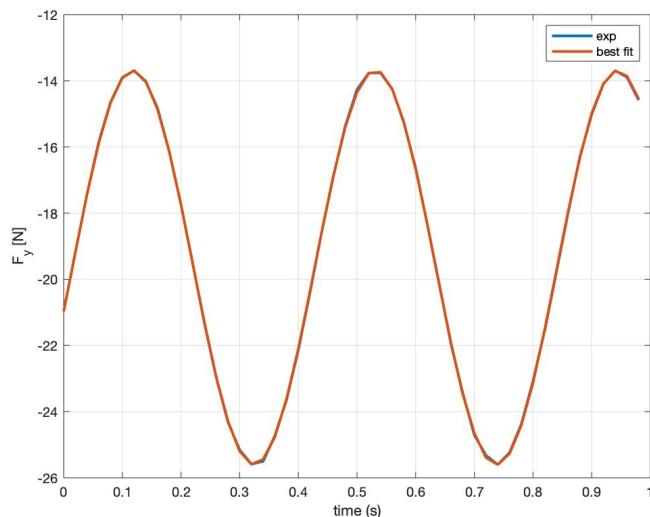


Figura 4.5 – Fitting ottimale per la forza F_y [$f=50\text{Hz}$, $h=b1$]

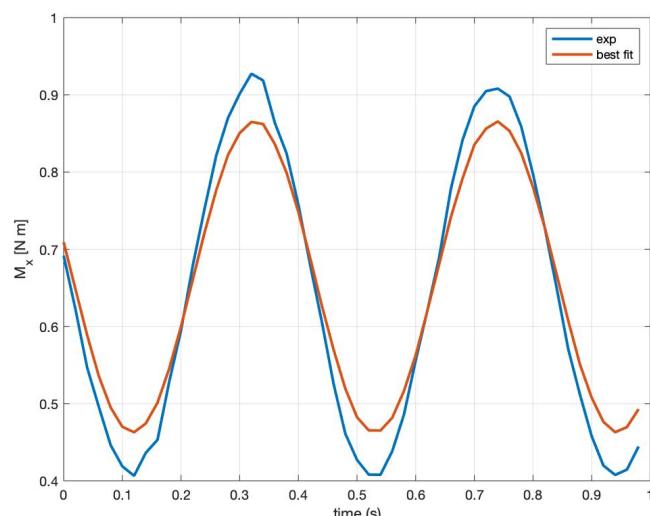


Figura 4.6 – Fitting ottimale per il momento M_x [$f=50\text{Hz}$, $h=b1$]

Laboratorio N.1 – Sensore di forza a 6 assi

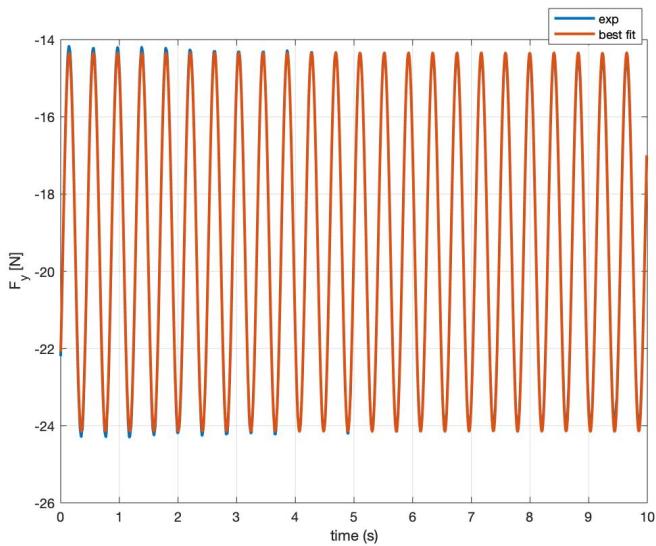


Figura 4.7 – Fitting ottimale per la forza F_y [$f=100\text{Hz}$, $h=b1$]

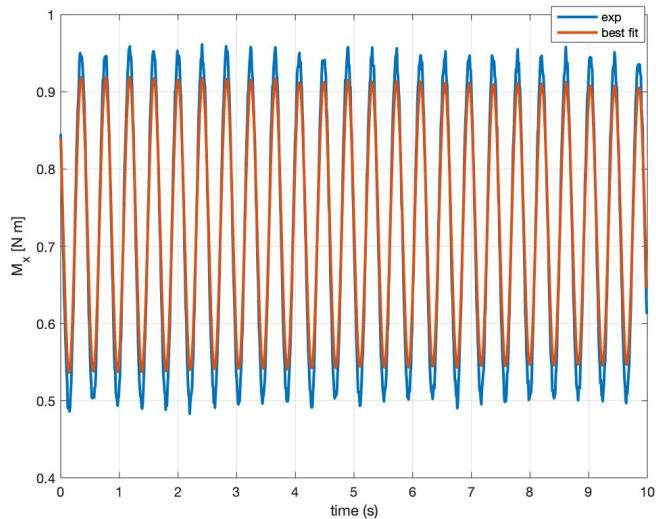


Figura 4.8 – Fitting ottimale per il momento M_x [$f=100\text{Hz}$, $h=b1$]

Si nota che per quanto riguarda i grafici delle forze si ottengono dei risultati molto soddisfacenti, la curva teorica rispecchia fedelmente quella sperimentale.

Invece per i momenti non si è riusciti a ottenere un fitting ottimale. Questo potrebbe essere dovuto alla perdita dei guadagni dei sei trasduttori dei braccetti con il passare degli anni.

Nella tabella 4.1 sono indicati le variabili fisiche del modello ottenute per ciascuna frequenza.

Frequenza [Hz]	Massa [Kg]	Rigidezza [N/m]	Fase [rad]	Braccio [m]
5	2.0093	464.4247	0.0224	0.0335
50	2.0027	463.2896	0.0509	0.0338
100	1.9619	453.5226	0.0441	0.0378
Val. Medio	1.991	460.41	0.0391	0.0350
Dev. Std.	0.026	5.99	0.0149	0.0024
COV	1.29%	1.30%	3.5%	6.85%

Tabella 4.1 – Valori parametri teorici [modello senza smorzamento]

4.2. Modello con smorzamento

Osservando i grafici ottenuti nel paragrafo precedente si nota che il sistema reale presenta uno smorzamento, infatti nei dati sperimentali l'ampiezza delle oscillazioni decresce nel tempo. Questo aspetto non è stato considerato nel modello. Si fa allora un miglioramento del modello introducendo anche un fattore di smorzamento. L'equazione che ne deriva è la seguente:

$$F_y = -m g - k s_0 e^{\zeta \omega_n t} \sin (\omega_n t + \varphi) \quad (4.13)$$

Con:

$$\omega_s = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$$

La procedura di fitting è la medesima svolta prima, modificando ovviamente la legge come indicato sopra. Si noti che questa volta il termine di x_{try} ha un ulteriore termine, ovvero quello dello smorzamento ζ . Anche questo può essere stimato manualmente dai diagramma sperimentali utilizzando il metodo del decremento medio logaritmico:

$$\ln \frac{x(t_1)}{x(t_1 + T)} = \frac{2\pi \zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}}$$

In seguito, si illustrano i grafici ottenuti:

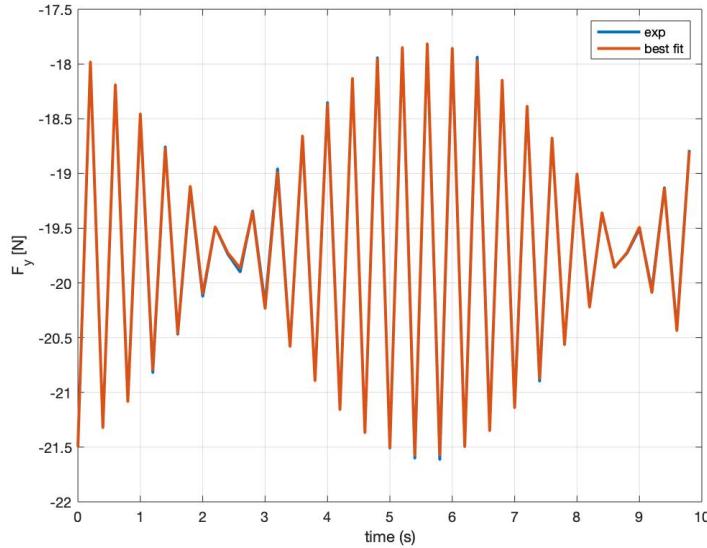


Figura 4.9 – Fitting ottimale per la forza F_y , modello con smorzamento [$f=5\text{Hz}$, $h=b1$]

Laboratorio N.1 – Sensore di forza a 6 assi

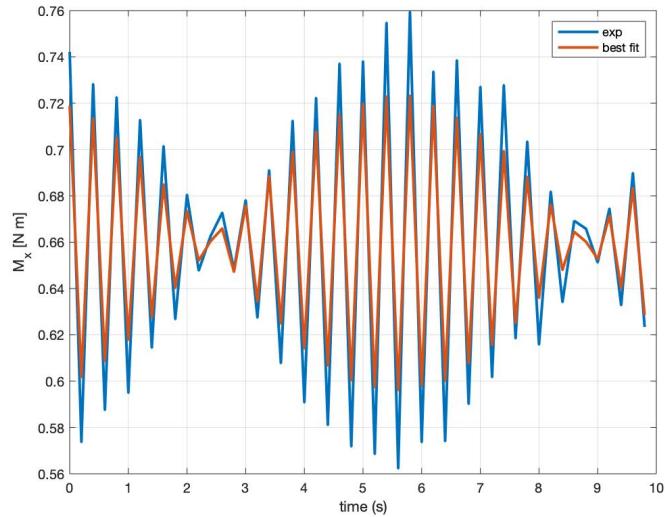


Figura 4.10 – Fitting ottimale per il momento M_x , modello con smorzamento [$f=5\text{Hz}$, $h=b1$]

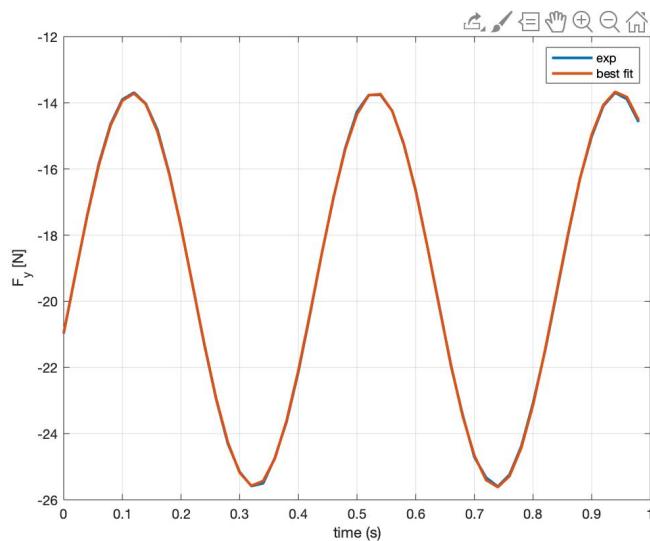


Figura 4.11 – Fitting ottimale per la forza F_y , modello con smorzamento [$f=50\text{Hz}$, $h=b1$]

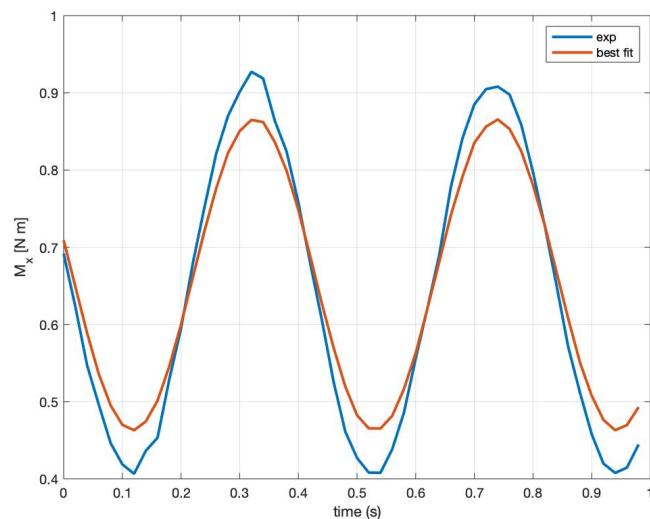


Figura 4.12 – Fitting ottimale per il momento M_x , modello con smorzamento [$f=50\text{Hz}$, $h=b1$]

Laboratorio N.1 – Sensore di forza a 6 assi

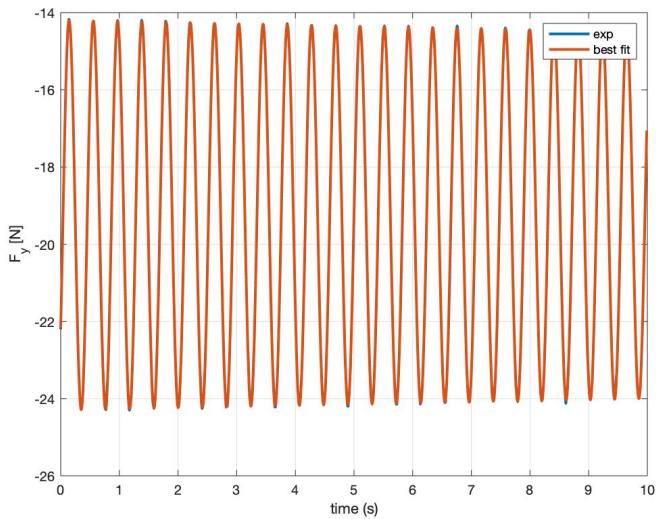


Figura 4.13 – Fitting ottimale per la forza F_y , modello con smorzamento [$f=100\text{Hz}$, $h=b1$]

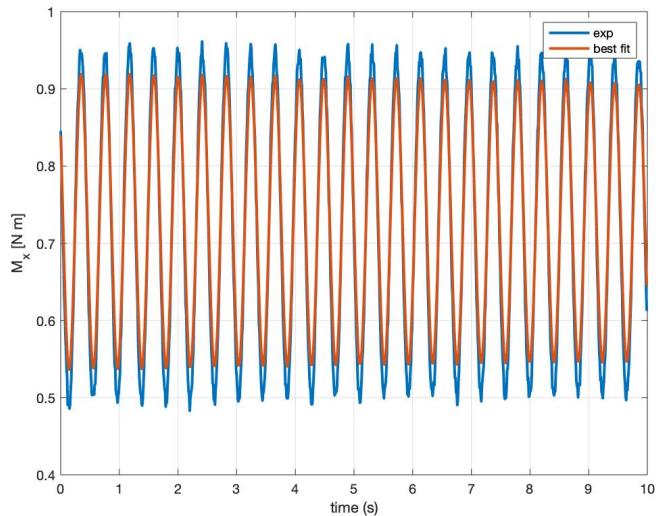


Figura 4.14 – Fitting ottimale per il momento M_x , modello con smorzamento [$f=100\text{Hz}$, $h=b1$]

Utilizzando un modello più fine, considerando anche lo smorzamento, si vede un andamento ancora più fedele ai dati sperimentali. Il fittaggio del momento non è ancora ottimale per le medesime ragioni indicate in precedenza.

In tabella 4.2 sono riportati i parametri ottimali ottenuti per ogni frequenza:

Frequenza [Hz]	Massa [Kg]	Rigidezza [N/m]	Fase [rad]	Braccio [m]	Smorzamento
5	2.0081	464.7538	0.0758	0.0335	0.0002718
50	2.0028	463.3274	0.1057	0.0338	0.0004404
100	1.9621	453.5579	0.0989	0.0378	0.0003942
<i>Val. Medio</i>	1.991	460.55	0.0935	0.0350	0.000369
<i>Dev. Std.</i>	0.025	6.09	0.0157	0.0024	0.000087
<i>COV</i>	1.26%	1.32%	16.77%	6.85%	23.62%

Tabella 4.2 – Valori parametri teorici [modello con smorzamento]

5. Conclusioni

Questa esercitazione ha come scopo lo studio di un sensore di forze e coppie a sei assi di misura. Il sensore in oggetto presenta la medesima struttura di una piattaforma di Stewart. Tale struttura diversi punti di forza, tra cui è molto rigida, simmetrica, compatta e il set di equazioni per convertire i dati acquisiti è semplice. Alla piastra mobile è montato un piccolo perno sul quale si è posto il carico, ovvero un sistema massa-molla. Si è svolta una parte preliminare in laboratorio in cui si sono osservate le caratteristiche costruttive, gli elementi che compongono la catena di misura e il sistema di acquisizione dati. In questa fase si sono svolte diverse prove variando la frequenza di campionamento e in seguito il braccio di applicazione del carico. Per ogni prova si sono acquisiti i relativi dati. Nella fase successiva si sono elaborati i dati acquisiti e si è sviluppato un modello matematico in grado di approssimare nella maniera migliore il sistema fisico.

Lo studio del comportamento al variare della frequenza di campionamento è stato eseguito con lo scopo di valutare la frequenza di campionamento ottimale che realizzi il miglior compromesso tra accuratezza di lettura del segnale in uscita dai trasduttori e la riduzione dello spazio di memoria occupato dall'acquisizione. Si è così potuta effettuare una verifica sperimentale del teorema di Nyquist.

Dai risultati ottenuti nei grafici in figura 3.3, 3.4, 3.5, 3.6 si può osservare che per frequenze di acquisizione $f_{camp} \approx f_n$ (figura 3.3) l'andamento dei dati non è rappresentativo del segnale che si sta acquisendo. Aumentando la frequenza di acquisizione a una frequenza pari alla frequenza di Nyquist (figura 3.4) si osserva che il segnale non è ancora una sinusoide, tuttavia conserva il contenuto in frequenza del segnale in studio. Passando a frequenze a più elevate 50 Hz e 100 Hz (rispettivamente figura 3.5 e 3.6) si osserva un segnale più pulito e continuo. Con 50 Hz il segnale è già accettabile, presenta qualche disturbo nel grafico del momento. Con 100 Hz il segnale è leggermente migliore, oltre questa frequenza non si riescono ad apprezzare sensibili miglioramenti nell'acquisizione dati. Infatti, nella pratica è comune prendere una frequenza di acquisizione pari a $f_{camp} \approx 20f_n$.

In seguito, si è creato un modello matematico che riesca a valutare il comportamento del sistema fisico. Inizialmente si è prodotto un modello senza considerare lo smorzamento introdotto dal materiale di cui è composto il sistema. Successivamente, per migliorare l'accuratezza del modello, si è implementato anche questo aspetto fisico.

MODELLO SENZA SMORZAMENTO

Dopo aver modellizzato le equazioni che governano il sistema fisico, si è passati al fittaggio dei parametri caratteristici del sistema reale in modo da minimizzare l'errore tra le curve sperimentali e quello ottenute dal modello. Si è eseguito un processo di “reverse engineering” tramite il quale, a partire da dati acquisiti in laboratorio su un sistema reale, è possibile stimare alcuni dati intrinseci al sistema, tra cui la massa e la rigidezza. Inoltre, è possibile verificare se i dati che si hanno a disposizione siano attendibili o meno.

Nella tabella 5.1 vengono riportati i parametri ottenuti dal processo di fittaggio che risultano ottimale per ciascuna prova eseguita:

Frequenza [Hz]	Massa [Kg]	Rigidezza [N/m]	Fase [rad]	Braccio [m]
5	2.0093	464.4247	0.0224	0.0335
50	2.0027	463.2896	0.0509	0.0338
100	1.9619	453.5226	0.0441	0.0378
Val. Medio	1.991	460,41	0.0391	0.0350
Dev. Std.	0.026	5.99	0.0149	0.0024
COV	1.29%	1.30%	3.5%	6.85%

Tabella 5.1 – Valori parametri teorici [modello senza smorzamento]

Laboratorio N.1 – Sensore di forza a 6 assi

Si può concludere che, per quanto riguarda la massa e la rigidezza ottenuta tramite il modello, si sono ottenuti risultati idonei, considerata la bassa deviazione standard e covarianza ottenuta. Al contrario, per i risultati relativi alla fase e al braccio è necessario porre una maggiore attenzione, essendo la covarianza abbastanza alta.

MODELLO CON SMORZAMENTO

Si vuole implementare un modello più accurato che consideri gli smorzamenti dovuti agli attriti e ai materiali che compongono il sistema fisico, per questo si è introdotto il modello di smorzamento. In questo modo i risultati che si ottengono presentano un fitting migliore delle curve. Si è quindi seguita la procedura descritta in precedenza, mediante la quale si sono trovati i parametri ottimali che meglio approssimino il modello alle curve sperimentali. A tal proposito si nota che i valori di smorzamento trovato sono molto piccoli.

In tabella 5.2 si riportano i risultati ottenuti:

Frequenza [Hz]	Massa [Kg]	Rigidezza [N/m]	Fase [rad]	Braccio [m]	Smorzamento
5	2.0081	464.7538	0.0758	0.0335	0.0002718
50	2.0028	463.3274	0.1057	0.0338	0.0004404
100	1.9621	453.5579	0.0989	0.0378	0.0003942
Val. Medio	1.991	460.55	0.0935	0.0350	0.000369
Dev. Std.	0.025	6.09	0.0157	0.0024	0.000087
COV	1.26%	1.32%	16.77%	6.85%	23.62%

Tabella 5.2 – Valori parametri teorici [modello con smorzamento]

Come in precedenza, si nota che si ha una buona confidenza nella stima solo per il valore della massa e rigidezza; per gli altri valori si ha una covarianza abbastanza grande quindi bisogna prestare maggiore attenzione nella stima di questi valori.

Un possibile miglioramento futuro del banco prova potrebbe essere la sostituzione del banco che sostiene il sensore con una struttura più rigida che assicuri un migliore parallelismo con il terreno. In questo modo le forze e i momenti acquisiti risulterebbero solamente lungo un asse, riducendo l'oscillazione attorno allo 0 delle altre componenti.

Inoltre, per assicurare che la massa oscilli verticalmente evitando il pendolamento, si può montare una guida verticale.



POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Meccanica *Meccatronica*

ESPERIENZA DI LABORATORIO N.2
Controllo posizione elettromeccanico

A.A. 2019/2020

Docente:
Prof. Massimo Sorli

Autori:
Luca Pirini Casadei 264939
Gianmarco Santoro 265999

Indice

Indice	I
1. Obiettivi.....	1
2. Motore elettrico.....	2
3. Trasduttore di posizione	3
4. Gruppo di controllo posizione.....	4
4.1. Descrizione generale.....	4
4.2. Modulo di alimentazione.....	4
4.3. Modulo generatore di funzione	5
4.4. Modulo di controllo e compensazione PID.....	5
4.5. Modulo di potenza, driver di regolazione della tensione di armatura	7
4.6. Modulo condizionatore trasduttore lineare	7
5. Valutazione dei parametri del modello elettrico	7
6. Analisi sperimentale.....	9
7. Ottimizzazione dei parametri.....	11
7.1. Valutazione dei parametri del controllo PID ottimali	11
7.2. Stima dei valori di attrito	13
7.3. Confronto risultati sperimentali con il modello	15
8. Analisi di risposta in frequenza del sistema	19
8.1. Diagrammi di BODE.....	22
9. Conclusioni	24

Indice delle Figure

Figura 1.1 – Banco prova dell’attuatore elettrico controllato in posizione.....	1
Figura 2.1 – Schema di un motore elettrico in CC.....	2
Figura 3.2 – Schema elettrico del trasduttore.....	3
Figura 4.1 – Foto del rack di controllo.....	4
Figura 4.2 – Schema del modulo di generazione di funzione.....	5
Figura 4.3 – Schema del modulo di controllo e compensazione PID	5
Figura 4.4 – Schema del regolatore PID e driver di potenza	6
Figura 6.1 – Confronto valori di Set & F/B con onda quadra a 0.5 Hz, ampiezza 3 e Kp = 0.5	9
Figura 6.2 – Confronto valori di Set & F/B con onda quadra a 0.5 Hz, ampiezza 3 e Kp = 10 Errore. II segnalibro non è definito.	II
Figura 6.3 – Confronto valori di Set & F/B con onda triangolare a 0.5 Hz, ampiezza 3 e Kp = 10	10
Figura 7.1 – Modello del Controllo PID	11
Figura 7.3 – Confronto fra errore compensato sperimentale e modello - Prova n° 2.....	12
Figura 7.4 – Confronto fra errore compensato sperimentale e modello - Prova n° 4.....	12
Figura 7.5 – Confronto fra errore compensato sperimentale e modello - Prova n° 9.....	13
Figura 7.6 – Modello completo del servosistema	13

Figura 7.9 – Confronto fra dati sperimentali e modello – Prova n°1	15
Figura 7.10 – Confronto fra dati sperimentali e modello – Prova n°2	16
Figura 7.11 – Confronto fra dati sperimentali e modello – Prova n°3	16
Figura 7.12 – Confronto fra dati sperimentali e modello – Prova n°7	17
Figura 7.13 – Confronto fra dati sperimentali e modello – Prova n°11	17
Figura 7.14 – Confronto fra dati sperimentali e modello – Prova n°17	18
Figura 8.1 – FFT della prova: Sin-Frq0.5_Ampl3_Gain10 a cui corrisponde una frequenza reale di 1.4 Hz....	19
Figura 8.2 – FFT della prova: Sin-Frq1_Ampl3_Gain10 a cui corrisponde una frequenza reale di 1.9 Hz.....	19
Figura 8.3 – FFT della prova: Sin-Frq2_Ampl3_Gain10 a cui corrisponde una frequenza reale di 2.9 Hz	20
Figura 8.4 – FFT della prova: Sin-Frq3_Ampl3_Gain10 a cui corrisponde una frequenza reale di 3.8 Hz	20
Figura 8.5 – FFT della prova: Sin-Frq5_Ampl3_Gain10 a cui corrisponde una frequenza reale di 5.6 Hz	21
Figura 8.6 – FFT della prova: Sin-Frq10_Ampl3_Gain10 a cui corrisponde una frequenza reale di 10 Hz	21
Figura 8.7 – Diagramma di Bode per prove con ampiezza 3 e guadagno 10	22
Figura 8.8 – Diagramma di Bode per prove con ampiezza 3 e guadagno variabile.....	22
Figura 8.9 – Diagramma di Bode per prove con ampiezza variabile e guadagno 2.5.....	23
Figura 8.10 – Verifica Set-F/B per prove sinusoidali di ampiezza 3V e frequenza 3Hz.....	23
Figura 9.1 – Guadagni PID ottimali per ogni prova	24

Indice delle tabelle

Tabella 3.1 – Data-sheet del trasduttore	3
Tabella 7.1 – Guadagni PID ottimali per ogni prova.....	11
Tabella 7.2 – Parametri di attrito ottimale per ogni prova	14
Tabella 7.3 – Analisi statistica parametri di attrito	15
Tabella 9.1 – Analisi statistica parametri di attrito	25

1. Obiettivi

In questo laboratorio si vuole analizzare un sistema di controllo della posizione con attuazione elettrica, in particolare di un carrello di una comune stampante per computer. Il carrello viene movimentato mediante un motore elettrico in corrente continua che ingrana tramite una ruota dentata in una cinghia, uno dei due rami della quale è vincolato al carrello stesso. Il servoattuatore è dotato di un trasduttore di posizione che rileva in ogni istante la posizione del carrello. Il controllo di posizione è realizzato in modo analogico.

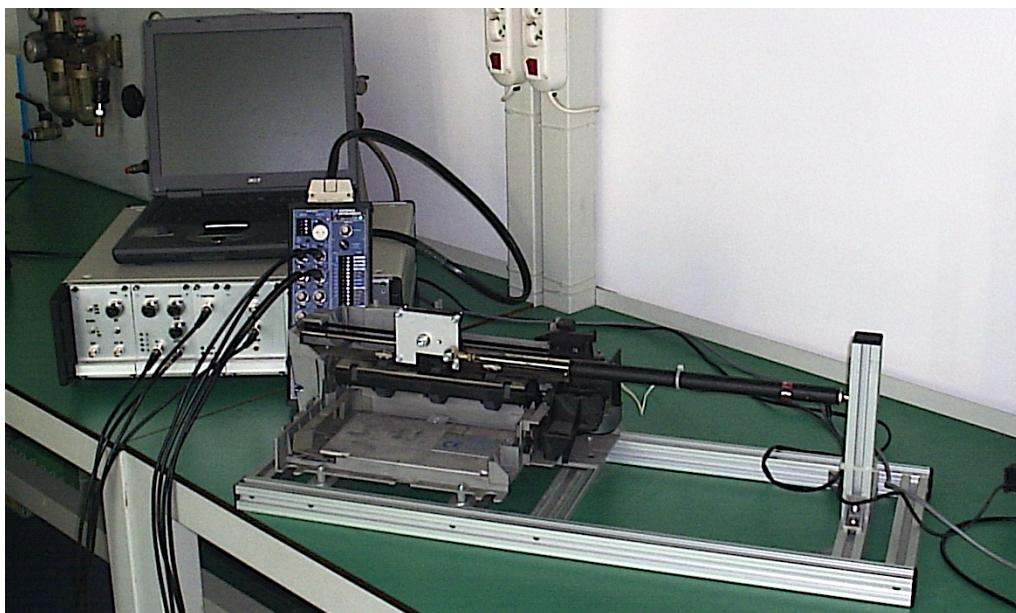


Figura 1.1 – Banco prova dell’attuatore elettrico controllato in posizione

2. Motore elettrico

Il motore presente sul banco è a corrente continua con collettore, ha infatti due fili che ne garantiscono l'alimentazione. Il rotore del motore è solidale ad una puleggia dentata¹ che movimenta la cinghia di trasmissione, la quale ingrana all'altra estremità con un'altra puleggia folle, ed è solidale al carrello della stampante. Per cui una rotazione del rotore del motore è trasformata in una traslazione del carrello.

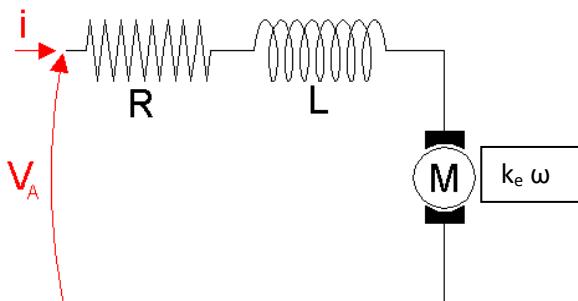


Figura 2.1 – Schema di un motore elettrico in CC

Lo schema di un motore CC è composto da un circuito RL in cui è presente anche una forza controelettromotrice proporzionale alla velocità angolare del rotore. L'equazione elettrica di governo risulta:

$$V_A = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + k_e \cdot \omega$$

In un motore elettrico DC la coppia erogata è proporzionale alla corrente i con una costante di proporzionalità k_c ² che è uguale alla costante k_e ³ della forza controelettromotrice. Vale:

$$C = k_c \cdot i = k_e \cdot i$$

I valori di R , L e k_e sono incogniti, possono essere valutati sfruttando le equazioni appena ricavate relativamente a semplici prove sperimentali.

¹ Diametro 14.5 mm

² Costante di coppia

³ Costante di tensione

3. Trasduttore di posizione

Il trasduttore è di tipo potenziometrico a traccia ibrida, in tabella sono riportati i principali dati tecnici forniti dal produttore Penny & Giles mod. HLP 190/200/8k2.

TRASDUTTORE DI POSIZIONE POTENZIOMETRICO	
Marca	Penny & Giles
Modello	HLP 190/200/8k2
Lunghezza totale	310.5 [mm]
Corsa a comportamento lineare	± 100 [mm]
Peso	0.231 [Kg]
Guadagno	0.1 [V/mm] (± 10 [V] F.S. lineare)
Frequenza di taglio (- 3 db)	xxxxx[Hz]
Alimentazione	± 10 [V]
Resistenza	8 [Ω]
Campo di temperatura di esercizio	-30 ÷ +100 [°C]
Campo temperatura max esposizione	-65 ÷ 200 [°F] \Rightarrow -55 ÷ 95 [°C]
Risoluzione	Virtualmente infinita
Isteresi	Minore di 0.01 mm
Massima tensione di alimentazione	74 [V]
Errore di linearità indipendente	0.15 %
Massima velocità di esercizio	10 [m/s]

Tabella 3.1 – Data-sheet del trasduttore

Il trasduttore è il componente di misura della posizione mediante il quale è possibile effettuare una retroazione analogica che consente di effettuare un controllo ad anello chiuso. Visivamente è costituito esternamente da un cilindro con una estremità fissa e una solidale al carrello della stampante.

Si tratta di un dispositivo a tre terminali costituito da un elemento resistivo su cui è possibile far scorrere un contatto strisciante. Due terminali sono collegati agli estremi dell'elemento resistivo di resistenza R , il terzo è collegato al contatto strisciante. La resistenza tra quest'ultimo ed uno dei due terminali estremi assume il valore $R_x \leq R$.

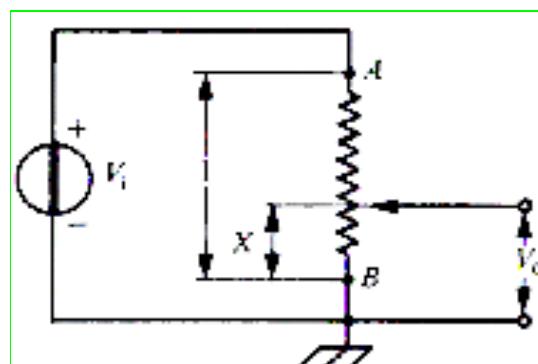


Figura 3.1 – Schema elettrico del trasduttore

4. Gruppo di controllo posizione

4.1. Descrizione generale

L'elettronica di controllo movimenta il motore elettrico e gestisce l'anello chiuso di retroazione della posizione. Il segnale di comando può essere generato internamente all'apparecchiatura tramite un modulo generatore di funzione, oppure è ricevuto da un generatore esterno.

Il controllo sull'anello chiuso di posizione è realizzato con scheda analogica, mediante una rete di compensazione PID, di cui è possibile variare il guadagno di ogni singola componente.

Si dispone inoltre del driver del motore e della scheda di condizionamento del segnale del trasduttore di posizione potenziometrico.

L'apparecchiatura di controllo è realizzata in moduli formati da schede che svolgono le seguenti funzioni:

- Modulo di alimentazione elettronica
- Modulo generatore di funzione
- Modulo di controllo e compensazione PID
- Modulo condizionatore trasduttore di posizione potenziometrico
- Modulo driver del motore

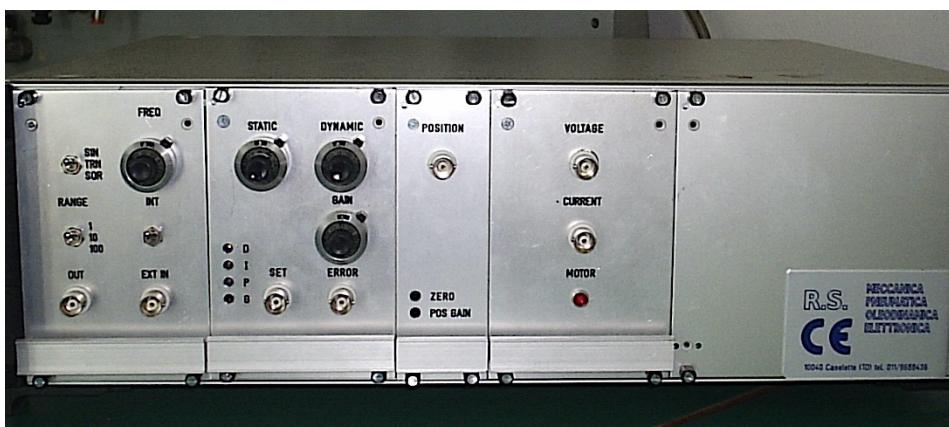


Figura 4.1 – Foto del rack di controllo

4.2. Modulo di alimentazione

Un alimentatore lineare fornisce l'alimentazione +/- 15V necessaria al funzionamento delle schede elettroniche. L'alimentazione di potenza a +/- 18 V per l'azionamento del motore elettrico è realizzata separatamente con l'impiego di un trasformatore 220 +/- 18V. I fusibili di protezione di questa alimentazione sono montati sulla scheda di potenza del controllo del motore elettrico. Un led sul pannello frontale segnala la corretta presenza della tensione.

4.3. Modulo generatore di funzione

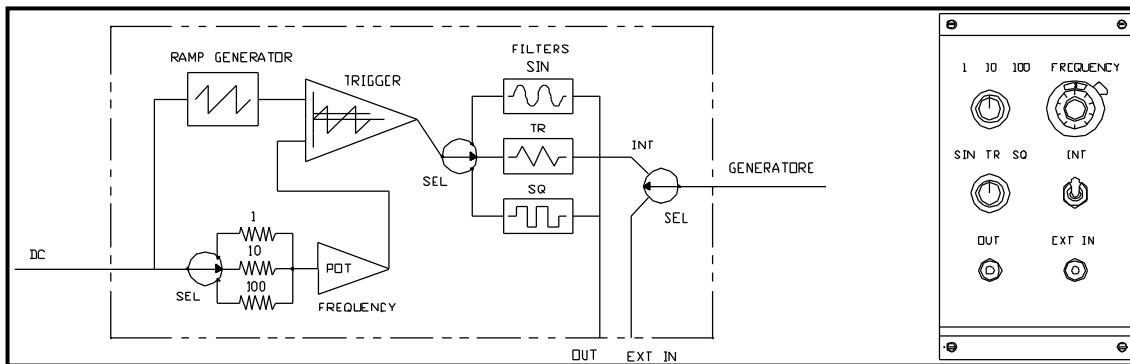


Figura 4.2 – Schema del modulo di generazione di funzione

Il modulo genera una tensione variabile dinamicamente (campo -10/+10V) che può essere usata come riferimento dinamico per il comando di posizione del carrello.

Il generatore di funzione di tipo analogico produce tre segnali standard: onda sinusoidale, onda triangolare e onda quadra. Questi sono ad ampiezza fissa ± 10 [V] in tre gamme di frequenza: 0.1÷1 [Hz], 1÷10 [Hz], 10 ÷ 100 [Hz]. La regolazione della frequenza nel range selezionato è effettuata tramite il potenziometro multigiri.

Il segnale generato è disponibile sul BNC OUT per utilizzi esterni.

Il commutatore INT/EXT permette:

- In posizione INT, di utilizzare come riferimento il segnale generato internamente dal generatore di funzione.
- In posizione EXT, di utilizzare un segnale di riferimento esterno (± 10 [V]) collegato al BNC EXT IN.

4.4. Modulo di controllo e compensazione PID

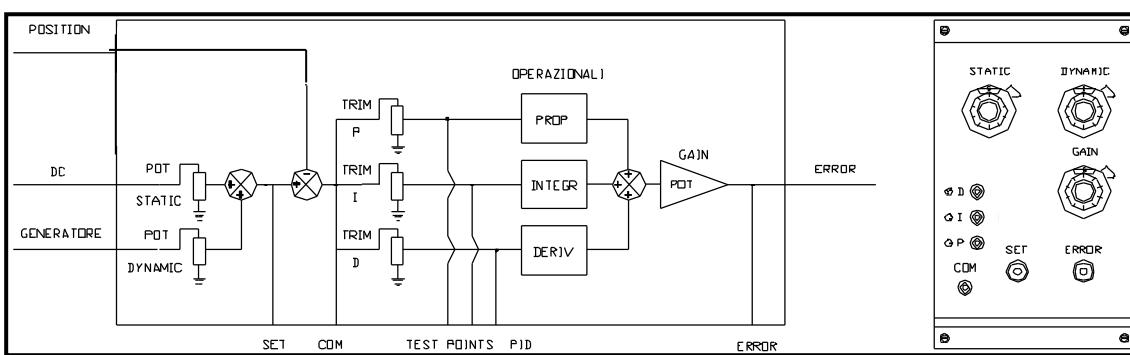


Figura 4.3 – Schema del modulo di controllo e compensazione PID

Questo componente provvede alla generazione del segnale di riferimento SET, disponibile sul BNC SET, come somma di un segnale di comando statico e di un segnale di ampiezza variabile dinamico, impostabili con i due potenziometri STATIC e DYNAMIC.

Il modulo provvede anche alla comparazione del SET con il segnale di posizione effettiva (feed-back) generando il segnale di errore di posizione non compensato, che è inviato in ingresso alla rete PID:

1. Viene ripartito su ciascun ramo della rete di compensazione
2. Condizionato con una compensazione proporzionale, integrativa e derivativa a seconda del ramo del circuito.

Laboratorio N.2 – Controllo posizione elettromeccanico

I segnali in uscita da ciascun ramo della rete di controllo vengono poi sommati tra loro e amplificati di un fattore pari al guadagno di anello. Questo è regolabile con il potenziometro *GA/N* in modo da ottenere la migliore risposta del sistema senza generare instabilità.

La regolazione del guadagno deve essere adattata ad ogni tipo di prova. I tre singoli guadagni della rete di compensazione PID possono essere regolati dall'esterno⁴ per ottimizzare la risposta dinamica del sistema controllato. In realtà il tipo di controllo è di tipo prevalentemente proporzionale con una piccola porzione integrativa. Il segnale compensato è quindi inviato come segnale di ingresso al modulo driver del motore amplificatore di potenza.

Sono disponibili i seguenti comandi e controlli:

- Potenziometro mutigiri STATIC per la generazione dei set di posizione statico nel campo +/-10 V. L'indicazione 5,0 del potenziometro indica la posizione centrale del carrello pari a 0 V e rappresenta un segnale di valore medio nullo⁵.
- Potenziometro multigiri DYNAMIC per la generazione dei set dinamico nel campo +/- 10 V attenuando il segnale dinamico del generatore di funzione. In posizione 0 il segnale dinamico è nullo. In posizione 10,0 il segnale dinamico è massimo. I due segnali di set STATIC e DYNAMIC vengono sommati e generano il segnale di riferimento di posizione SET. Se il potenziometro *DYNAMIC* è a fondo scala inferiore, posizionato a 0, si ha un segnale che non oscilla attorno al valore medio. Se invece il nottolino graduato indica 10.00 che significa attenuazione zero, si ottiene un segnale che oscilla attorno al valore medio con ampiezza ± 10 [V].
- Potenziometro multigiri GAIN, consente di impostare il guadagno generale del modulo di controllo nel campo 1-10 V/V. Tale potenziometro agisce sul segnale di errore compensato PID.
- Trimmers P.I.D. accessibili attraverso i fori sul pannello, attenuano il segnale di errore prima della compensazione e lo inviano alle tre reti parallele proporzionale, integrativa, derivativa. Le tre componenti sono successivamente sommate in un unico segnale di errore compensato.
- BNC SET per il monitoraggio del riferimento di posizione statico + dinamico.
- BNC ERROR per il monitoraggio del segnale di errore compensato, il segnale di ingresso all'amplificatore di potenza del motore.

La regolazione dei due potenziometri STATIC e DYNAMIC è sempre attiva, anche se viene utilizzato un segnale di set esterno, tramite il BNC *EXT* del modulo generatore di funzione. In tal caso, per non modificare tale segnale di riferimento, il potenziometro *STATIC* deve essere posizionato a 5.0 e quello *DYNAMIC* al massimo, ossia a 10.0.

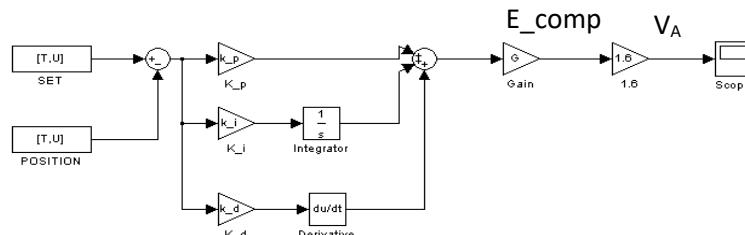


Figura 4.4 – Schema del regolatore PID e driver di potenza

⁴ Agendo con un cacciavite sui relativi trimmer

⁵ All'indicazione 10.00 corrisponde un valore medio + 10 [V] e a quella 0.00 un valore medio - 10 [V]

4.5. Modulo di potenza, driver di regolazione della tensione di armatura

Il modulo di potenza amplifica in tensione e corrente il segnale di errore per comandare il motore elettrico del carrello nel campo di tensione +/- 20 VDC con corrente massima di circa 1A.

Il modulo è realizzato con un amplificatore lineare di potenza OPA544 che, dissipando notevole potenza⁶ richiede il raffreddamento con ventilazione forzata per evitare il surriscaldamento.

L'amplificatore di tensione è con guadagno fisso di 1.6 V/V rispetto al segnale di ingresso. Con un segnale di ingresso di +/- 10V massimo, il motore è alimentato con una tensione massima di +/- 16V.

Sono disponibili le seguenti uscite:

- Led di controllo presenza tensione di alimentazione al motore
- BNC TENSIONE MOT. Con uscita +/- 20V
- BNC CORRENTE MOT. Con uscita +/- 1V=+/- 1 A (shunt da 1 ohm)

4.6. Modulo condizionatore trasduttore lineare

Il modulo genera le tensioni stabilizzate a +/-10V per l'alimentazione del trasduttore potenziometrico di posizione, filtra a 200Hz ed all'amplifica il segnale di posizione.

Sono disponibili i seguenti controlli:

- Trimmer POSITION OFFSET consente la taratura del valore di 0 con il carrello della stampante posizionato a metà corsa.
- Trimmer POSITION GAIN consente a taratura al valore +/-10 V con il carrello della stampante posizionato a +1-100 mm di corsa.
- BNC POSITION consente il controllo del segnale di posizione del carrello di corsa.

5. Valutazione dei parametri del modello elettrico

Per quanto riguarda il modello elettrico, occorre valutare i valori della resistenza R , dell'induttanza L e della costante k_e che esprime la proporzionalità tra forza controelettromotrice e velocità angolare. Si eseguono quindi una serie di semplici prove atte ad isolare i contributi delle tre grandezze.

Si può realizzare una condizione di coppia resistente nulla togliendo la cinghia dalla puleggia⁷. Il motore elettrico accelererà fino a stabilizzare la sua velocità angolare alla velocità di fuga. Se la coppia è nulla e la corrente è proporzionale alla coppia, ne consegue che anche la corrente i deve essere nulla. Da cui l'equazione del circuito si semplifica come segue:

$$V_A = k_e \cdot \omega_{fuga}$$

L'errore continua a crescere in quanto il carrello non si può muovere, quindi l'amplificatore satura a 10V. In alimentazione il motore riceverà la tensione di alimentazione $V_A = 10V \cdot 1.6 = 16V$. Per calcolare k_e si valuta la velocità angolare di fuga⁸. La tecnica utilizzata consiste nell'utilizzare una telecamera ad alta velocità, che acquisisce 8000 fotogrammi al secondo. Con il filmato, si può valutare il tempo per compiere un giro, ovvero

⁶ $W_{diss} \cong [V_{alim} - V_{mot}] \cdot i_{mot}$

⁷ Il carrello non si muove

⁸ Un metodo potrebbe essere l'utilizzo di una lampada stroboscopica, ma il suo utilizzo deve essere effettuato con cautela

Laboratorio N.2 – Controllo posizione elettromeccanico

il periodo, che è risultato essere pari a 15,15 ms. Si possono dunque calcolare la frequenza e la velocità angolare di fuga:

$$f_{fuga} = \frac{1}{T} = 66 \frac{\text{giri}}{\text{s}}$$

$$\omega_{fuga} = 2 \cdot \pi \cdot f_{fuga} = 414.48 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Si ricava dunque il valore di k_e :

$$k_e = \frac{V_A}{\omega_{fuga}} = \frac{16V}{414.48 \frac{\text{rad}}{\text{s}}} = 0.0836 \frac{V}{\frac{\text{rad}}{\text{s}}}$$

Per valutare la resistenza R , si imposta come SET una sinusoide molto lenta, in modo tale che:

$$k_e \cdot \omega \cong 0$$

$$\frac{di}{dt} \cong 0$$

$$V_A \cong R \cdot i$$

In particolare, si acquisiscono la corrente i e l'errore compensato, che moltiplicato per 1.6 dà il valore della tensione di alimentazione VA. La resistenza R è stata valutata pari a 12.56Ω .

Infine, occorre valutare l'induttanza L . Questa è ricavata calcolando la costante di tempo elettrica ricavata da una risposta a gradino:

- Si imposta una variazione a gradino di VA, si misura il tempo di assestamento t della corrente i al 95% del regime. Essendo risultato pari a 1 ms, quindi si ha:

$$\tau_e = \frac{t}{3}$$

$$L = \tau_e \cdot R$$

6. Analisi sperimentale

In laboratorio si sono svolte diverse prove sul sistema, impostando differenti ingressi in forma che in ampiezza e frequenza e si è variato anche il valore di guadagno proporzionale del controllo per vedere la conseguente variazione in termini di dinamica. In seguito, si mostra qualche grafico di confronto tra i valori impostati di SET e quelli di feed-back misurati durante i test.

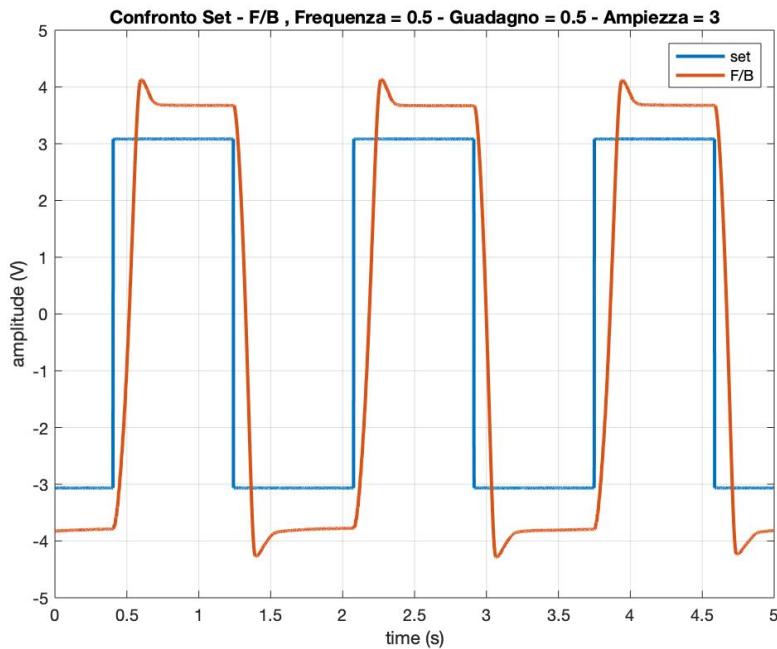


Figura 6.1 – Confronto valori di Set & F/B con onda quadra a 0.5 Hz, ampiezza 3 e GAIN = 0.5

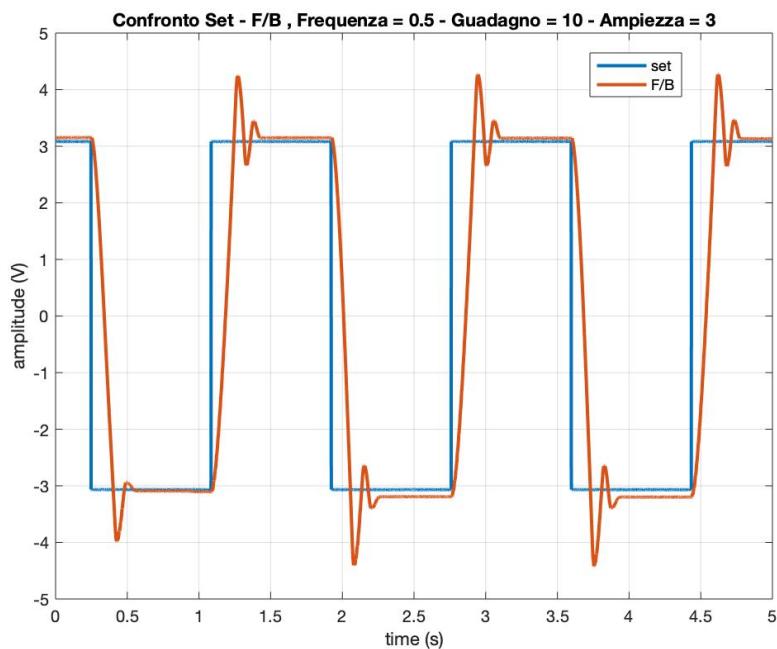


Figura 6.2 – Confronto valori di Set & F/B con onda quadra a 0.5 Hz, ampiezza 3 e GAIN = 10

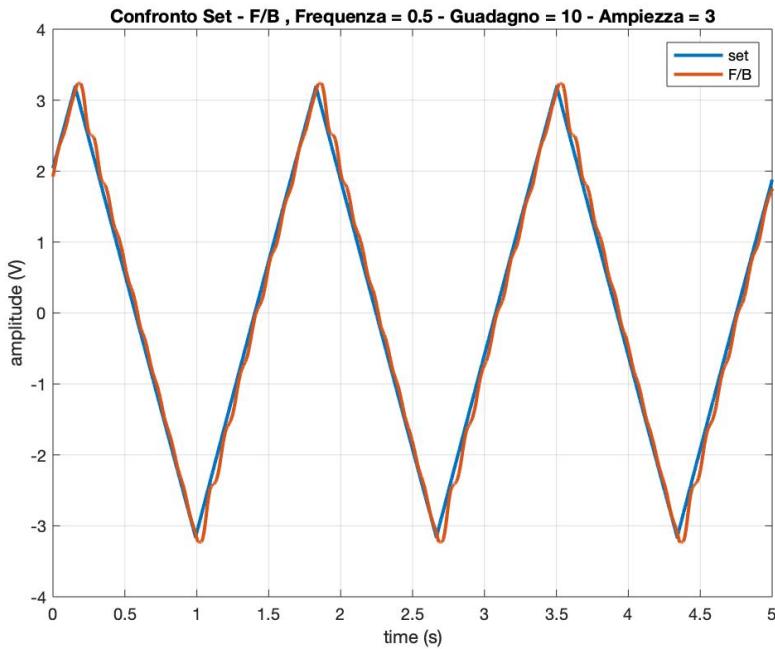


Figura 6.3 – Confronto valori di Set & F/B con onda triangolare a 0.5 Hz, ampiezza 3 e GAIN = 10

Considerazioni:

- Si nota come aumentando il guadagno la risposta dinamica del sistema migliori molto. Infatti, passando da un guadagno di 0.5 ad uno di 10 tra il primo e secondo grafico ad onda quadra, si può osservare come:
 - Nel primo non si riesca a raggiungere il valore di SET impostato, il sistema presenta quindi una dinamica lenta
 - Nel secondo invece, dopo un overshoot ed un'oscillazione relativamente contenuta, il sistema riesce a seguire fedelmente l'andamento impostato dal SET
- Nel diagramma relativo all'onda triangolare si nota come, a parità di parametri d'onda e di controllo, il sistema riesca a riprodurre molto più puntualmente l'andamento impostato dal SET per questa tipologia di onda rispetto a quanto non succede con l'onda quadra che, come descritto pocanzi, presenta un overshoot.

7. Ottimizzazione dei parametri

7.1. Valutazione dei parametri del controllo PID ottimali

Nel sistema fisico in laboratorio il guadagno del controllore PID corrisponde al guadagno totale dell’anello, non si conosce quindi il valore dei singoli guadagni del PID (K_i, K_p, K_d). Per cui è necessario ricavarli mediante un procedimento di fittaggio grazie al quale si identificano, per ogni prova, i valori di questi tre guadagni tali per cui si minimizzi l’errore tra i dati sperimentali e quelli ottenuti dal modello. Per fare ciò si è creato un modello Simulink del solo controllo PID (figura 7.1) che permette di calcolare l’errore compensato del modello. In seguito, mediante la funzione di Matlab *fmincon*, si sono trovati i valori di K_i, K_p, K_d che minimizzano la differenza tra l’errore compensato del modello e quello ottenuto in laboratorio.

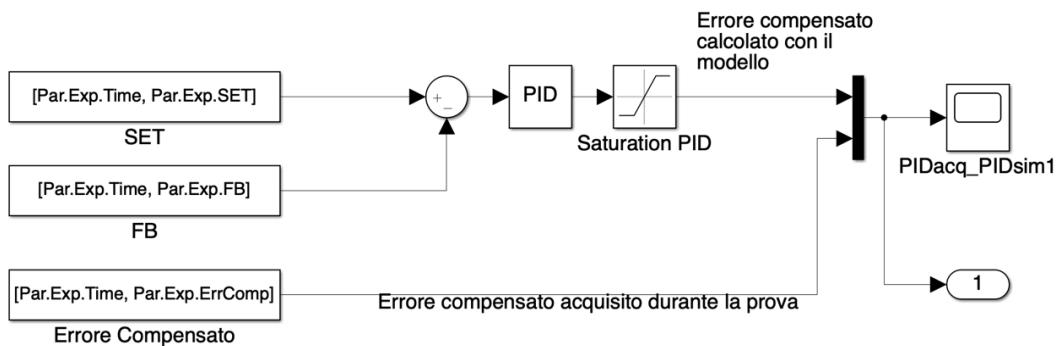


Figura 7.1 – Modello del Controllo PID

Si nota che il modello calcola l’errore tra set e feedback e lo compensa mediante un controllo PID. Dopo il controllo vi è una saturazione perché il motore elettrico presenta una tensione massima e minima, è una non linearità del sistema fisico. In uscita si ha un vettore contenente l’errore compensato del modello e l’errore compensato ottenuto sperimentalmente. Come anticipato si sono ricercati i guadagni del PID che meglio fittano i dati sperimentali per ogni prova. Si elencano in seguito i risultati ottenuti:

Prova N°	Nome Prova	K_p	K_i	K_d
1	Sin-Frq0.5_Ampl3-Gain10	24.677	$3.877 \cdot 10^{-10}$	$9.126 \cdot 10^{-12}$
2	Sin-Frq0.5_Ampl3-Gain2.5	10.309	1.462	$1.760 \cdot 10^{-11}$
3	Sin-Frq0.5_Ampl6-Gain2.5	5.878	0.124	$4.432 \cdot 10^{-11}$
4	Sin-Frq10_Ampl3-Gain10	5.920	3.544	$1.279 \cdot 10^{-12}$
5	Sin-Frq10_Ampl3-Gain2.5	5.096	3.733	$2.715 \cdot 10^{-13}$
6	Sin-Frq10_Ampl6-Gain2.5	3.167	1.207	$1.418 \cdot 10^{-13}$
7	Sin-Frq1_Ampl3-Gain10	16.129	$4.576 \cdot 10^{-10}$	$3.504 \cdot 10^{-12}$
8	Sin-Frq1_Ampl3-Gain2.5	9.706	1.085	$6.090 \cdot 10^{-12}$
9	Sin-Frq1_Ampl6-Gain2.5	4.998	0.075	$1.227 \cdot 10^{-12}$
10	Sin-Frq2_Ampl3-Gain10	7.756	0.357	$1.398 \cdot 10^{-14}$
11	Sin-Frq2_Ampl3-Gain2.5	5.866	0.370	$2.060 \cdot 10^{-13}$
12	Sin-Frq2_Ampl6-Gain2.5	4.114	0.047	$6.308 \cdot 10^{-13}$
13	Sin-Frq3_Ampl3-Gain10	6.537	0.366	$1.387 \cdot 10^{-13}$
14	Sin-Frq3_Ampl3-Gain2.5	4.991	0.270	$1.224 \cdot 10^{-13}$
15	Sin-Frq3_Ampl6-Gain2.5	3.613	0.097	$4.168 \cdot 10^{-13}$
16	Sin-Frq5_Ampl3-Gain10	5.590	0.946	$4.167 \cdot 10^{-15}$
17	Sin-Frq5_Ampl3-Gain2.5	4.763	1.272	$4.053 \cdot 10^{-13}$
18	Sin-Frq5_Ampl6-Gain2.5	3.163	0.163	$2.464 \cdot 10^{-13}$

Tabella 7.1 – Guadagni PID ottimali per ogni prova

Si riportano in seguito alcuni grafici che mettono in confronto l'errore compensato trovato dal modello con i parametri sopra indicati e l'errore compensato sperimentale per verificare l'effettiva riuscita del fissaggio.

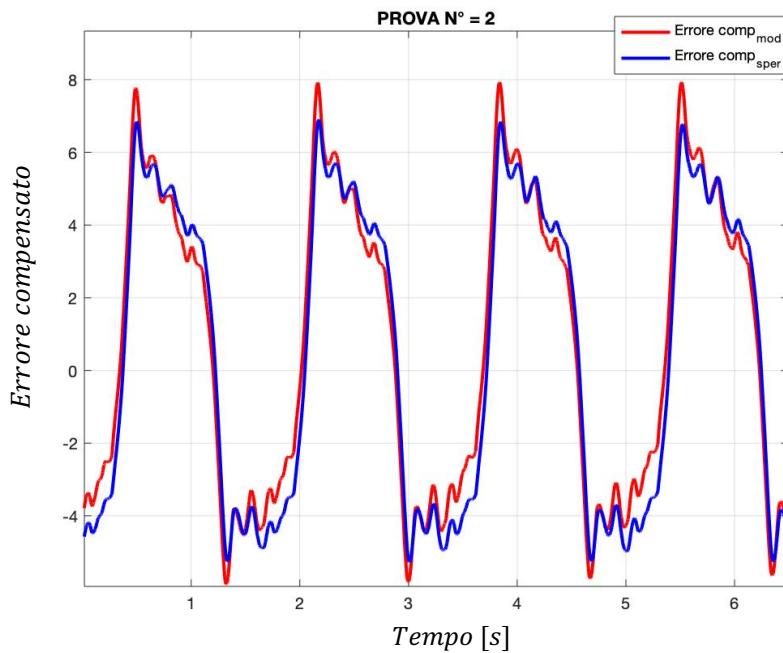


Figura 7.2 – Confronto fra errore compensato sperimentale e modello - Prova n° 2

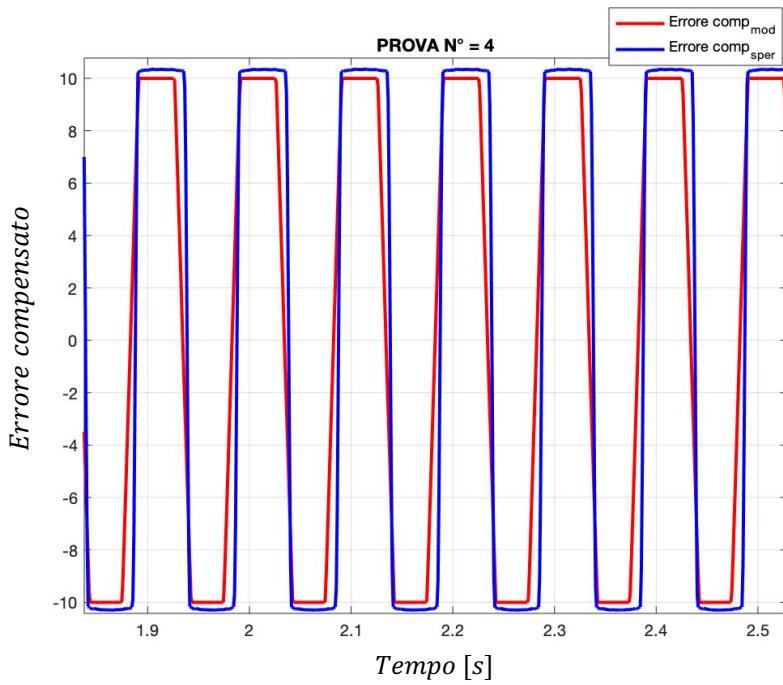


Figura 7.3 – Confronto fra errore compensato sperimentale e modello - Prova n° 4

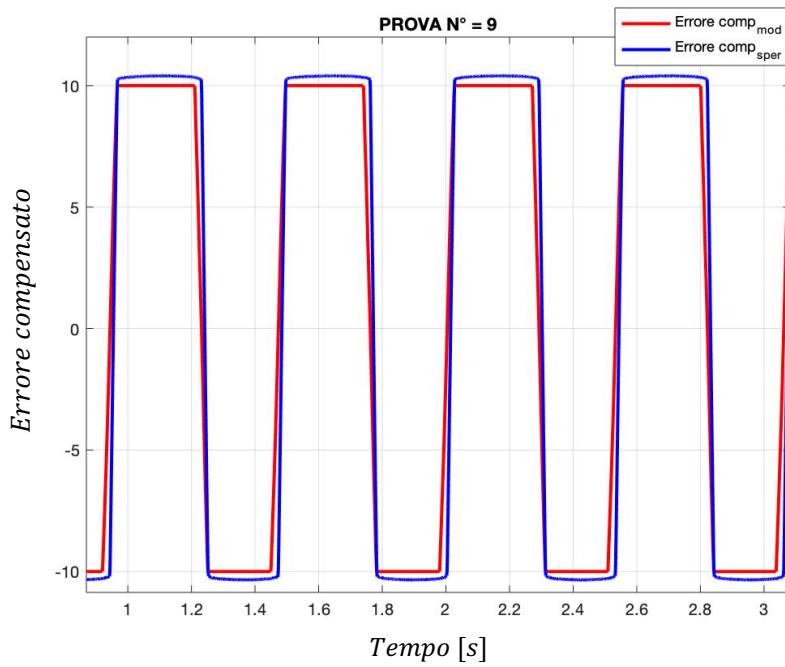


Figura 7.4 – Confronto fra errore compensato sperimentale e modello - Prova n° 9

Si nota che il fittaggio risulta sufficientemente preciso e accurato, il modello segue bene l’andamento dell’errore compensato dei dati sperimentali.

7.2. Stima dei valori di attrito

Dopo aver identificato i parametri di controllo ottimali del PID si è costruito il modello dell’intero servosistema con lo scopo di identificare anche i parametri relativi all’attrito del sistema.

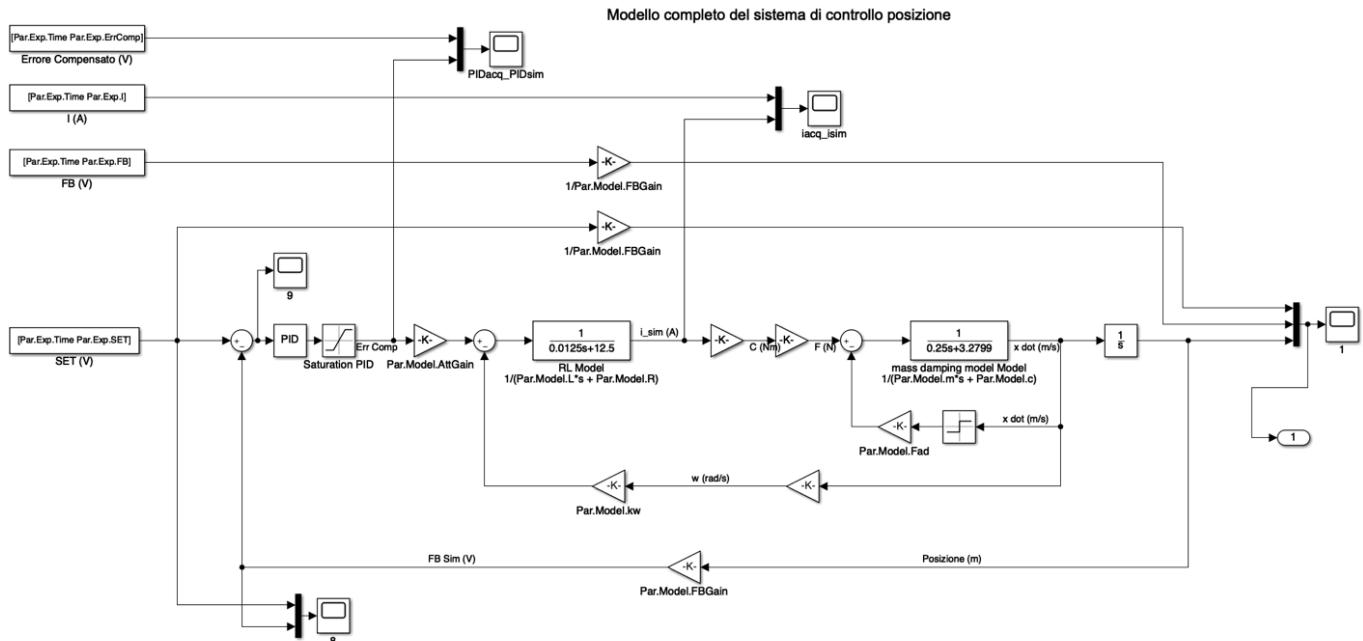


Figura 7.5 – Modello completo del servosistema

Laboratorio N.2 – Controllo posizione elettromeccanico

Il modello di attrito utilizzato è un modello misto di attrito Coulombiano e attrito viscoso. Pertanto, scrivendo l'equilibrio dinamico della massa mobile del cassetto si arriva alla relazione:

$$m \ddot{x} + c \dot{x} + F_{ad} \operatorname{sign}(\dot{x}) = F \quad (7.1)$$

Da cui si ottiene:

$$F_{tot} = F - F_{ad} \operatorname{sign}(\dot{x}) = m \ddot{x} + c \dot{x} \quad (7.2)$$

Utilizzando le trasformate di Laplace per scrivere la funzione di trasferimento dalla F_{tot} alla \dot{x} si ricava la relazione:

$$\overline{F_{tot}} = m s \bar{x} + c \bar{x} \quad (7.3)$$

Da cui si trova facilmente la funzione di trasferimento cercata:

$$\frac{\bar{x}}{\overline{F_{tot}}} = \frac{1}{m s + c} \quad (7.4)$$

Risulta un modello del primo ordine che lega la forza in ingresso dalla cinghia (F), ridotta della quota di attrito coulombiano ($F_{ad} \operatorname{sign}(\dot{x})$), alla velocità lineare del cassetto. È quindi possibile trovare tale velocità che può essere integrata per ricavare lo spostamento x del cassetto.

Per eseguire l'ottimizzazione dei due parametri di attrito, F_{ad} e c , si è sempre utilizzata la funzione ‘fmincon’ di Matlab. Si sono considerate le medesime prove esaminate per l'ottimizzazione dei parametri del PID, ovvero tutte le prove con ingresso sinusoidale. Nella tabella sottostante vengono riportati i risultati ottenuti:

Prova N°	Nome Prova	c [Ns/m]	F_{ad} [N]
1	Sin-Frq0.5_Ampl3-Gain10	3.255	2.185
2	Sin-Frq0.5_Ampl3-Gain2.5	3.167	1.350
3	Sin-Frq0.5_Ampl6-Gain2.5	4.990	0.886
4	Sin-Frq10_Ampl3-Gain10	2.462	1.028
5	Sin-Frq10_Ampl3-Gain2.5	1.956	2.527
6	Sin-Frq10_Ampl6-Gain2.5	1.938	2.486
7	Sin-Frq1_Ampl3-Gain10	1.959	2.517
8	Sin-Frq1_Ampl3-Gain2.5	1.959	2.517
9	Sin-Frq1_Ampl6-Gain2.5	4.999	1.334
10	Sin-Frq2_Ampl3-Gain10	4.435	1.321
11	Sin-Frq2_Ampl3-Gain2.5	4.437	1.310
12	Sin-Frq2_Ampl6-Gain2.5	4.997	1.493
13	Sin-Frq3_Ampl3-Gain10	4.417	3.602
14	Sin-Frq3_Ampl3-Gain2.5	3.229	3.203
15	Sin-Frq3_Ampl6-Gain2.5	2.668	3.509
16	Sin-Frq5_Ampl3-Gain10	2.801	3.581
17	Sin-Frq5_Ampl3-Gain2.5	2.872	2.084
18	Sin-Frq5_Ampl6-Gain2.5	2.872	2.084

Tabella 7.2 – Parametri di attrito ottimale per ogni prova

A differenza di quanto fatto in precedenza in cui si sono considerati per ogni prova i valori dei guadagni ottimali, per quanto riguarda l'attrito si è considerato come valore ottimale il valore medio ottenuto su tutte le prove, essendo l'attrito un fenomeno fisico del sistema. Nella in seguito sono riportati i valori medi e alcuni valori caratteristici della distribuzione di dati ottenuti.

	c	F_{ad}
Valore medio	3.301 [Ns/m]	2.168 [N]
Dev. Std	1.123 [Ns/m]	0.895 [N]
COV	34%	41%

Tabella 7.3 – Analisi statistica parametri di attrito

Si nota tuttavia che i valori hanno una dispersione molto ampia tra di loro, per cui sono valori utili per il processo di ottimizzazione del modello ma non hanno alcuna valenza in senso fisico, non possono essere considerati rappresentativi del modello reale.

7.3. Confronto risultati sperimentali con il modello

Trovati i valori del modello ottimali per il controllo PID e per i parametri di attrito si è potuto confrontare il modello con i risultati sperimentali. Nelle figure in seguito vengono riportati i risultati di alcune prove.

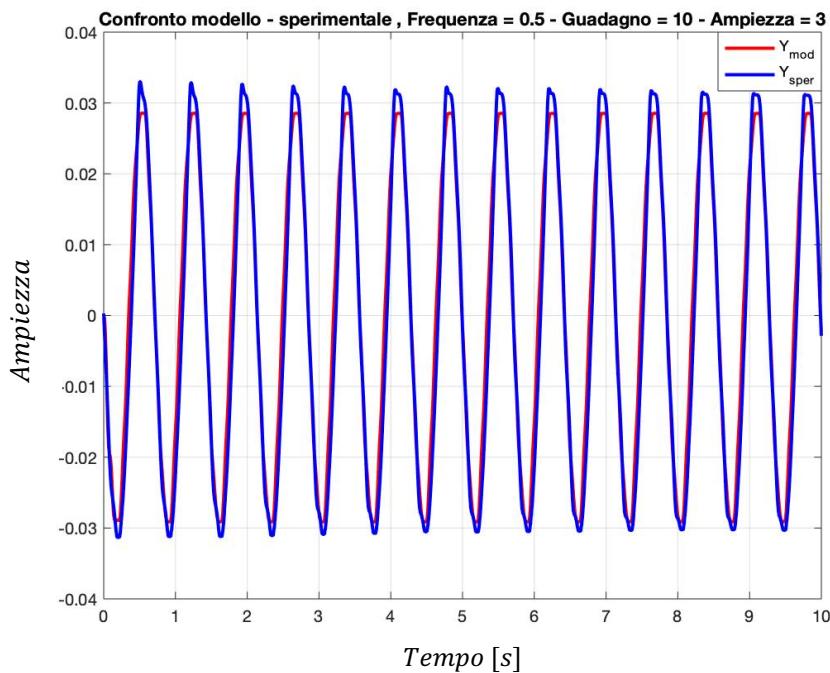


Figura 7.6 – Confronto fra dati sperimentali e modello – Prova n°1

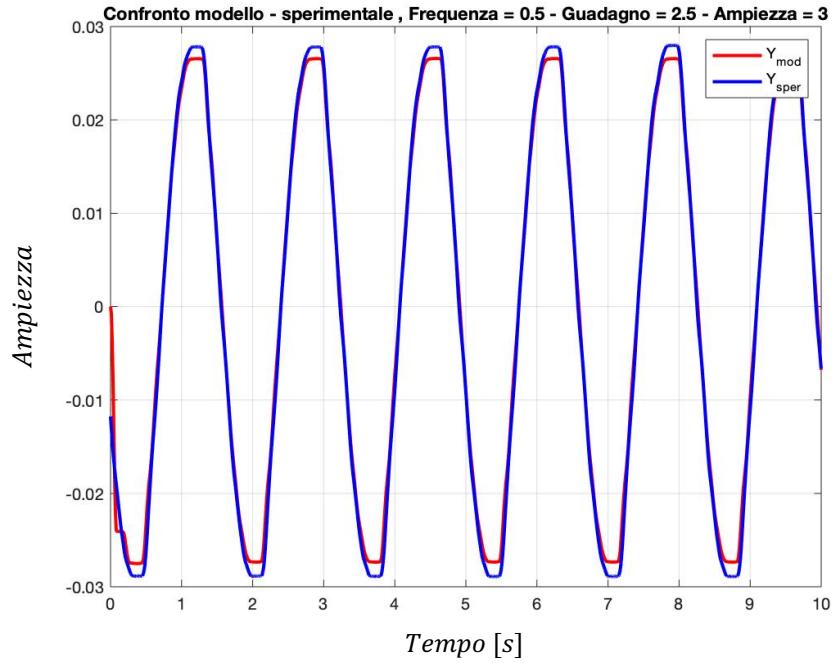


Figura 7.7 – Confronto fra dati sperimentali e modello – Prova n°2

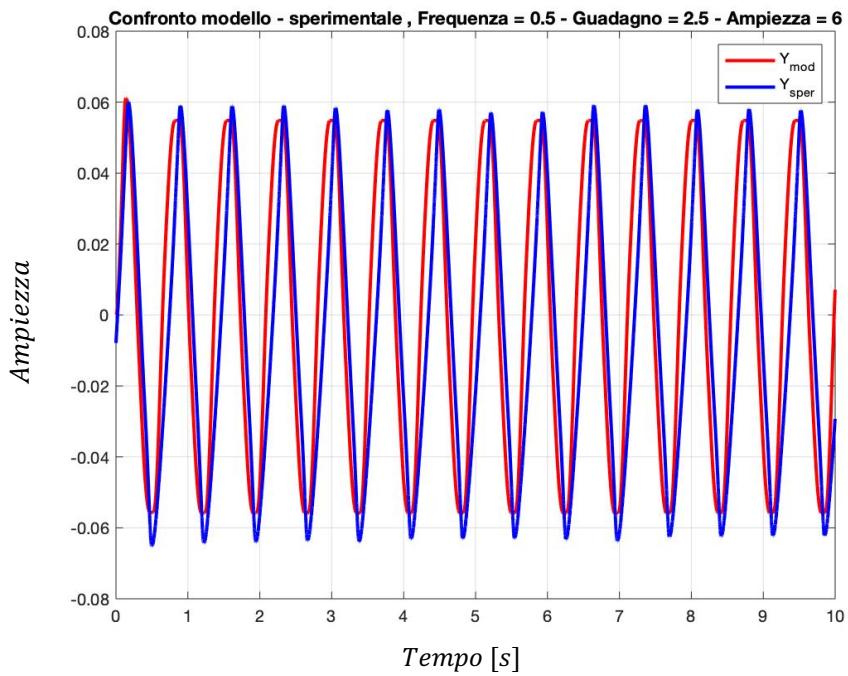


Figura 7.8 – Confronto fra dati sperimentali e modello – Prova n°3

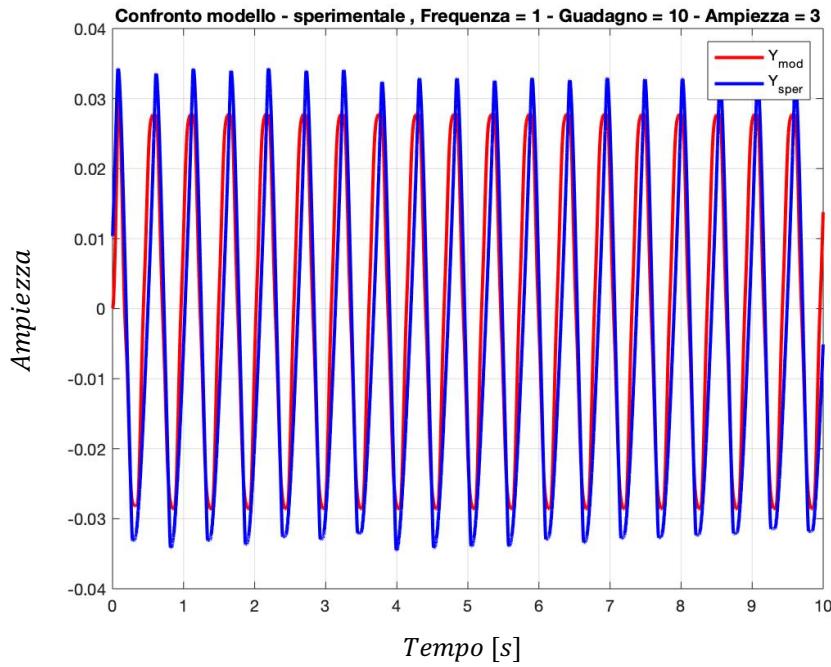


Figura 7.9 – Confronto fra dati sperimentali e modello – Prova n°7

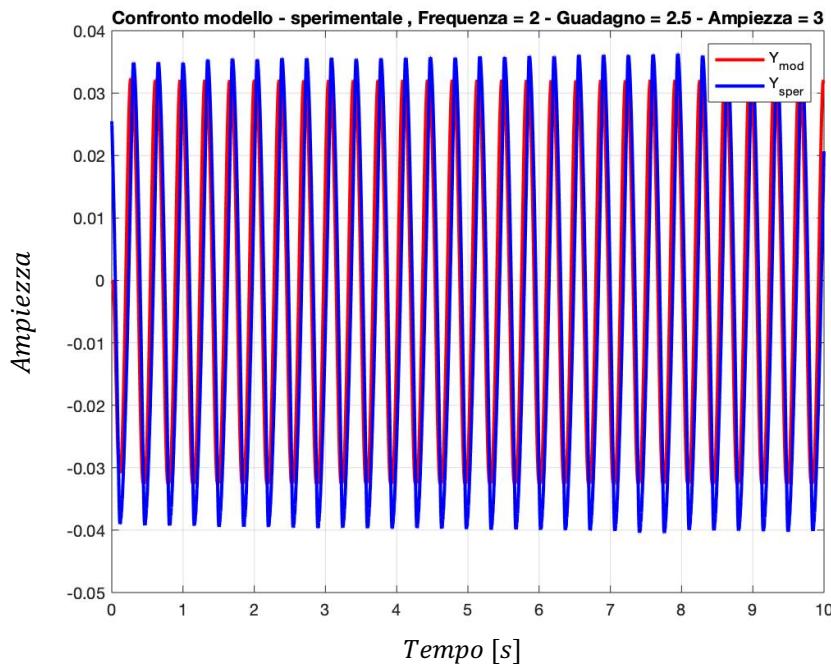


Figura 7.10 – Confronto fra dati sperimentali e modello – Prova n°11

Dal modello creato si nota che descrive discretamente bene il sistema reale, anche se in alcune prove il modello non è esattamente fedele ai dati sperimentali.

Le discordanze che si notano sono probabilmente date dal fatto che il servoattuatore elettrico utilizzato per l'esperienza contiene un controllore vecchio e con il tempo è probabile che la sua funzione di trasferimento non sia esattamente corrispondente a quella teorica.

Per una più corretta analisi si potrebbe variare la funzione di trasferimento per essere più coerenti possibili con il sistema reale, tuttavia non è oggetto di questa esperienza.

Laboratorio N.2 – Controllo posizione elettromeccanico

In particolare, vi sono alcune prove in cui il modello si discosta in maniera significativa dai dati sperimentali ottenuti in laboratorio, si veda la *figura 7.14* relativa alla prova 17.

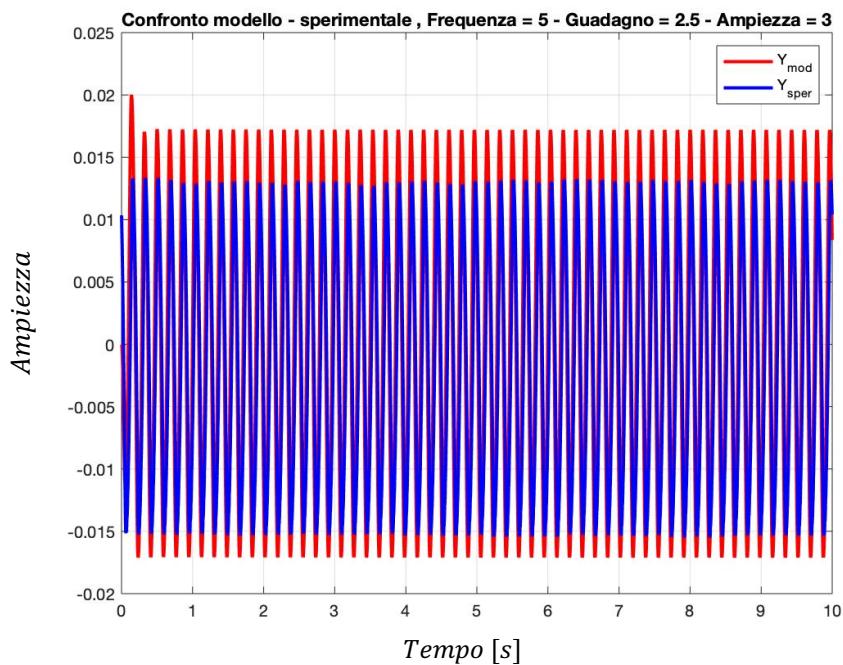


Figura 7.11 – Confronto fra dati sperimentali e modello – Prova n°17

8. Analisi di risposta in frequenza del sistema

Si è infine passati alla valutazione della risposta in frequenza del servosistema. Per prima cosa si è verificata l'effettiva frequenza di ogni segnale sinusoidale perché in laboratorio tale valore è impostato con una manopola che può essere usurata e indicare valori finti, quindi la frequenza impostata può non essere quella reale del set. Per questo motivo si è utilizzato un algoritmo FFT con il quale, a partire da un segnale in ingresso sinusoidale, calcola lo spettro in frequenza del segnale. In questo modo è possibile trovare la frequenza in cui è presente la maggior parte del contributo, che corrisponde alla frequenza effettiva del segnale.

Nelle figure 8.1, 8.2, 8.3, 8.4, 8.5, 8.6 sono riportati i risultati dell'algoritmo di FFT per le prove con guadagno 10 ed ampiezza 3.

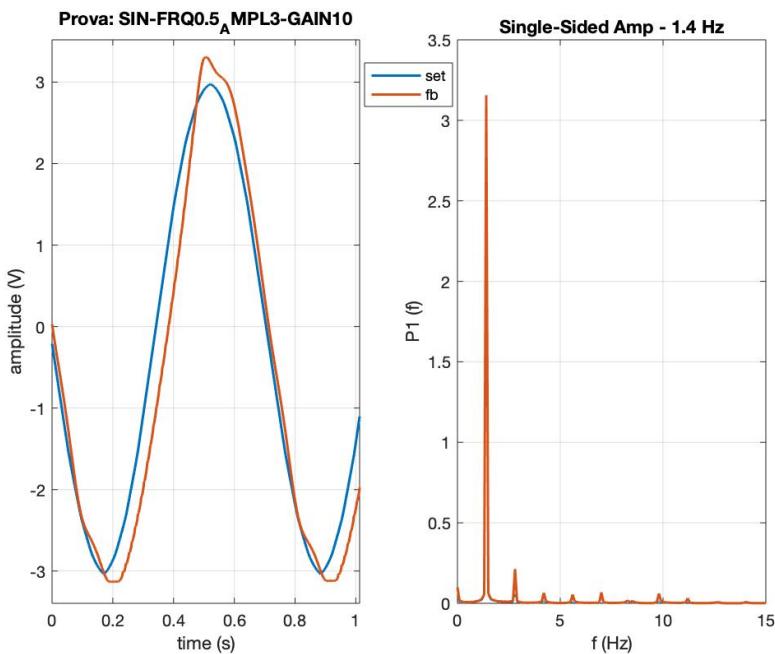


Figura 8.1 – FFT della prova: Sin-Frq0.5_Ampl3_Gain10 a cui corrisponde una frequenza reale di 1.4 Hz

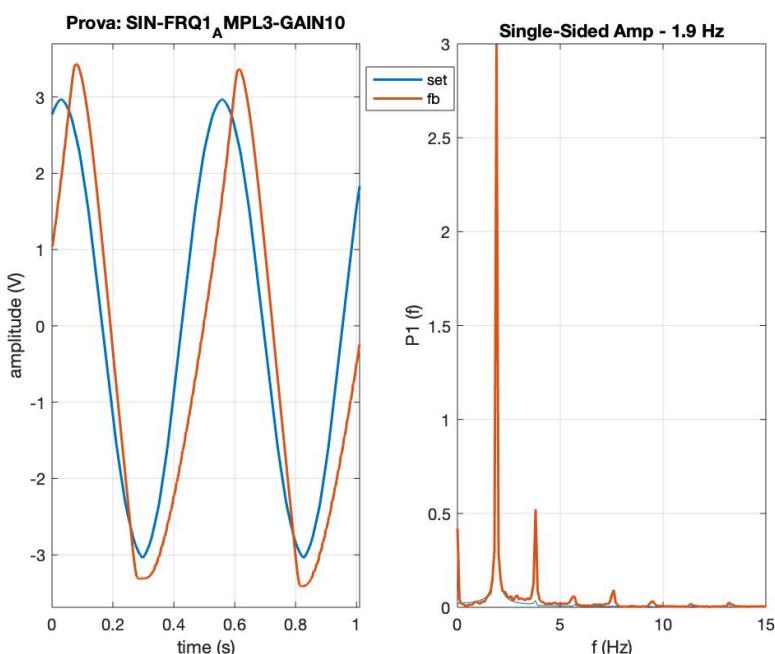


Figura 8.2 – FFT della prova: Sin-Frq1_Ampl3_Gain10 a cui corrisponde una frequenza reale di 1.9 Hz

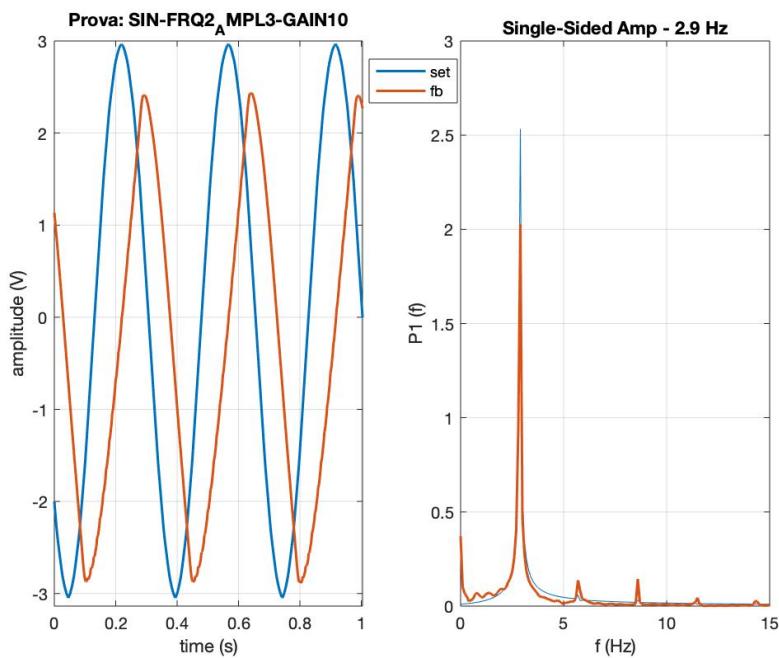


Figura 8.3 – FFT della prova: Sin-Frq2_Ampl3_Gain10 a cui corrisponde una frequenza reale di 2.9 Hz

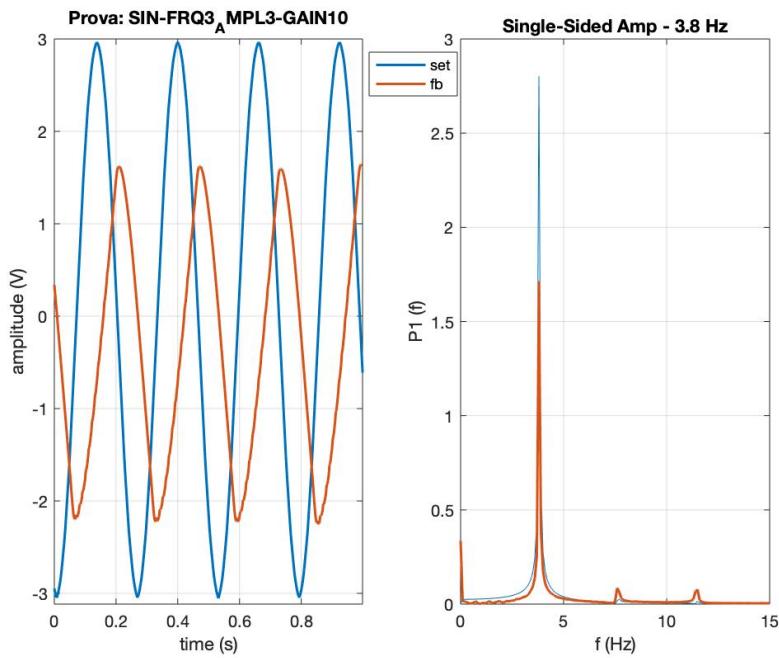


Figura 8.4 – FFT della prova: Sin-Frq3_Ampl3_Gain10 a cui corrisponde una frequenza reale di 3.8 Hz

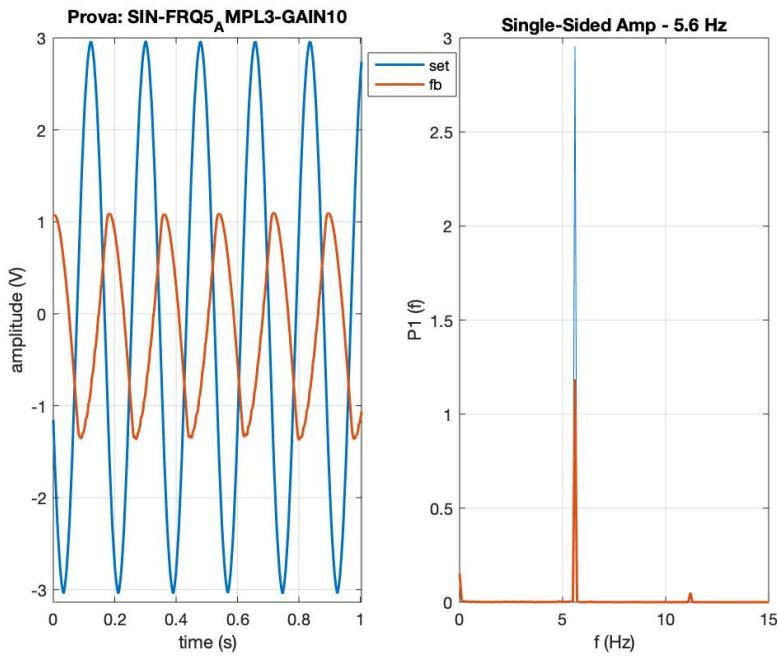


Figura 8.5 – FFT della prova: Sin-Frq5_Ampl3_Gain10 a cui corrisponde una frequenza reale di 5.6 Hz

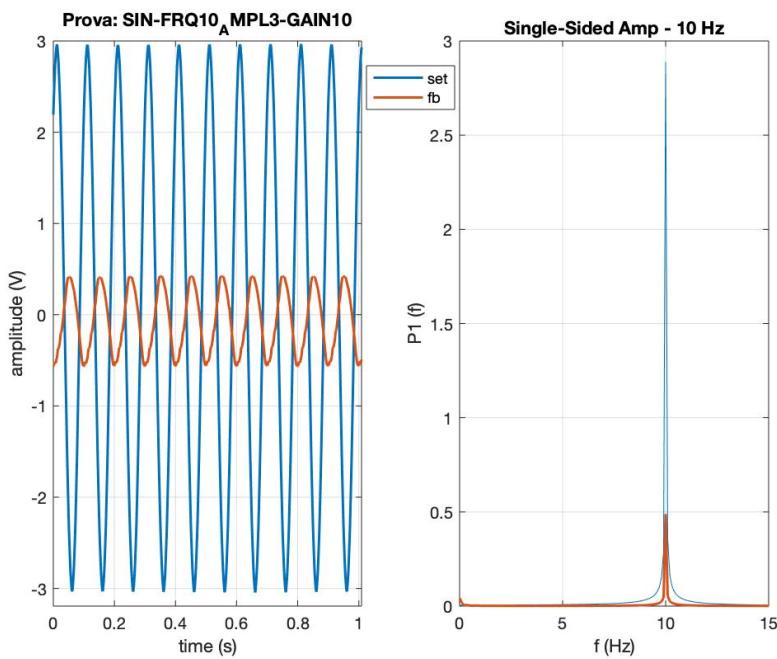


Figura 8.6 – FFT della prova: Sin-Frq10_Ampl3_Gain10 a cui corrisponde una frequenza reale di 10 Hz

Si osserva che effettivamente i valori delle frequenze impostati con la manopola non corrispondono a quelli che realmente il set possiede. Solamente la frequenza di 10 Hz coincide realmente con quella reale, questo è dovuto al fatto che a 10 Hz si è a fondo scala.

8.1. Diagrammi di BODE

Conoscendo le frequenze dei segnali di set e noti i valori di set e feedback acquisiti con le prove sperimentali è possibile valutare la risposta in frequenza del sistema costruendo il diagramma di Bode. In *figura 8.7* si riporta il diagramma di Bode per un input avente ampiezza 3 e guadagno 10.

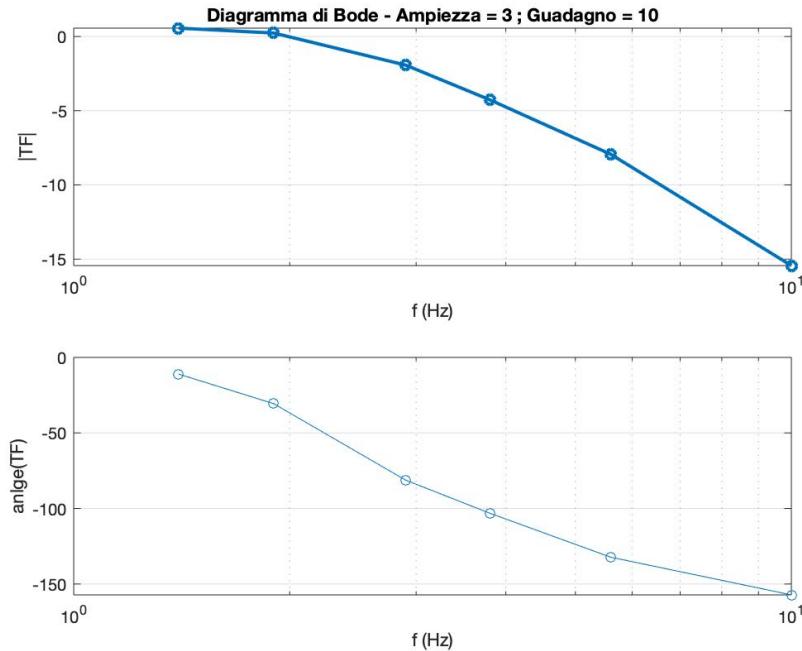


Figura 8.7 – Diagramma di Bode per prove con ampiezza 3 e guadagno 10

Durante l'esperienza in laboratorio si sono eseguite varie prove variando prima l'ampiezza del segnale mantenendo il guadagno costante e in seguito variando il guadagno mantenendo l'ampiezza costante. In questo modo si può verificare l'effetto della variazione di questi due parametri. Ciò che ci si aspetta è che all'aumentare del guadagno si abbia un aumento della larghezza di banda, mentre all'aumentare dell'ampiezza si ottenga una diminuzione della larghezza di banda.

Nelle figure 8.8 e 8.9 si riportano i grafici relativi alla variazione del guadagno e dell'ampiezza.

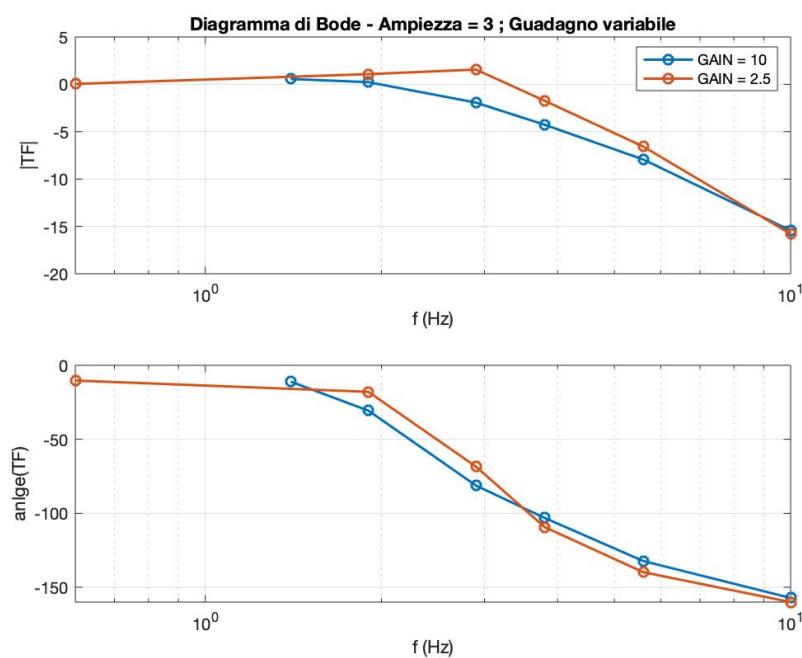


Figura 8.8 – Diagramma di Bode per prove con ampiezza 3 e guadagno variabile

Laboratorio N.2 – Controllo posizione elettromeccanico

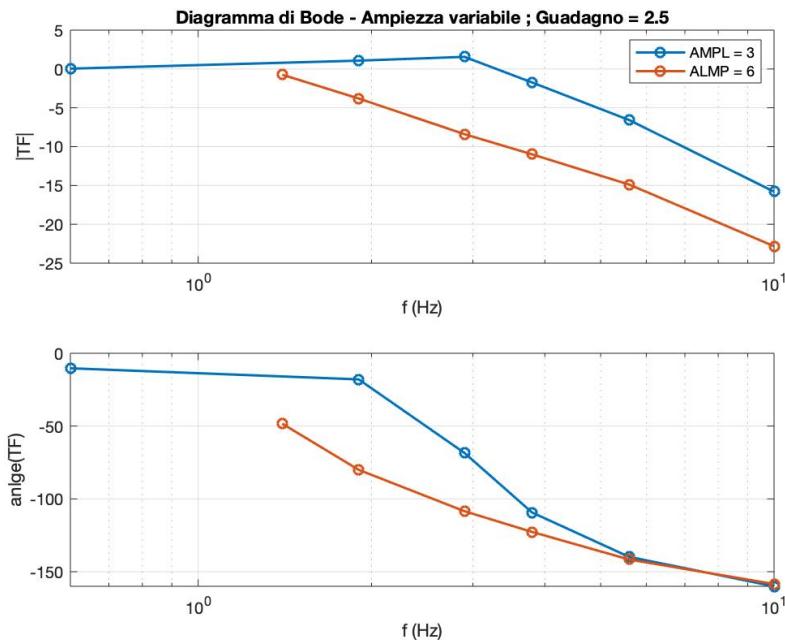


Figura 8.9 – Diagramma di Bode per prove con ampiezza variabile e guadagno 2.5

Come ipotizzato, all'aumentare dell'ampiezza si vede che la larghezza di banda diminuisce, infatti se il set ha un'ampiezza maggiore il sistema taglia a una frequenza più bassa.

Per quanto riguarda la variazione del guadagno invece, si nota che si ha una discrepanza con quanto atteso. Infatti, si vede che se aumenta il guadagno la larghezza di banda diminuisce. Per stabilire se tale problema sia dovuto al codice per la generazione del diagramma di Bode o ad un errore nell'acquisizione dei dati in laboratorio si sono plottati i dati di set e feedback per prove con onda sinusoidale di ampiezza 3 V e frequenza 3 Hz, per la quali l'uscita risulta attenuata con entrambi i guadagni.

Plotando questi due grafici si verifica se effettivamente i dati sperimentali attenuano di più con un guadagno maggiore e quindi l'errore è nell'acquisizione dei dati. Viceversa se la maggiore attenuazione si ha per la prova con guadagno minore significherebbe che l'errore risiede nel codice.

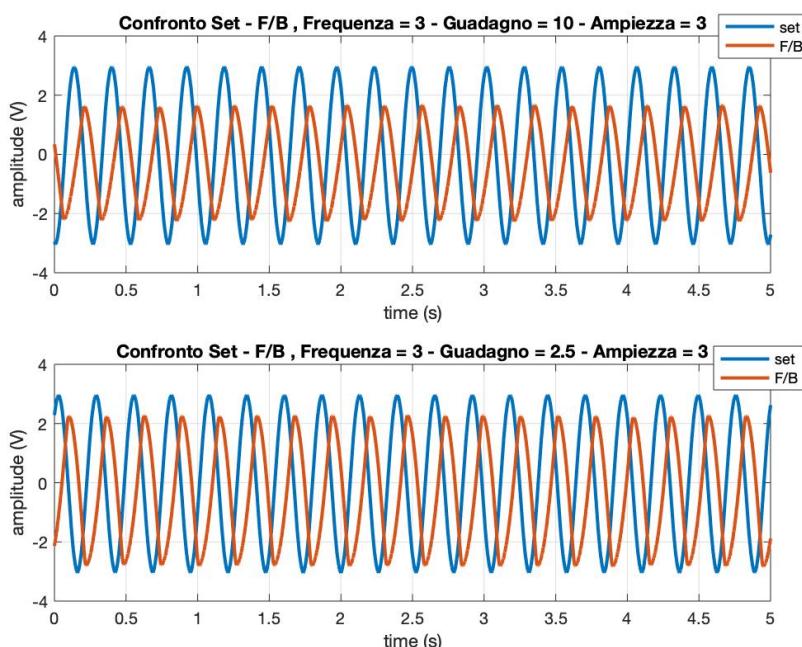


Figura 8.10 – Verifica Set-F/B per prove sinusoidali di ampiezza 3V e frequenza 3Hz

Si osserva che l'ampiezza del feedback con guadagno 10 è inferiore a quella con guadagno 2.5, ciò presuppone che vi sia un errore nell'acquisizione dei dati.

9. Conclusioni

Lo scopo di questa esperienza è stato quello di valutare le prestazioni di un servosistema elettro-meccanico per il controllo di posizione.

L'esperienza si è divisa in due parti:

- La prima, in laboratorio, in cui si è studiato il servosistema e si sono eseguite varie prove acquisendone i relativi dati
- La seconda parte, svolta in laboratorio numerico, si sono analizzati i dati acquisiti e si è costruito il modello del servosistema visto in laboratorio.

Per costruire un modello che meglio simuli il comportamento del sistema fisico è stato necessario stimare i parametri di controllo utilizzati. In laboratorio tali parametri erano assegnati mediante manopole analogiche le cui scale non sono affidabili, per ciò si è utilizzato un processo di reverse engineering grazie al quale si sono valutati i parametri di controllo per i quali il segnale in uscita dal PID del modello restituisca valori il più vicino possibili a quelli in uscita dal PID sperimentale. Per trovare tali parametri si è utilizzata la funzione di Matlab '*fmincon*' la quale ricerca il minimo locale della funzione che si inserisce in input variando i parametri indicati. Si sono quindi inseriti come parametri da variare i guadagni del controllo del PID, K_p K_i K_d , e come funzione da minimizzare la funzione dell'errore tra errore compensato sperimentale ed errore compensato del modello. L'ottimizzazione è stata eseguita per ogni prova con ingresso sinusoidale, pertanto si sono trovati un set di parametri di controllo ottimale per ciascuna prova. In *tavella 9.1* sono riportati tali valori.

Prova N°	Nome Prova	K_p	K_i	K_d
1	Sin-Frq0.5_Ampl3-Gain10	24.677	$3.877 \cdot 10^{-10}$	$9.126 \cdot 10^{-12}$
2	Sin-Frq0.5_Ampl3-Gain2.5	10.309	1.462	$1.760 \cdot 10^{-11}$
3	Sin-Frq0.5_Ampl6-Gain2.5	5.878	0.124	$4.432 \cdot 10^{-11}$
4	Sin-Frq10_Ampl3-Gain10	5.920	3.544	$1.279 \cdot 10^{-12}$
5	Sin-Frq10_Ampl3-Gain2.5	5.096	3.733	$2.715 \cdot 10^{-13}$
6	Sin-Frq10_Ampl6-Gain2.5	3.167	1.207	$1.418 \cdot 10^{-13}$
7	Sin-Frq1_Ampl3-Gain10	16.129	$4.576 \cdot 10^{-10}$	$3.504 \cdot 10^{-12}$
8	Sin-Frq1_Ampl3-Gain2.5	9.706	1.085	$6.090 \cdot 10^{-12}$
9	Sin-Frq1_Ampl6-Gain2.5	4.998	0.075	$1.227 \cdot 10^{-12}$
10	Sin-Frq2_Ampl3-Gain10	7.756	0.357	$1.398 \cdot 10^{-14}$
11	Sin-Frq2_Ampl3-Gain2.5	5.866	0.370	$2.060 \cdot 10^{-13}$
12	Sin-Frq2_Ampl6-Gain2.5	4.114	0.047	$6.308 \cdot 10^{-13}$
13	Sin-Frq3_Ampl3-Gain10	6.537	0.366	$1.387 \cdot 10^{-13}$
14	Sin-Frq3_Ampl3-Gain2.5	4.991	0.270	$1.224 \cdot 10^{-13}$
15	Sin-Frq3_Ampl6-Gain2.5	3.613	0.097	$4.168 \cdot 10^{-13}$
16	Sin-Frq5_Ampl3-Gain10	5.590	0.946	$4.167 \cdot 10^{-15}$
17	Sin-Frq5_Ampl3-Gain2.5	4.763	1.272	$4.053 \cdot 10^{-13}$
18	Sin-Frq5_Ampl6-Gain2.5	3.163	0.163	$2.464 \cdot 10^{-13}$

Figura 9.1 – Guadagni PID ottimali per ogni prova

Noti i parametri di controllo per ogni prova si è proceduto ottimizzando il modello completo dell'intero servosistema. In particolare, si sono variati i parametri relativi all'attrito, c e F_{ad} . Il modello di attrito considerato è un modello misto di attrito Coulombiano e attrito viscoso. Il processo di ottimizzazione utilizzato è del tutto analogo al precedente, per cui si sono trovati per ogni prova i valori dei parametri di attrito che minimizzino l'errore tra spostamento simulato e sperimentale. Tali valori sono riportati in *tavella*

Laboratorio N.2 – Controllo posizione elettromeccanico

9.2. Essendo l'attrito un fenomeno fisico, caratteristico del sistema, si sono considerati come valori di c e F_{ad} ottimali la media tra tutte le prove. Nella tabella sottostante si riportano i risultati ottenuti:

	c	F_{ad}
<i>Valore medio</i>	3.301 [Ns/m]	2.168 [N]
<i>Dev. Std</i>	1.123 [Ns/m]	0.895 [N]
<i>COV</i>	34%	41%

Tabella 9.1 – Analisi statistica parametri di attrito

Si nota tuttavia che la dispersione di tali dati è molto alta per cui i valori ottimizzati devono essere considerati come valori indicativi e non rappresentativi del sistema fisico reale.

Trovati i parametri del controllo e i parametri di attrito ottimali si è confrontato il modello creato con i dati relativi al sistema reale. Dalle figure a paragrafo 7 si possono vedere i risultati ottenuti. Si nota che il modello approssima in maniera abbastanza veritiera i dati sperimentali, non si è riusciti ad ottenere un risultato migliore per il fatto che il sistema è vecchio per cui con tutta probabilità la sua funzione di trasferimento relativa al controllore non è più quella teorica.

Infine, si è valutata la risposta in frequenza del sistema a partire dai dati sperimentali ottenuti con un set sinusoidale a diverse frequenze. Le frequenze assegnate alle varie prove non si possono ritenere attendibili, essendo state assegnate con manopole le cui scale non risultano affidabili. Pertanto, si è eseguita un'analisi FFT per la valutazione della frequenza reale dei segnali in ingresso. Trovate le frequenze effettive è stato possibile creare il diagramma di Bode. Avendo a disposizione prove a guadagno e ampiezza diversi si è valutata l'influenza di tali parametri sui diagrammi di Bode.

In particolare, si nota che all'aumentare dell'ampiezza, a parità di guadagno, la larghezza di banda diminuisce mentre per quanto riguarda l'influenza del guadagno si aspetta che all'aumentare del guadagno la larghezza di banda aumenti.

Si osserva tuttavia comportamento opposto dai risultati ottenuti. Probabilmente questo è dovuto a una acquisizione errata dei dati. Si è mostrato infatti che i dati sperimentali presentano una attenuazione maggiore con guadagno più alto.



POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Meccanica *Meccatronica*

ESPERIENZA DI LABORATORIO N.3

Banco prove HIL di un generatore di energia da moto ondoso

A.A. 2019/2020

Docente:
Prof. Massimo Sorli

Autori:
Luca Pirini Casadei 264939
Gianmarco Santoro 265999

Indice

1.	Obiettivi e descrizione ISWEC	1
2.	Modello	2
2.1.	Forzante	2
2.2.	Galleggiante	3
2.3.	Giroscopio.....	4
2.4.	Controllo	5
3.	Il Banco prova HIL.....	5
3.1.	Feed Through.....	7
3.2.	HIL.....	7
4.	Esecuzione delle prove sperimentali.....	8
4.1.	Valutazione dei parametri inerziali del modello	8
4.2.	Prestazioni del banco prova.....	10
4.3.	Diagrammi	10
5.	Conclusioni	14

Indice delle Figure

Figura 1.1 – Prototipo ISWEC in scala 1:8 & tabella delle caratteristiche principali	1
Figura 1.2 – Schema semplificato del sistema	1
Figura 2.1 – Schema a blocchi del sistema ISWEC.....	2
Figura 2.2 – Modello di forzante idrodinamica	2
Figura 2.3 – Coef. di massa aggiunta A & smorzamento idrodinamico B in funzione del periodo d'onda	3
Figura 2.4 – Schema a blocchi rappresentante lo scafo	3
Figura 2.5 – Schema a blocchi del giroscopio, nel riquadro è rappresentata la parte di controllo.....	4
Figura 3.1 – Gruppo ISWEC	5
Figura 3.2 – Schema funzionale del banco di prova HIL.....	6
Figura 3.3 – Schema di controllo del banco con metodo Feed Through.....	7
Figura 3.4 – Schema di controllo del banco con metodo HIL.....	7
Figura 4.1 – Confronto sperimentale – simulato della potenza con un buon fitting dei parametri.....	11
Figura 4.2 – Confronto sperimentale – simulato della coppia con un buon fitting dei parametri.....	11
Figura 4.3 – Confronto sperimentale – simulato dell'angolo ϵ con un buon fitting dei parametri.....	12
Figura 4.4 – Confronto sperimentale – simulato della potenza con un modesto fitting dei parametri.....	12
Figura 4.5 – Confronto sperimentale – simulato della coppia con un modesto fitting dei parametri.....	13
Figura 4.6 – Confronto sperimentale – simulato dell'angolo ϵ con un modesto fitting dei parametri	13

Indice delle tabelle

Tabella 4.1 – Risultati del Fitting dei parametri I & J.....	9
Tabella 4.2 – Comparazione potenza di modello e sperimentale	10

Laboratorio N.3 – Banco prove HIL di un generatore di energia da moto ondoso

1. Obiettivi e descrizione ISWEC

L'esercitazione è volta a stimare i momenti d'inerzia del gruppo giroscopico del banco prova HIL¹ e alla previsione delle sue prestazioni.

Inizialmente si studia il sistema fisico e il suo funzionamento, quindi si prosegue con l'acquisizione di storie temporali di alcune grandezze rilevanti. Si procede con l'analisi numerica, con la quale si fanno analoghe valutazioni attraverso il fitting dei dati sperimentali acquisiti in laboratorio, confrontando infine i risultati di laboratorio, prove in vasca prova e numerici.

Il sistema su cui si lavora è un banco HIL per un sistema di produzione di energia da moto ondoso in scala 1:8.



Scafo	
Lunghezza	4 m
Larghezza	3.5 m
Massa	3800 kg
Giroscopio	
Massa	200 kg
Velocità angolare max.	1500 rpm
PTO	
Coppia max.	275 Nm
Coppia nominale	173 Nm
Velocità angolare nom.	30 rpm
Potenza nominale	540 W

Figura 1.1 – Prototipo ISWEC in scala 1:8 & tabella delle caratteristiche principali

Il sistema ISWEC² è composto da uno scafo stagno che contiene un sistema giroscopico ad un grado di libertà utilizzato per la conversione di energia.

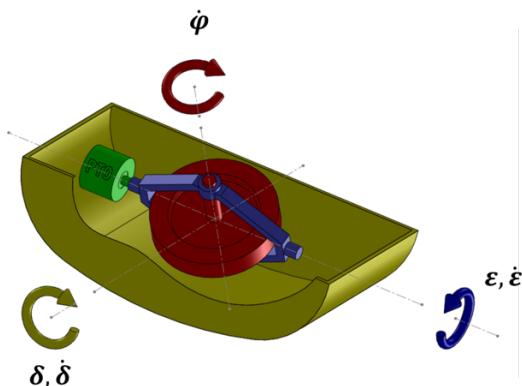


Figura 1.2 – Schema semplificato del sistema

Il volano -in rosso- è libero di ruotare su sé stesso ($\dot{\phi}$), mentre il telaio -viola-, vincolato rigidamente al fondo dello scafo, può ruotare di un angolo $\dot{\epsilon}$ collegato al generatore elettrico -verde-.

¹ Hardware in the Loop: le tecniche HIL sono largamente utilizzate in campo industriale per ridurre tempi e costi di sistemi in fase prototipale, dove in genere parte del sistema fisico viene simulato con un modello numerico

² Inertial Sea Wave Energy Converter

Le onde inducono sullo scafo un moto di beccheggio intorno all'asse δ^3 . La velocità $\dot{\delta}$, combinata alla velocità angolare del volano $\dot{\phi}$, produce un momento giroscopico sul terzo asse quindi una rotazione ε .

Il moto di beccheggio dovuto alla variazione del momento angolare, in particolare alla direzione del vettore momento angolare, induce una coppia giroscopica che può essere sfruttata da un generatore PTO⁴ posizionato sull'asse di rotazione ε .

2. Modello

Lo schema a blocchi dell'ISWEC segue la seguente logica:

- Gli input ampiezza a_w e periodo T_w d'onda sono utilizzati dal primo blocco per calcolare la forzante F_w dell'onda che agisce sul galleggiante.
- Il blocco Galleggiante -utilizzando i parametri idrodinamici dello scafo- determina il moto di beccheggio ($\delta, \dot{\delta}, \ddot{\delta}$) a partire dalle due forze applicate F_w e T_δ .
- La velocità di beccheggio è elaborata dal blocco Giroscopio che con una certa legge di controllo determina l'output del sistema ovvero la coppia di reazione T_δ .
- La coppia di reazione diventa quindi uno dei due input del galleggiante.

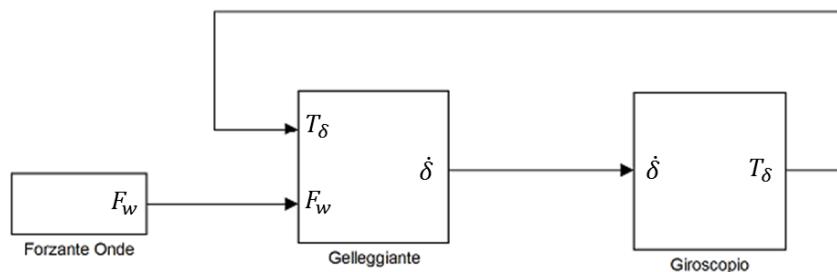


Figura 2.1 – Schema a blocchi del sistema ISWEC

2.1. Forzante

La rappresentazione numerica dell'interazione idrodinamica scafo-onde è complessa, soprattutto rispetto al fenomeno reale con onde irregolari. Per semplicità si ipotizzano onde regolari descritte da una sinusoide. Facendo riferimento allo schema di figura 2.2, notiamo che la forma d'onda η_w è descritta da una sinusoide del tipo $A \sin(\omega t)$. La forma d'onda è quindi moltiplicata per un coefficiente di forza f_w , dipendente dalla frequenza, per ottenere la forzante F_w .

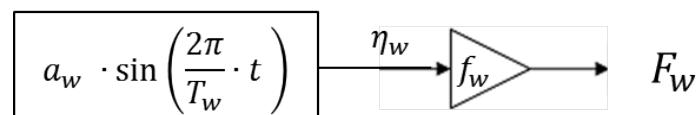


Figura 2.2 – Modello di forzante idrodinamica

³ Questo angolo per il sistema di riferimento dello scafo è lo stesso del giroscopio, il quale è vincolato rigidamente al galleggiante

⁴ Power Take Off – Presa di Potenza

2.2. Galleggiante

Nella realtà ci sono 6 gradi di libertà dello scafo che vengono semplificati nel modello considerando il solo moto di beccheggio, indicato con $(\delta, \dot{\delta}, \ddot{\delta})$. L'equazione del moto dello scafo viene quindi scritta come segue.

$$(M + A(\omega)) \ddot{\delta} + B(\omega) \dot{\delta} + K\delta = F_w + T_\delta$$

In analogia ai sistemi dinamici massa-molla, M e K rappresentano la massa e la rigidezza idrodinamica dello scafo. A e B sono rispettivamente i coefficienti di massa aggiunta e smorzamento idrodinamico legati alle forze di radiazione prodotte dallo scafo nel moto, i quali dipendono dalla frequenza della forzante del sistema stesso. F_w è la coppia risultante delle forze di pressione sullo scafo per il grado di libertà di beccheggio e T_δ rappresenta la coppia di reazione del giroscopio sullo scafo.

Si riportano gli andamenti di A e B in funzione del periodo d'onda e lo schema a blocchi che implementa l'equazione dello scafo.

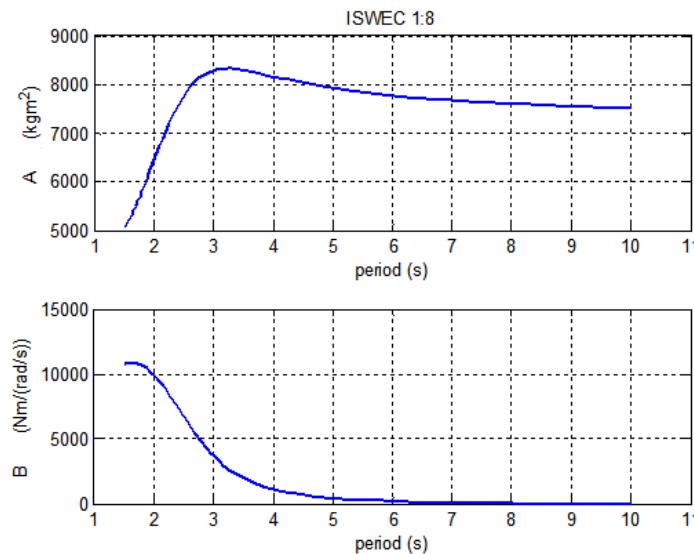


Figura 2.3 – Coef. di massa aggiunta A & smorzamento idrodinamico B in funzione del periodo d'onda

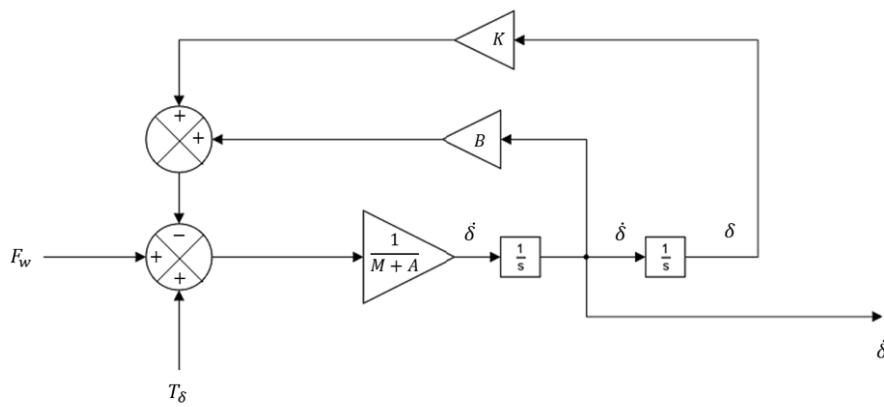


Figura 2.4 – Schema a blocchi rappresentante lo scafo

2.3. Giroscopio

Il blocco Giroscopio considera le caratteristiche del gruppo giroscopico composto da volano, telaio e PTO elettrico. Si ha come input la velocità di beccheggio $\dot{\delta}$ e come output la coppia di reazione T_δ che va ad influenzare la dinamica dello scafo.

Le equazioni che descrivono la cinematica del sistema sono non lineari, la coppia sull'asse del generatore può essere scritta come segue.

$$T_\varepsilon = I\ddot{\varepsilon} - J\dot{\phi}\dot{\delta} \cos \varepsilon$$

Dove:

- I è il momento di inerzia del gruppo giroscopico intorno all'asse ε
- J analogo del solo volano intorno all'asse ϕ

La velocità di rollio dell'asse del generatore $\dot{\varepsilon}$ induce a sua volta una coppia di reazione intorno all'asse δ , che si scarica direttamente sullo scafo.

$$T_\delta = J\dot{\phi}\dot{\varepsilon} \cos \varepsilon$$

Si comprende come la dinamica interna al sistema sia connessa a fenomeni esterni, cioè le onde.

Nello schema a blocchi del gruppo giroscopico si possono individuare le coppie giroscopiche legate al momento del volano e al coseno dell'angolo di precessione ε .

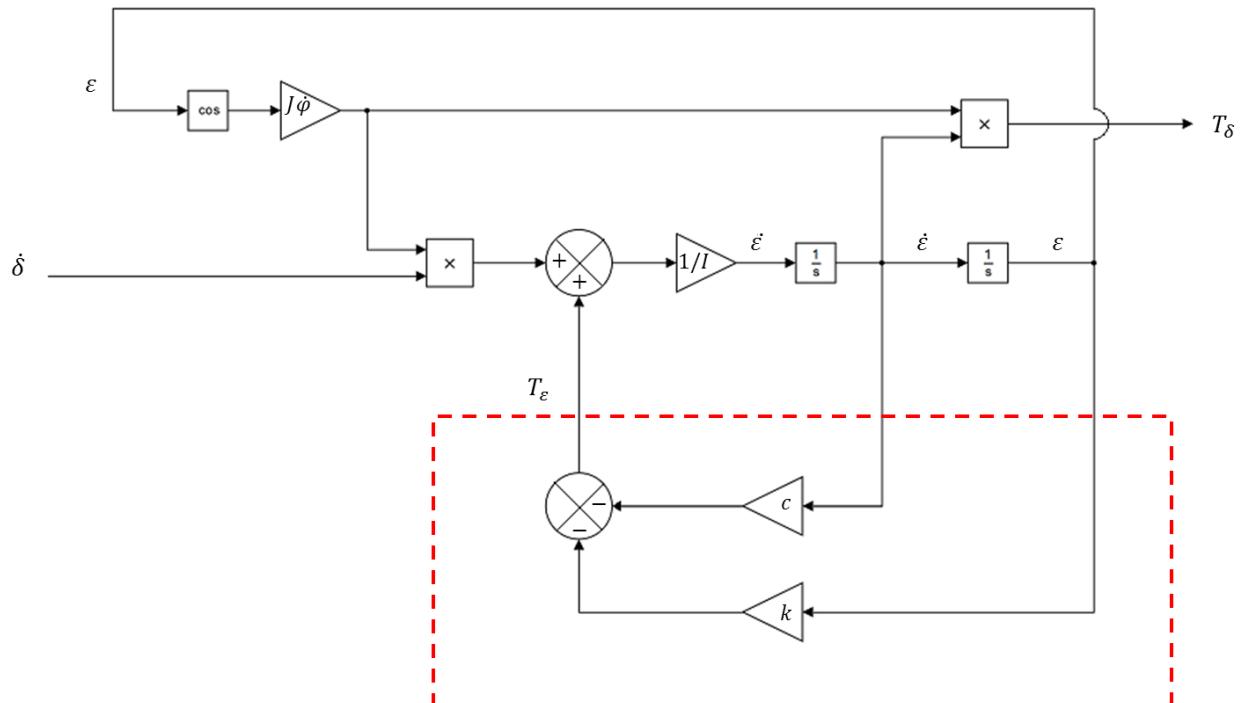


Figura 2.5 – Schema a blocchi del giroscopio, nel riquadro è rappresentata la parte di controllo

2.4. Controllo

Lo schema di controllo in coppia del PTO è visibile in Figura 2.5. evidenziato dal tratteggio rosso. Si nota come la coppia di controllo T_ε agisce sull'asse ε aggiungendosi alla coppia giroscopica.

La meccanica del sistema è controllata con un PD, il quale imposta una coppia di set sul generatore elettrico per massimizzare la potenza estratta. Tale coppia è composta da una componente elastica che forza il sistema giroscopico ad oscillare intorno alla posizione di equilibrio verticale ($-k\varepsilon$), e da una componente frenante ($-c\varepsilon\dot{}$) che è responsabile dell'estrazione di potenza.

$$T_\varepsilon = -k\varepsilon - c\varepsilon\dot{}$$

Un terzo parametro di controllo del sistema giroscopico è la velocità di rotazione del volano $\dot{\varphi}$, la quale influisce sul momento angolare del volano determinando variazioni importanti sulle due coppie giroscopiche.

3. Il Banco prova HIL

Il banco è composto una piattaforma oscillante azionata da un motoriduttore elettrico, nella quale è installato il gruppo giroscopico di ISWEC composto da:

- Volano, contenuto all'interno della campana del vuoto per minimizzare le perdite aerodinamiche
- Motore di azionamento del volano stesso
- Torsiometro per misurare la coppia del generatore
- PTO: generatore elettrico multipolare a magneti permanenti



Figura 3.1 – Gruppo ISWEC

Funzionalmente si può schematizzare il banco prova di ISWEC come segue.

1. Il motoriduttore aziona la piattaforma oscillante ed è comandato da un drive elettronico di potenza (DS2000).
2. Il driver prende in ingresso un riferimento di posizione δ_{set} generato dal controllore del banco (PXI).

Laboratorio N.3 – Banco prove HIL di un generatore di energia da moto ondoso

3. Il controllore prende in ingresso il valore di feedback δ_{fb} che viene utilizzato per chiudere l'anello del controllo di posizione.

La gestione del generatore elettrico e del motore del giroscopio è demandata ad un secondo controllore C-Rio mediante il drive a due assi DM2020. Anche in questo caso la velocità del volano, insieme con la posizione e la velocità dell'asse del generatore, vengono retroazionati sul drive per chiudere gli anelli di controllo.

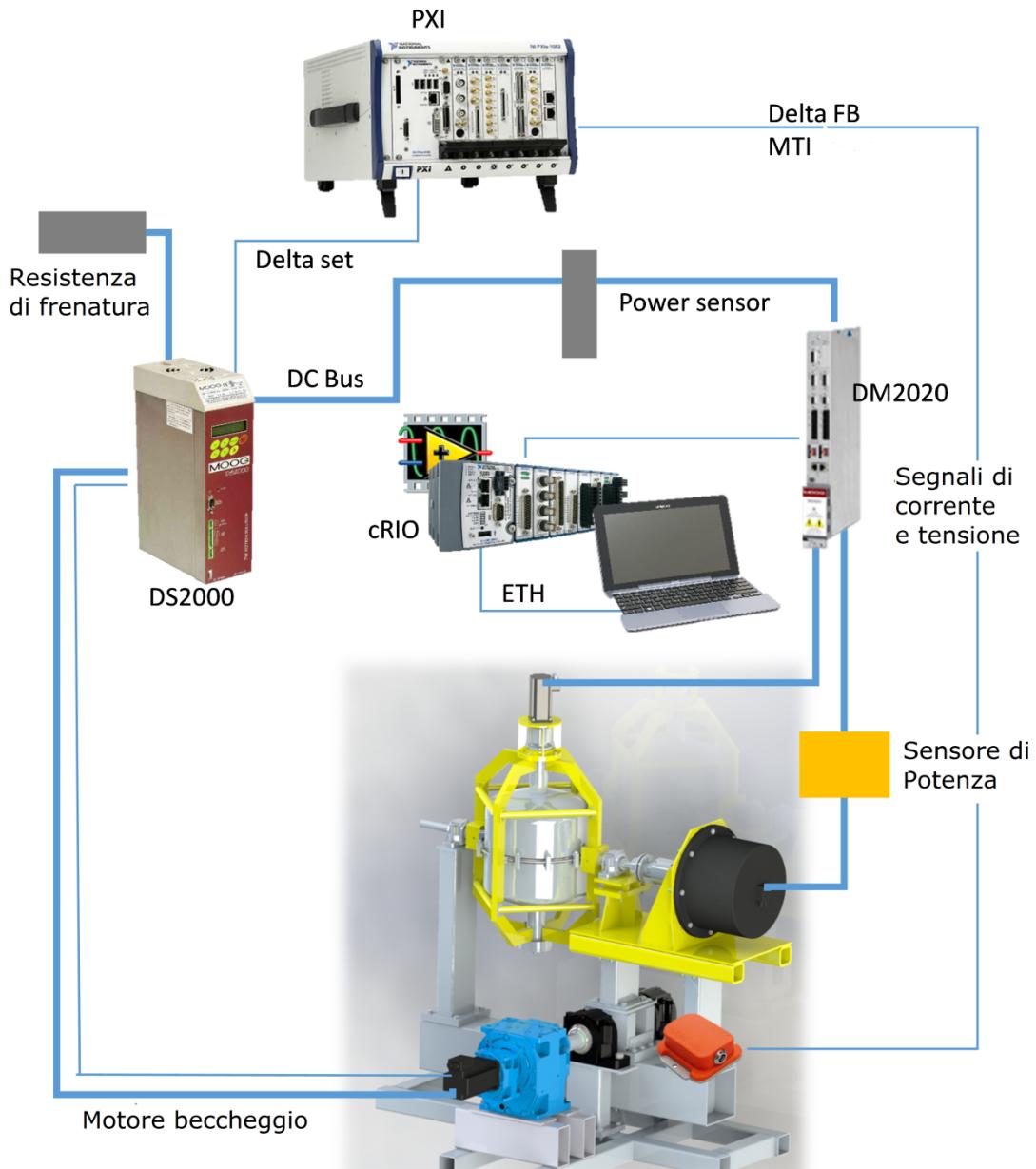


Figura 3.2 – Schema funzionale del banco di prova HIL

Grazie a questo banco risulta possibile riprodurre il moto di beccheggio dello scafo di ISWEC e verificare come risponde il sistema meccanico al suo interno.

3.1. Feed Through

Un metodo di controllo attuabile per la piattaforma è il “Feed Through”. Il controllore (PXI) prende in ingresso i valori di ampiezza e periodo del moto di beccheggio e genera un riferimento di posizione che è inviato al drive del motore. Il drive poi attua un controllo posizione per inseguire il valore di set. Il giroscopio reagisce in funzione della sua dinamica e della coppia di controllo del generatore.

Il banco prova può essere modellato come un semplice ritardo, con guadagno unitario.

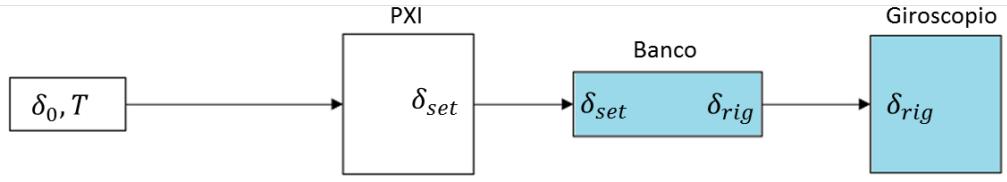


Figura 3.3 – Schema di controllo del banco con metodo Feed Through

3.2. HIL

Un ulteriore metodo di controllo implementabile è l’HIL. Nel PXI è implementato lo stesso modello idrodinamico precedente con il quale è simulata la dinamica del sistema e la risposta δ dovuta alla forzante idrodinamica e alla reazione del giroscopio.

Il modello numerico ricostruisce l’azione delle onde nel banco HIL.

- Noto il moto ε del giroscopio si determina la reazione giroscopica T_δ che agisce sullo scafo.
- In funzione di queste due forzanti è effettuato un passo di integrazione dell’equazione dinamica dello scafo e si calcola il nuovo angolo di beccheggio δ che dovrà essere attuato.
- Il giroscopio risponde con un certo moto ε dipendente dalla fisica del sistema.
- In ogni istante di simulazione la coppia scaricata sullo scafo T_δ è calcolata
- Viene fornita come input al modello numerico, viene calcolato il nuovo valore dell’angolo di beccheggio e il moto della piattaforma è aggiornato.

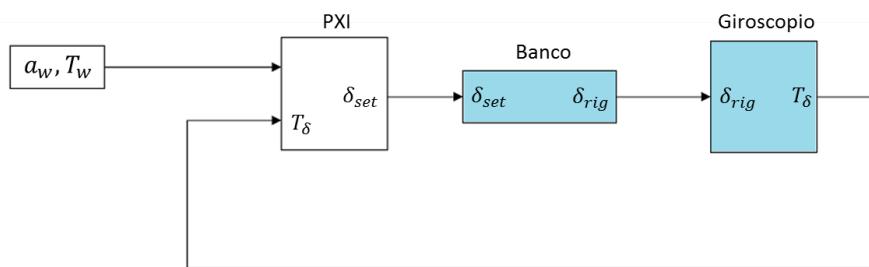


Figura 3.4 – Schema di controllo del banco con metodo HIL

Risulta che gli input del sistema siano l’ampiezza a_w e il periodo dell’onda T_w con i quali è calcolato il moto di beccheggio dello scafo δ_{set} , tenendo conto della coppia T_δ scaricata dal sistema giroscopico. Il controllo posizione del banco si occupa di attuare il moto ed il giroscopio reagisce al moto. La coppia di reazione T_δ viene retroazionata sul PXI in quanto influisce sul moto dello scafo.

4. Esecuzione delle prove sperimentali

Si sono eseguiti una serie di test con il sistema HIL, per i quali è richiesto di identificare il momento di inerzia del volano e del gruppo giroscopico attorno all'asse del PTO. Al modello è fornito il valore dell'angolo di beccheggio realmente compiuto per il confronto con gli angoli di oscillazione all'albero del PTO.

Si è quindi valutato l'errore tra i risultati ottenuti dalle prove sperimentali con il banco HIL e quelli ricavati con il modello numerico implementato su Simulink.

4.1. Valutazione dei parametri inerziali del modello

La prova è volta a valutare i momenti di inerzia I e J ⁵ incogniti del sistema. Tali dati sono stati “fittati” per ottenere il minimo errore tra il modello numerico e i dati acquisiti sperimentalmente. Ipotizzando dei valori di primo tentativo, si fanno variare i parametri delle inerzie nel modello e con una funzione⁶ che minimizza l'errore tra andamento sperimentale e simulato si trovano gli I e J ottimali. L'errore minimizzato è valutato come somma degli errori al quadrato.

I test sono stati effettuati per forzanti con le seguenti caratteristiche:

- Altezza dell'onda: $H_w = 0.1 \text{ m}$
- Periodo dell'onda: $T_w = 2 \text{ s}$
- Durata di acquisizione prova: 60 s
- Frequenza di campionamento: 200 Hz

Condizioni dei test per valutare J :

- Velocità del volano costante $\dot{\phi} = \text{cost}$
- Sistema giroscopico vincolato in posizione verticale $\varepsilon = 0$ da un sistema di bloccaggio
- Per ogni test, la piattaforma oscillante viene controllata con un moto di beccheggio sinusoidale caratterizzato da una certa ampiezza e frequenza dell'angolo δ

Le misure sono state effettuate con un sensore MTI ed un torsiometro, i cui segnali sono gestiti dal CompactRIO che lavora a frequenza di 10 Hz.

Si semplifica l'equazione del moto ricordando che la rotazione è bloccata sull'asse del generatore. Da cui:

$$T_\varepsilon = -J\dot{\phi}\dot{\delta}$$

Si ricava il momento di inerzia intorno all'asse z_1 come:

$$J = -\frac{T_\varepsilon}{\dot{\phi}\dot{\delta}} \quad \text{Dove:}$$

- T_ε : valore di coppia acquisito dal torsiometro, necessita di filtraggio del segnale
- $\dot{\phi}$: costante e noto, impostato dall'operatore
- $\dot{\delta}$: valore della velocità di beccheggio. Per ottenere questo dato è possibile derivare la posizione angolare δ , opportunamente filtrata, proveniente dal sensore MTI.

⁵Rispettivamente attorno all'asse x_1 e z_1

⁶fmincon: funzione di ricerca del minimo locale, sensibile ai valori di primo tentativo impostati. Rispetto a fminsearch consente di impostare limiti di minimo e massimo entro i quali cercare i valori

Condizioni dei test per valutare I:

- Il volano è stazionario $\dot{\phi} = 0$
- La piattaforma oscillante è stazionaria, $\delta = 0$
- Il sistema è controllato in posizione, impostando ampiezza e periodo di ε , utilizzando quindi il generatore come motore

Le misure sono state effettuate con un encoder del PTO ed un torsometro.

Semplificando l'equazione del moto intorno all'asse del PTO si ottiene:

$$T_I = I_{gyro} \ddot{\varepsilon}$$

Dove:

- I_{gyro} è il momento di inerzia della struttura giroscopica
- T_I : valore di coppia acquisito dal torsometro, necessita di filtraggio del segnale
- $\ddot{\varepsilon}$: valore dell'accelerazione del grado di libertà di rollio. Per ottenere questo dato è possibile derivare la velocità angolare $\dot{\varepsilon}$, opportunamente filtrata, proveniente dall'encoder del PTO

Si valuta quindi il momento angolare utilizzando un metodo di minimizzazione numerico, per ridurre al minimo l'errore tra la coppia acquisita dal torsometro e quella calcolata dall'accelerazione angolare dell'asse di rollio.

I valori impostati dei parametri K e C di controllo sono stati diversificati durante le varie prove.

Risultati delle prove:

PROVA	$C \left[\frac{Nm}{rad} \right]$	$K \left[\frac{Nm}{rad} \right]$	$I \left[kg \cdot m^2 \right]$	$J \left[kg \cdot m^2 \right]$	Errore
1	40	400	44.869	5.965	0.278
2	40	450	50.490	6.680	0.284
3	40	350	42.434	5.670	0.336
4	60	400	42.690	5.711	0.182
5	60	450	43.301	5.711	0.104
6	60	350	41.952	5.700	0.289
7	30	400	47.046	6.131	0.284
8	30	450	52.451	6.696	0.327
9	30	350	42.342	5.570	0.359
Valore medio	-	-	45.286	5.985	0.271
Deviazione standard	-	-	3.877	0.432	0.0803

Tabella 4.1 – Risultati del Fitting dei parametri I & J

Nelle diverse prove, si nota la bassa deviazione rispetto al valore medio dei due parametri, questo ci suggerisce che i valori di primo tentativo utilizzati conducono a risultati verosimili.

La media dei parametri inerziali ottenuti fornisce i valori rappresentativi del sistema fisico. Questi valori sono quelli utilizzati nelle simulazioni Simulink successive.

4.2. Prestazioni del banco prova

Si valuta ora l'efficacia dei parametri di sistema calcolati in precedenza e le prestazioni del modello numerico confrontandole quelle del banco prova. Si utilizza il modello per la valutazione dei parametri di controllo K e C che massimizzano la potenza prodotta.

La piattaforma è controllata in HIL e si è impostata altezza e periodo dell'onda regolare come in precedenza:

$$H_w = 0.1 \text{ m} \text{ e } T_w = 2 \text{ s}$$

PROVA	$C \left[\frac{Nm}{rad} \right]$	$K \left[\frac{Nm}{rad} \right]$	$\dot{\phi}$ [rpm]	Potenza Sim [W]	Potenza Exp [W]	Errore
1	40	400	-	118.90	124.69	- 5.78
2	40	450	-	130.69	128.46	2.22
3	40	350	-	95.48	115.40	- 19.92
4	60	400	-	112.50	112.70	- 0.20
5	60	450	-	120.87	111.61	9.26
6	60	350	-	100.59	107.11	- 6.52
7	30	400	-	130.46	117.37	13.09
8	30	450	-	175.23	113.54	61.69
9	30	350	-	89.86	115.79	- 25.94
Valore medio	-	-	1021	119.40	116.30	3.10
Deviazione standard	-	-	-	25.53	6.59	25.31
Valore massimo	30	450	1021	175.23	128.46	61.69

Tabella 4.2 – Comparazione potenza di modello e sperimentale

Si osserva che il mix di parametri di controllo che massimizzano la potenza prodotta secondo il modello è $C = 30$ e $K = 450$, mentre da quanto emerge dai dati sperimentali, nelle prove reali la potenza massima è stata raggiunta con $C = 40$ e $K = 450$. Si può concludere che il modello simula generalmente in modo performante il comportamento del sistema reale, infatti vi è una discrepanza nel solo parametro C per altro di una quantità molto contenuta, valori di 30 a fronte di 40.

4.3. Diagrammi

Si mostrano ora alcuni grafici di confronto dei risultati simulati e reali realizzati in ambiente Matlab con il modello implementato. Si è esclusa la parte di transitorio simulata dal modello poiché i dati sperimentali sono stati rilevati a regime.

Si può notare la bontà del fitting dei parametri nei seguenti primi tre plot relativi alla prova 9.

Si mostra inoltre un caso di non ottimale andamento confrontando i grafici relativi al test 8, prova nella quale si è verificato l'errore massimo in termini di potenze. In questo caso si può osservare oltre che un divario in termini di ampiezze di coppia e potenza, confrontando prodotti di simulazione e andamenti sperimentali, anche un aumento dello sfasamento rispetto all'angolo ϵ .

Questo scostamento della bontà del modello nei diversi risultati della simulazione è dato dalla variazione dei parametri di controllo C e K durante i vari test.

Nei diversi diagrammi l'andamento della coppia e di conseguenza della potenza, risulta altalenante mentre l'andamento della ϵ è pulito.

Laboratorio N.3 – Banco prove HIL di un generatore di energia da moto ondoso

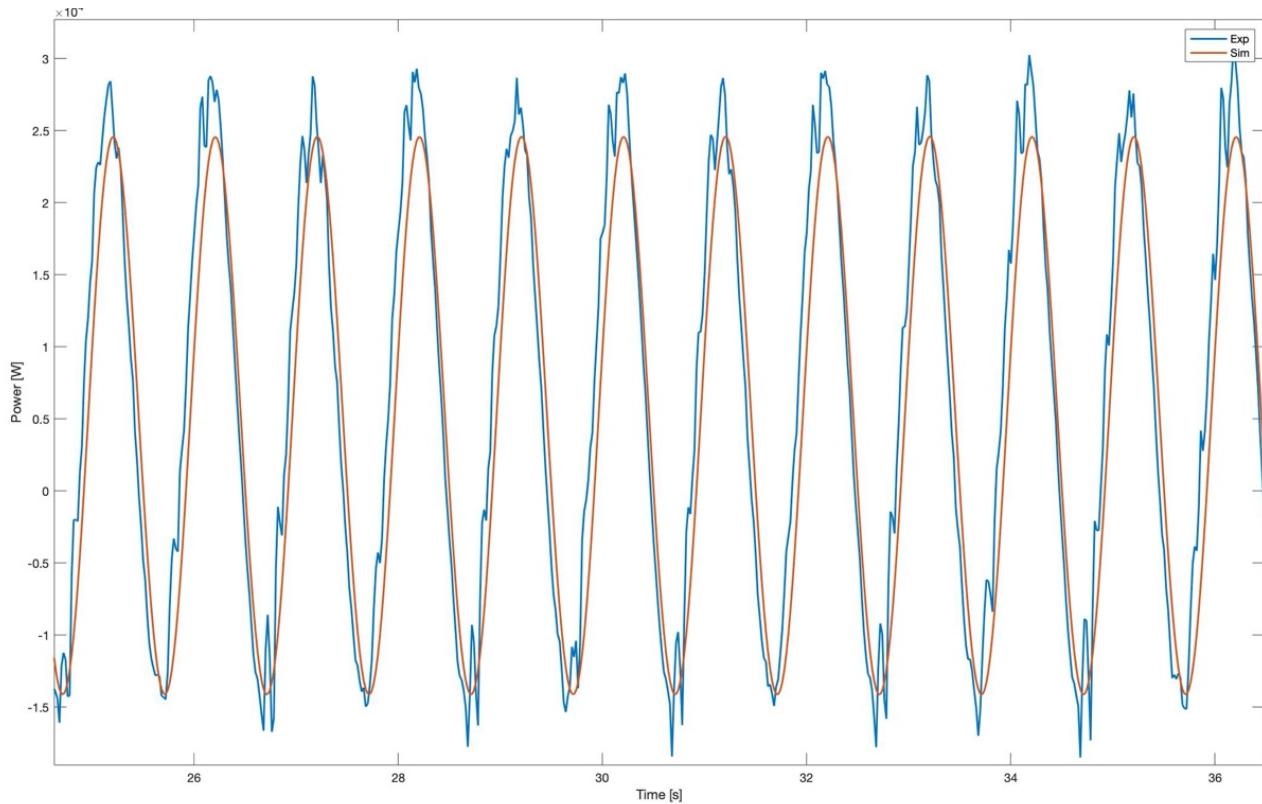


Figura 4.1 – Confronto sperimentale – simulato della potenza con un buon fitting dei parametri

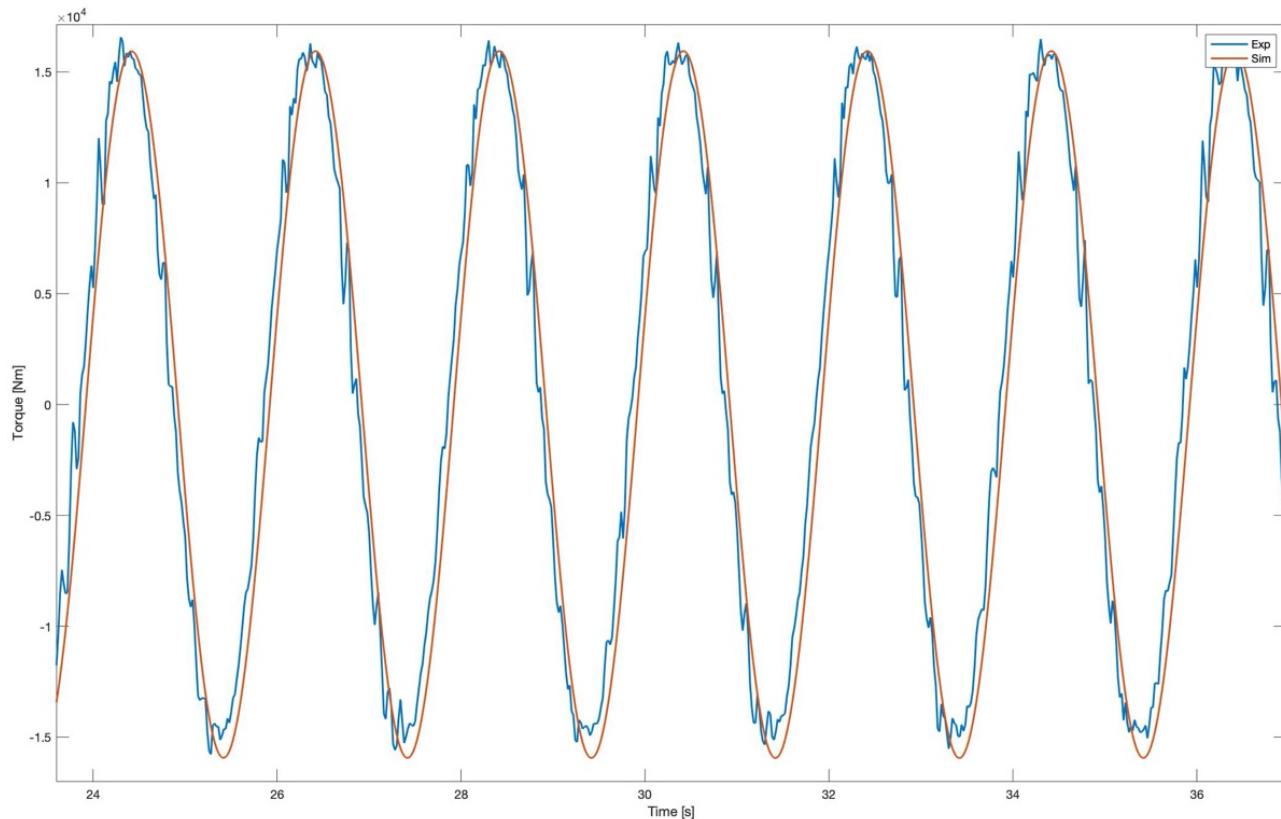


Figura 4.2 – Confronto sperimentale – simulato della coppia con un buon fitting dei parametri

Laboratorio N.3 – Banco prove HIL di un generatore di energia da moto ondoso

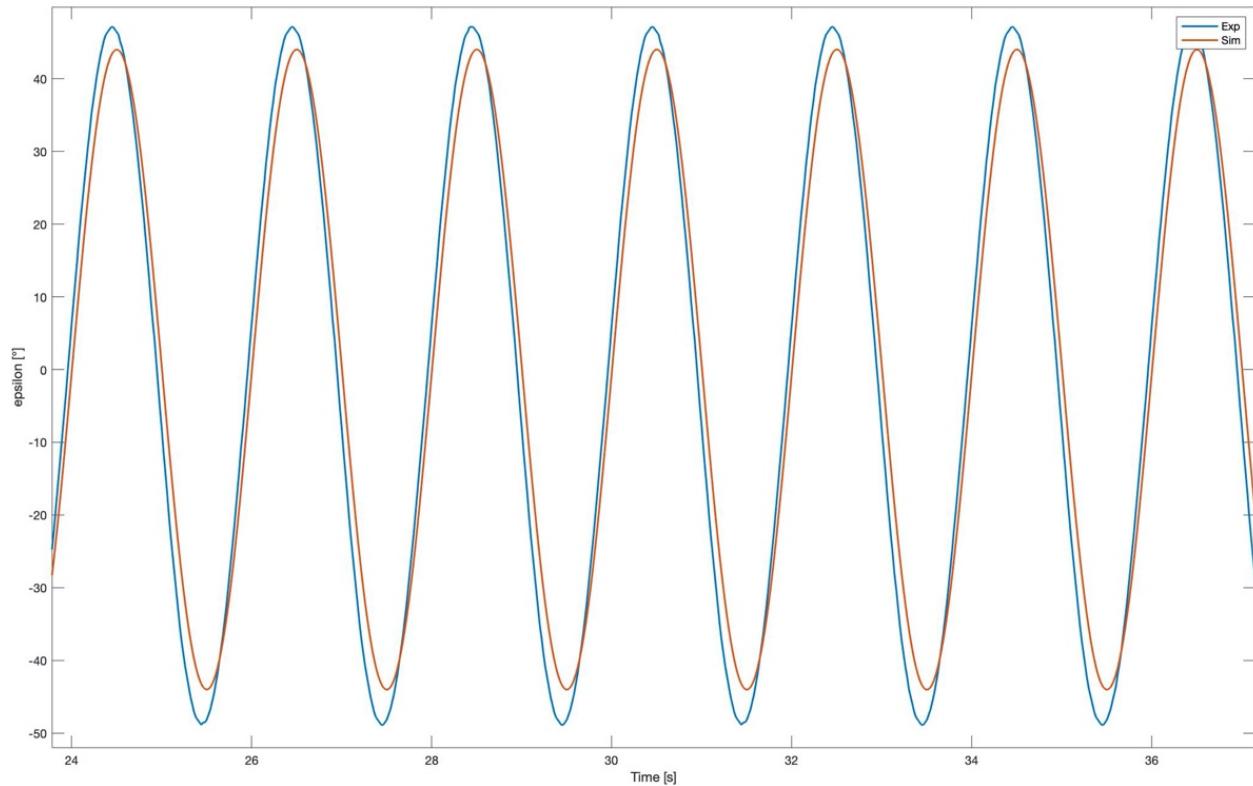


Figura 4.3 – Confronto sperimentale – simulato dell’angolo ϵ con un buon fitting dei parametri

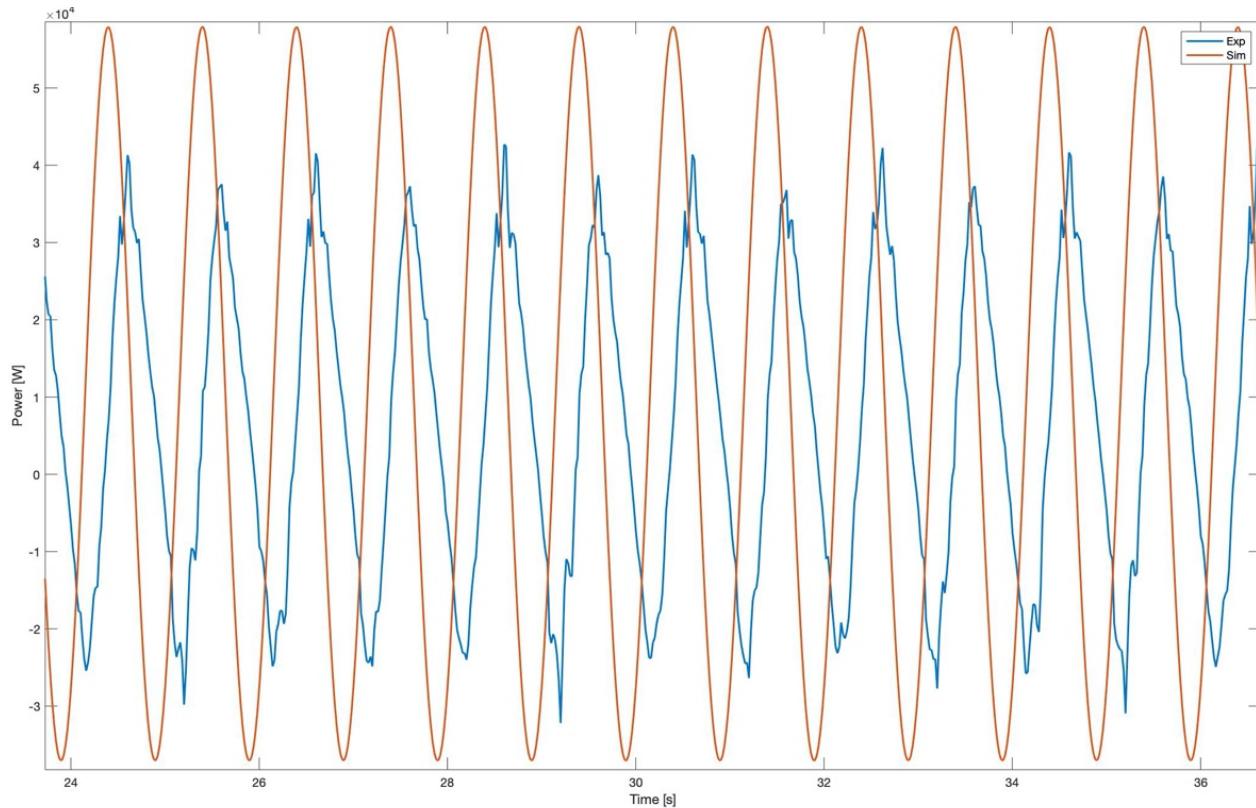


Figura 4.4 – Confronto sperimentale – simulato della potenza con un modesto fitting dei parametri

Laboratorio N.3 – Banco prove HIL di un generatore di energia da moto ondoso

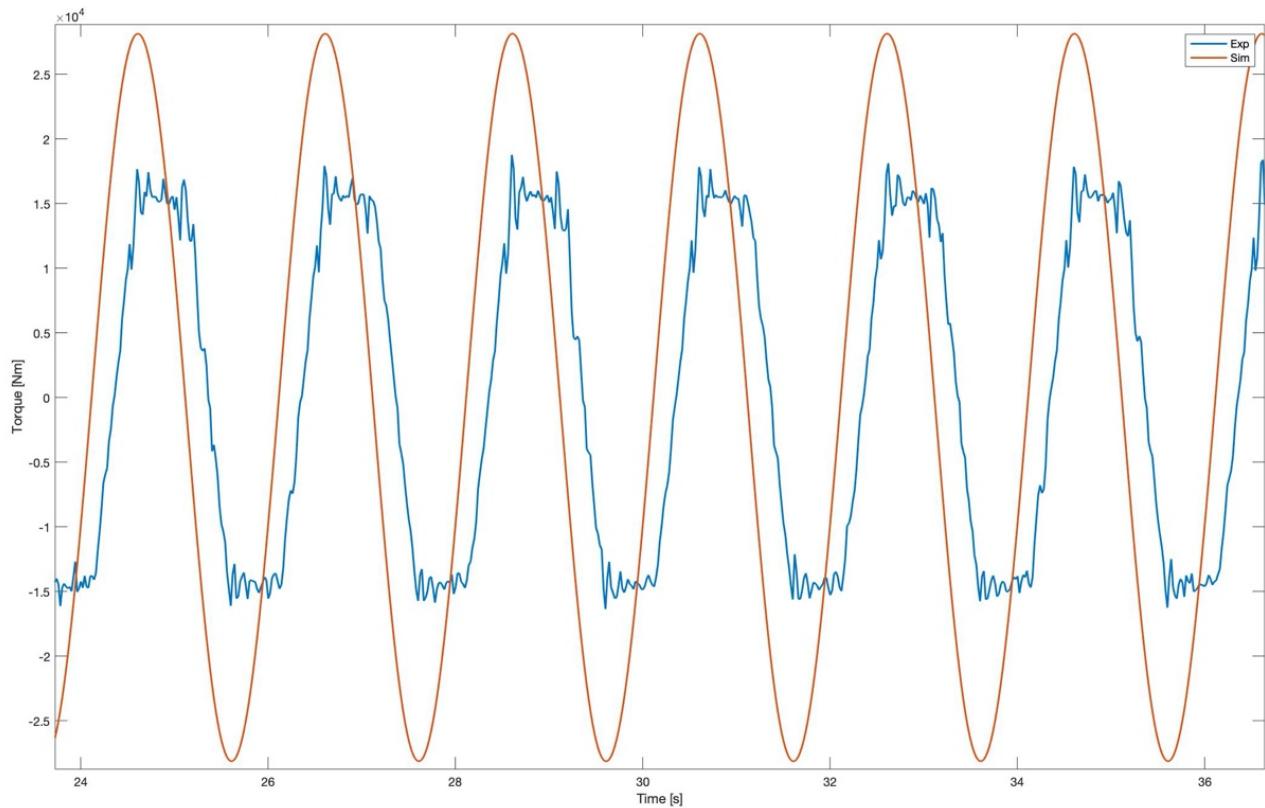


Figura 4.5 – Confronto sperimentale – simulato della coppia con un modesto fitting dei parametri

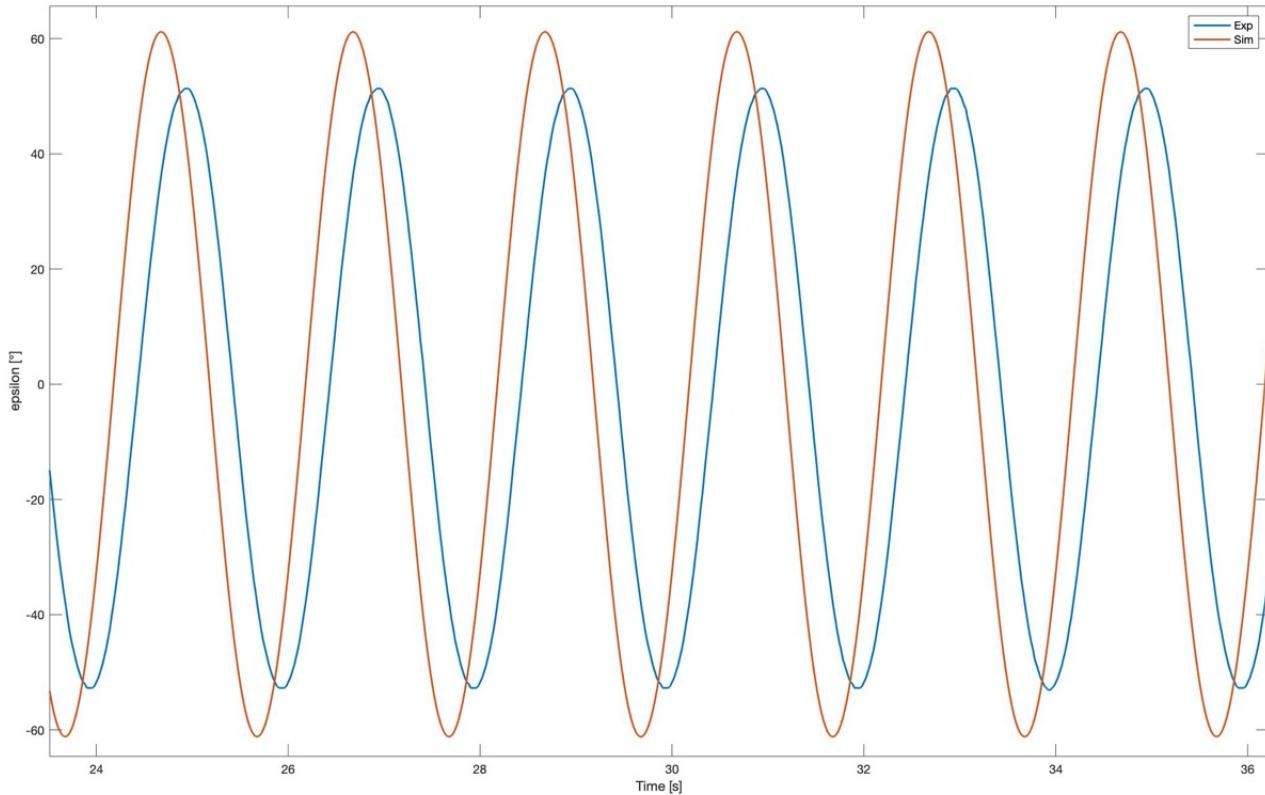


Figura 4.6 – Confronto sperimentale – simulato dell'angolo ϵ con un modesto fitting dei parametri

5. Conclusioni

Si riassumono le principali considerazioni combinate nello studio:

- I parametri delle inerzie del modello sono stimati con la funzione *fmincon* che ricerca il minimo locale ed è sensibile ai valori di primo tentativo impostati, per cui è importante un'attenta scelta degli stessi.
- La bassa deviazione standard dei valori nelle diverse prove rispetto al valore medio dei due parametri inerziali conferma una corretta stima dei valori di primo tentativo utilizzati.
- Si osserva che il mix di parametri di controllo che massimizzano la potenza prodotta secondo il modello è $C = 30$ e $K = 450$, mentre da quanto emerge dai dati sperimentali, nelle prove reali la potenza massima è stata raggiunta con $C = 40$ e $K = 450$. Si può concludere che il modello simula generalmente in modo corretto il comportamento del sistema reale, infatti vi è una discrepanza nel solo parametro C per altro di una quantità molto contenuta, valori di 30 a fronte di 40.
- Si può notare la bontà del fitting dei parametri nei primi tre plot presentati.
- Nel caso di non ottimale andamento si può osservare oltre che un divario in termini di ampiezze di coppia e potenza, confrontando prodotti di simulazione e andamenti sperimentali, anche un aumento dello sfasamento rispetto all'angolo ε .
- Lo scostamento della bontà del modello nei diversi risultati della simulazione è dato dalla variazione dei parametri di controllo C e K durante i vari test.



POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Meccanica *Meccatronica*

ESPERIENZA DI LABORATORIO N.4
Banco prova valvole digitali comandate in PWM

A.A. 2019/2020

Docente:
Prof. Massimo Sorli

Autori:
Luca Pirini Casadei 264939
Gianmarco Santoro 265999

Sommario

<i>Sommario</i>	I
<i>Indice delle tabelle</i>	II
1. <i>Obiettivi e descrizione PWM</i>	1
2. <i>La modulazione PWM</i>	1
3. <i>Altre tecniche di modulazione</i>	3
4. <i>Il banco prova</i>	3
5. <i>Prove sperimentali</i>	4
5.1 Riempimento serbatoio in Open Loop	4
5.2 Controllo pressione serbatoio in Closed Loop.....	8
6. <i>Modellazione del sistema</i>	11
6.1 Modello controllato in Open Loop	11
6.1.1 Driver PWM.....	12
6.2 Modello controllato in Closed Loop	13
7. <i>Fitting</i>	14
8. <i>Analisi risposta con modello validato</i>	18
9. <i>Conclusioni</i>	19

Indice delle figure

Figura 2.1 – Simbolo logico della valvola a due vie monostabile	1
Figura 2.2 – Modulazione in PWM	2
Figura 4.1 – Schema del banco prova	3
Figura 5.1 – Prova a dc variabile & $f_p = 5$ Hz	4
Figura 5.2 – Prova a dc variabile & $f_p = 20$ Hz	5
Figura 5.3 – Prova a dc variabile & $f_p = 50$ Hz	5
Figura 5.4 – Prova a f_p variabile & dc = 0.3	6
Figura 5.5 – Prova a f_p variabile & dc = 0.6	6
Figura 5.6 – Prova a f_p variabile & dc = 0.9	7
Figura 5.7 – Metodo di regolazione del duty-cycle in anello chiuso	8
Figura 5.8 – Prova con guadagno prop. Kp variabile, pressione media 2 bar e ampiezza di SET 0.5 bar	9

Laboratorio N.4 – Banco prova valvole digitali comandate in PWM

Figura 5.9 – Prova con guadagno prop. Kp variabile, pressione media 2 bar e ampiezza di SET 1 bar	9
Figura 5.10 – Prova con guadagno prop. Kp variabile, pressione media 4 bar e ampiezza di SET 0.5 bar	10
Figura 5.11 – Prova con guadagno prop. Kp variabile, pressione media 4 bar e ampiezza di SET 1 bar	10
Figura 6.1 – Modello del driver PWM	12
Figura 6.2 – Modello Simulink per il controllo in anello chiuso	13
Figura 7.1 – Risultati stima prova 5	14
Figura 7.2 – Risultati stima prova 6	15
Figura 7.3 – Risultati stima prova 7	15
Figura 7.4 – Risultati validazione prova 12	16
Figura 7.5 – Risultati validazione prova 13	16
Figura 7.6 – Risultati validazione prova 14	17
Figura 8.1 – Simulazione risposta del sistema a ingresso ad onda quadra con pressione media 2 bar	18
Figura 8.2 – Simulazione risposta del sistema a ingresso ad onda quadra con pressione media 4 bar	18

Indice delle tabelle

Tabella 7.1 – Parametri delle prove per la stima	14
Tabella 7.2 – Parametri delle prove per la validazione	14

1. Obiettivi e descrizione PWM

Con questa attività si intende studiare e sperimentare il comando in PWM¹ di elettrovalvole digitali pneumatiche adottate per il controllo della pressione in un serbatoio.

Le elettrovalvole pneumatiche sono classificabili in due categorie:

- Elettrovalvole digitali, caratterizzate da un comportamento di tipo ON/OFF.
- Elettrovalvole proporzionali, in cui in condizioni statiche la pressione o la portata in uscita, proporzionali in pressione o portata, sono proporzionali al segnale di riferimento, ordinariamente in tensione.

Un comportamento di tipo proporzionale può essere costruito anche utilizzando elettrovalvole digitali, mediante metodi derivati dall'elettronica detti tecniche di modulazione. Il vantaggio di utilizzare valvole digitali, il cui otturatore può assumere le sole posizioni di aperto o di chiuso, consiste in un notevole risparmio economico dato dal minor costo, oltre alla maggior sicurezza di funzionamento stabilità dalla robustezza di questi componenti. Per esempio, nel caso di aria di alimentazione non opportunamente trattata, l'eventuale presenza di impurità all'interno di valvole molto delicate come le proporzionali² potrebbe causare un funzionamento inesatto, cosa che non avviene nelle digitali.

In particolare, tramite due valvole digitali con comando modulato in PWM è possibile di controllare la pressione in un serbatoio. Si procede quindi testando e modellando questo servosistema per concludere confrontando i risultati acquisiti con quelli della simulazione.

2. La modulazione PWM

Nelle valvole proporzionali il flusso è regolato con lo spostamento continuo di un cassetto o di un otturatore agente sulle luci di passaggio del fluido operante, mentre in quelle digitali vi sono due sole posizioni stabili, completa apertura (ON) e completa chiusura (OFF). La valvola è costituita da un cassetto o un otturatore scorrevole affacciato alle luci di passaggio, sul quale agiscono la forza esercitata da una molla di contrasto e la forza elettromagnetica generata da un solenoide, comandato in tensione da un opportuno sistema di controllo. È visibile uno schema nella figura seguente.

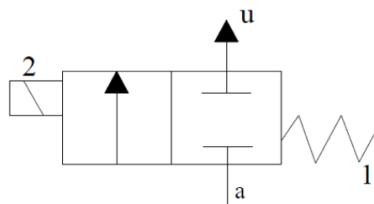


Figura 2.1 – Simbolo logico della valvola a due vie monostabile

¹ PWM: Pulse Width Modulation -Modulazione di Larghezza di Impulso-

² Dal momento che devono realizzare spostamenti micrometrici

Laboratorio N.4 – Banco prova valvole digitali comandate in PWM

La valvola è chiusa dalla molla 1, mentre il comando di apertura arriva al solenoide 2 il quale genera una forza elettromagnetica sul cassetto che vince il precarico della molla di contrasto e sposta lo stesso nella posizione di apertura. In condizioni di pressioni di monte e valle costanti, si determina un certo andamento della portata di fluido transitante attraverso la valvola avente la stessa forma della legge di apertura della luce di passaggio.

Il comando elettrico è diversificato secondo la modulazione PWM per ottenere un flusso variabile nel tempo in funzione di un segnale di riferimento. Questo avviene generando un segnale di comando della valvola a onda quadra di periodo T costante, detto *periodo della portante*³, e modulando il tempo di apertura della valvola rispetto a quello di chiusura all'interno del periodo stesso. Si definisce *duty – cycle (dc)* il rapporto t_i , durata variabile dell'impulso, sul periodo T :

$$dc = \frac{t_i}{T}$$

L'ampiezza del dc è imposta dalla tensione di riferimento V_{RIF} . Per ogni istante⁴ $t = i T$ un sistema di lettura rileva la tensione di riferimento V_{RIFi} e la confronta con la tensione V_{RIFmax} . Dal rapporto tra le due tensioni viene definito il dc relativo al periodo T_i :

$$dc(T_i) = \frac{V_{RIFi}}{V_{RIF max}}$$

Alla variazione del *duty cycle* corrisponde un cambiamento di portata media percorrente la valvola. Consegue che quanto più piccolo sarà il periodo T , tanto più il comportamento digitale della valvola tenderà ad egualare quello analogico desiderato. Esiste un limite inferiore al valore del periodo della portante che è funzione del tempo di risposta dell'elettrovalvola. Affinché si abbia un corretto funzionamento, la valvola deve compiere l'intero ciclo di apertura-madata-chiusura all'interno del periodo della portante T , per cui deve essere scelto in funzione delle caratteristiche dinamiche del componente in utilizzo.

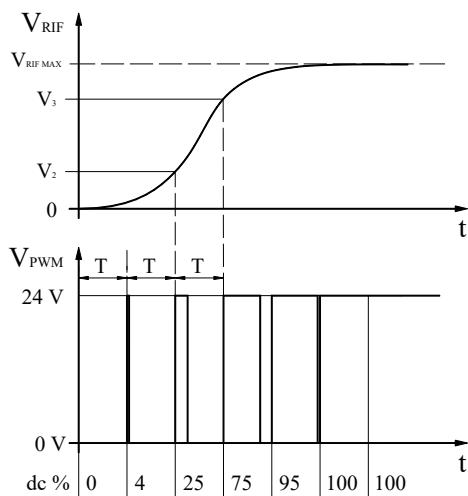


Figura 2.2 – Modulazione in PWM

³ Dove $f = 1/T$ la frequenza portante

⁴ Dove i è l' i -esimo ciclo

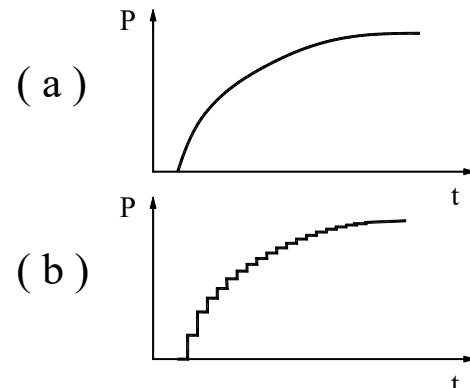
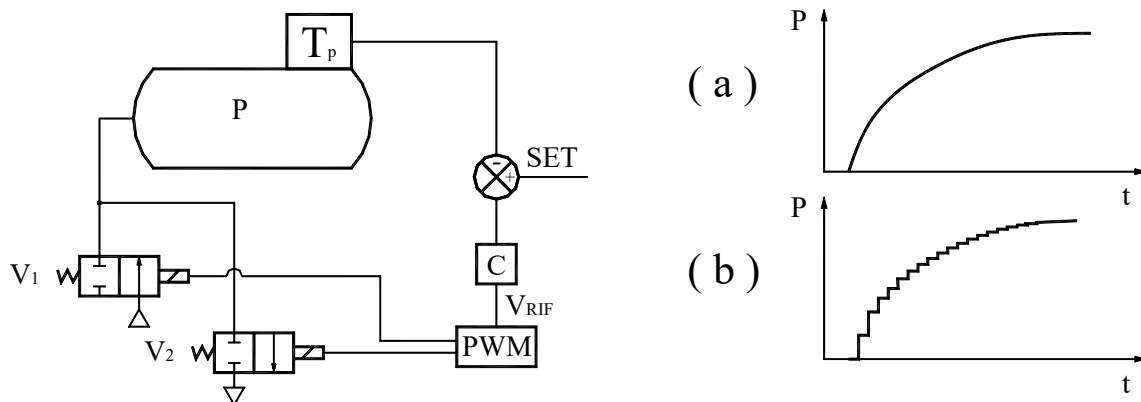
3. Altre tecniche di modulazione

Oltre al metodo **PWM**, esistono altre metodologie di comando di valvole digitali che consentono di ottenere effetti simili, fra le quali:

- **PFM**, Pulse Frequency Modulation: opera con un duty cycle costante e frequenza portante variabile.
- **PNM**, Pulse Number Modulation: lavora su una valvola avente differenti luci di passaggio, tutte della stessa sezione, aprendone in parallelo un numero definito in funzione del segnale di riferimento, eventualmente sovrapponendo la modulazione PWM su una sola sezione, al fine di migliorare la risoluzione.
- **PCM**, Pulse Code Modulation: agisce su una valvola avente differenti luci di passaggio ognuna delle quali presenta un'area che è potenza di 2. Le varie sezioni vengono aperte o chiuse secondo una codificazione binaria, eventualmente utilizzando la modulazione PWM sul foro più piccolo.

4. Il banco prova

Come mostra lo schema circuitale in figura, la pressione all'interno del serbatoio è rilevata con un trasduttore di pressione, il cui segnale viene elaborato da un regolatore a microprocessore. Il segnale di errore fra il Set e il Feedback è compensato con un controllo C proporzionale e costituisce il segnale di riferimento V_{RIF} per il driver PWM, dal quale escono i segnali modulati. Tali segnali di comando delle elettrovalvole digitali vengono amplificati da 5 a 24 V in modo da garantire il pilotaggio dei solenoidi delle valvole V_1 e V_2 . Le valvole, connesse una all'alimentazione e l'altra allo scarico del serbatoio, permettono rispettivamente di incrementare o di decrementare il livello di pressione nel serbatoio.



5. Prove sperimentali

La prova si compone di 3 momenti:

- I. Si testano differenti algoritmi per la generazione di un segnale modulato in PWM realizzati in ambiente Simulink.
- II. Si valuta il comportamento della sola valvola V_1 di alimentazione al serbatoio, riproducendo il riempimento del serbatoio. La valvola V_2 viene mantenuta chiusa, con un segnale di pilotaggio pari a 0 V. Variando il periodo della modulazione T , il dc e la durata della prova si evidenzia l'influenza di questi parametri sull'andamento della pressione nel serbatoio.
- III. Si effettua un controllo della pressione in anello chiuso: variando il periodo della modulazione e il guadagno proporzionale, assumendo differenti leggi temporali del SET, si rilevano le prestazioni del servosistema in termini di risposta dinamica e di accuratezza a regime.

5.1 Riempimento serbatoio in Open Loop

Dai valori acquisiti durante le prove sperimentali di carica del serbatoio, si è analizzato l'andamento della pressione all'interno al variare dei parametri *duty-cycle* e frequenza della portante di gestione della valvola con controllo in anello aperto⁵.

Inizialmente si è fissato il valore della frequenza della portante e per ogni valore si è messo a paragone il risultato delle prove con *duty-cycle* variabile [0.3, 0.6, 0.9].

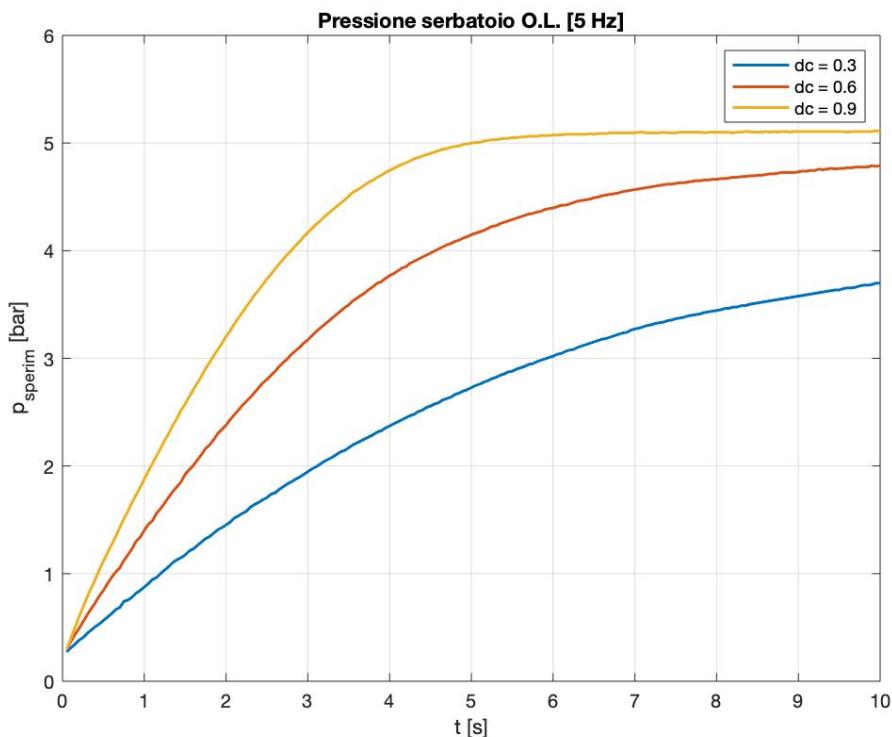


Figura 5.1 – Prova a dc variabile & $f_p = 5 \text{ Hz}$

⁵ Controllo in anello aperto = Open Loop

Laboratorio N.4 – Banco prova valvole digitali comandate in PWM

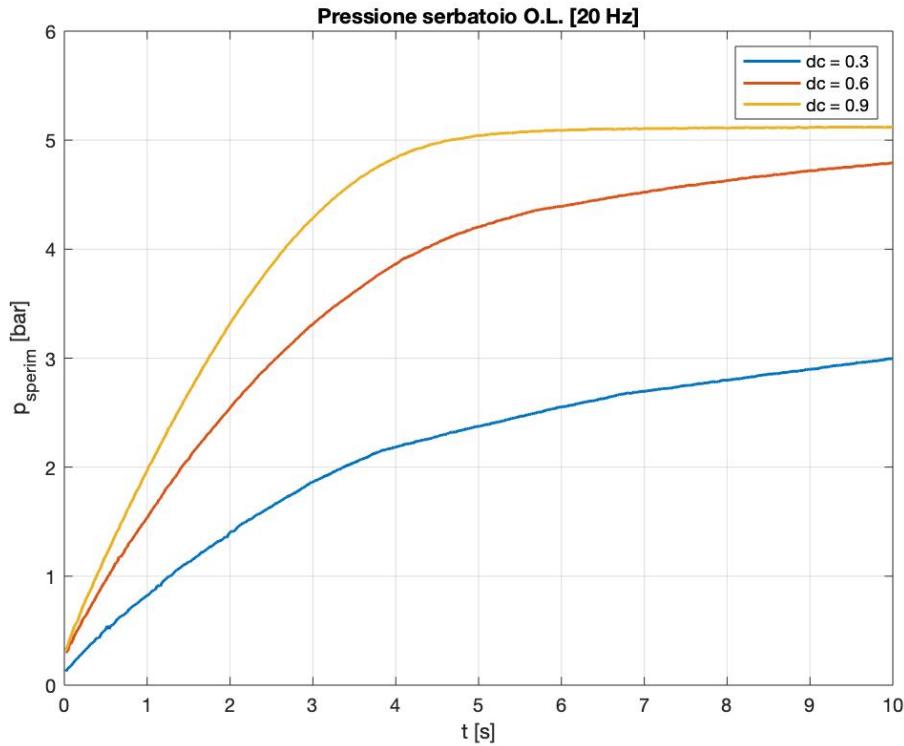


Figura 5.2 – Prova a dc variabile & $f_p = 20 \text{ Hz}$

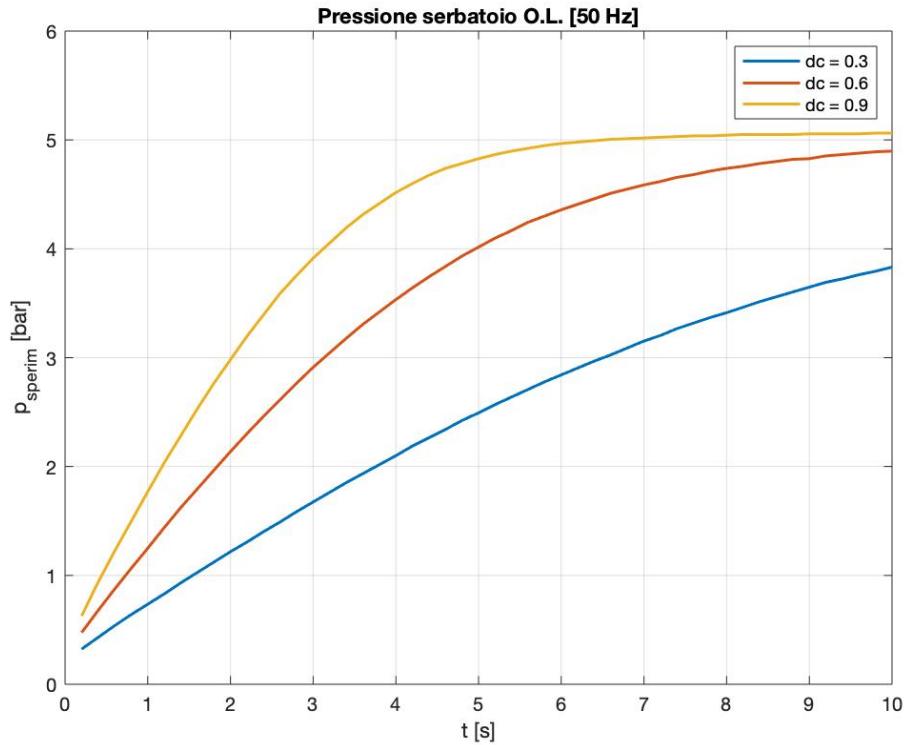


Figura 5.3 – Prova a dc variabile & $f_p = 50 \text{ Hz}$

In seguito, sono state condotte analoghe prove a frequenza della portante variabile [5, 20, 30 Hz] con *duty-cycle* costante, sempre in Open Loop.

Laboratorio N.4 – Banco prova valvole digitali comandate in PWM

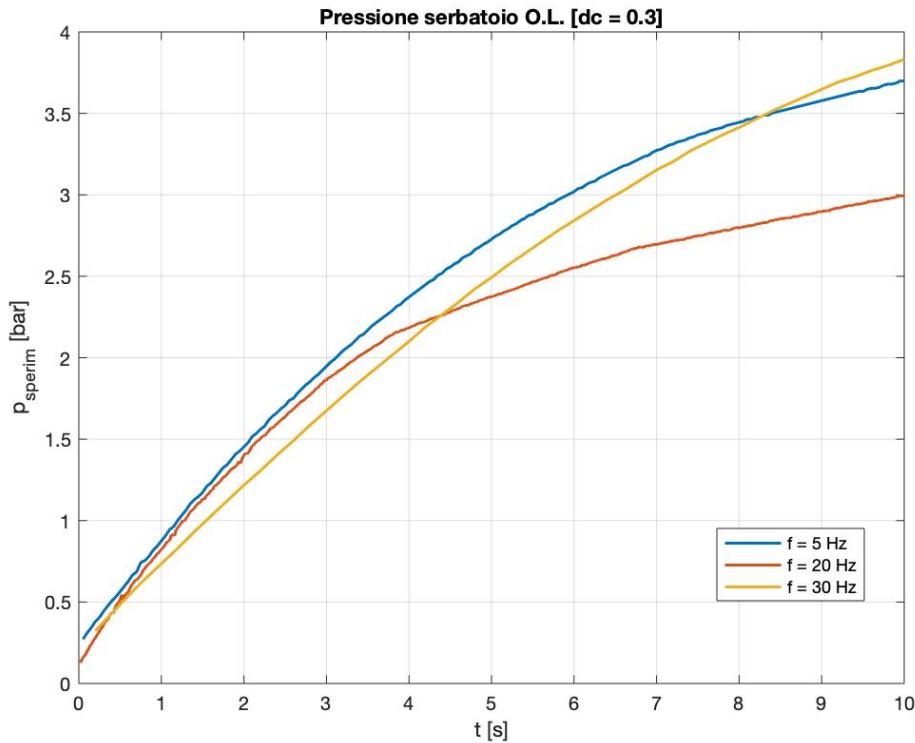


Figura 5.4 – Prova a f_p variabile & $dc = 0.3$

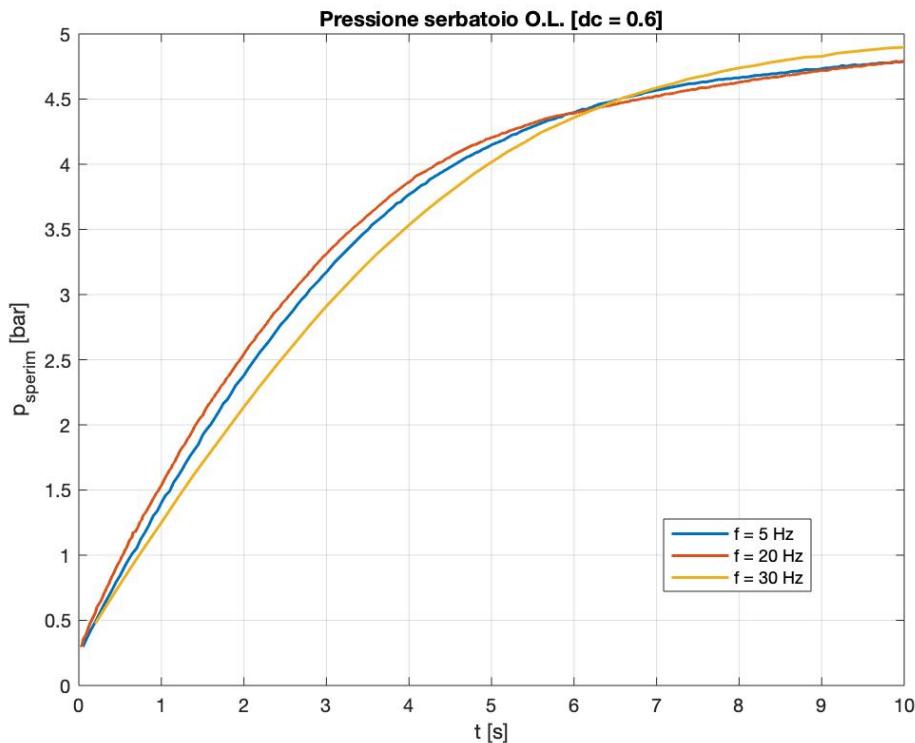


Figura 5.5 – Prova a f_p variabile & $dc = 0.6$

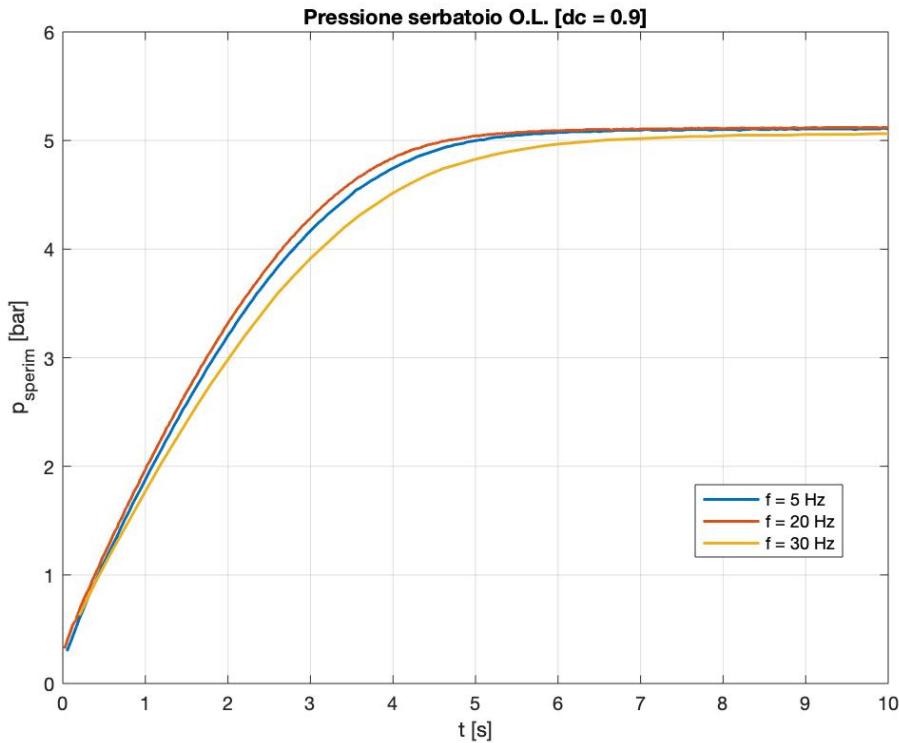


Figura 5.6 – Prova a f_p variabile & $dc = 0.9$

Osservazioni sui grafici appena esposti:

- L'aumento del *duty-cycle* porta ad un accrescimento più rapido della pressione. Infatti, il valore medio della portata inviata al serbatoio risulta più elevato, perciò la pressione cresce più velocemente.
- Si nota che con un $dc = 0.3$, in 10 s non si raggiunge la pressione di alimentazione di 5 bar, contrariamente a quanto succede con valori più elevati di tale parametro.
- Variando la frequenza della portante la velocità di crescita della pressione risulta pressoché invariata. Tuttavia, aumenta anche il numero di commutazioni della valvola nell'unità di tempo per cui possono insorgere problemi dati dalla dinamica della valvola oltre a fenomeni di tipo inerziale sul fluido che attraversa la valvola stessa. Questo fa sì che sebbene teoricamente si dovrebbero avere andamenti coincidenti al variare della frequenza della portante, nella realtà si hanno variazioni. Si nota in particolare che aumentando la frequenza la pendenza del primo tratto è inferiore.

5.2 Controllo pressione serbatoio in Closed Loop

Passando al controllo in anello chiuso⁶ è il driver del PWM a controllare l'apertura e chiusura delle valvole per il mantenimento della pressione impostata. Il segnale di comando delle valvole è funzione del segnale in tensione determinato dagli input *d.c.e f_p*.

Una tensione di riferimento V_{rif} positiva è data da un errore e positivo, corrisponde quindi ad un valore di pressione misurato inferiore a quello di SET. La pressione nel serbatoio risulta quindi bassa ed è necessario comandare la valvola V_1 .

Analogamente, un valore di tensione di riferimento negativo corrisponde un errore negativo, per cui la pressione nel serbatoio è superiore al valore previsto dal segnale di SET e la valvola V_2 deve essere aperta per scaricare.

Come mostra la figura in seguito, all'aumentare del K_p aumenta la pendenza del fronte di salita, per cui l'errore è direttamente proporzionale al valore del *duty-cycle*.

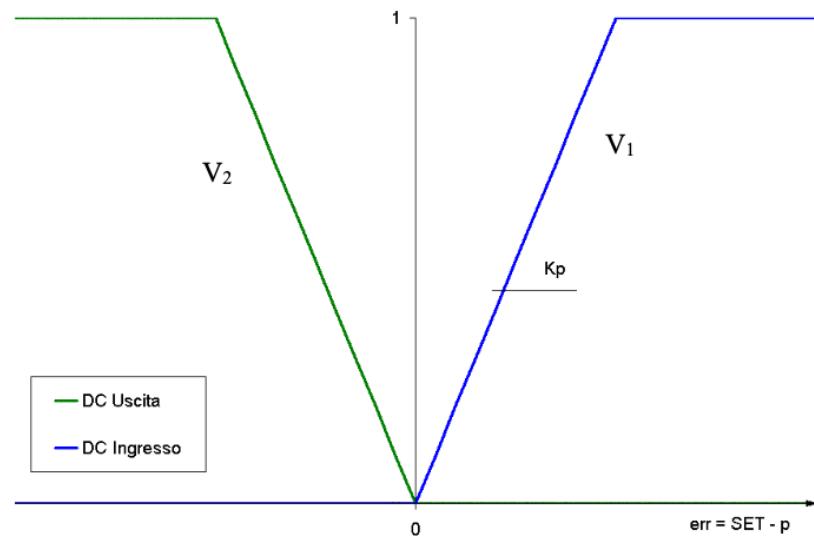


Figura 5.7 – Metodo di regolazione del duty-cycle in anello chiuso

Sono stati eseguiti dei confronti sulla risposta del sistema a differenti comandi di SET sinusoidali, variando il guadagno proporzionale K_p del controllore e a diverse frequenze della portante del modulatore PWM.

Considerazioni sui grafici in seguito:

- All'aumentare del parametro di controllo si ottiene una migliore risposta dinamica del sistema, più fedele rispetto al comando di SET e con uno sfasamento più contenuto.
- Per valori elevati di K_p la risposta del sistema diventa sempre più agitata. Osservando l'andamento con guadagno 40 si nota come si introducano oscillazioni di pressione più ampie rispetto al guadagno 20 senza introdurre un miglioramento della risposta del sistema. Esiste infatti un valore ottimale di guadagno.

⁶ Controllo in anello chiuso = Closed Loop

Laboratorio N.4 – Banco prova valvole digitali comandate in PWM

- Abbassando la pressione media richiesta, l'errore tra SET e Feedback a parità di guadagno risulta inferiore.
- Aumentando l'ampiezza del segnale di SET i diagrammi hanno andamenti più distanti da questo e asimmetrici rispetto alle fasi di carico e scarico d'aria. Ciò è dovuto alla differenza di salto di pressione che si instaura nel moto del fluido in ingresso ed in uscita dal serbatoio.

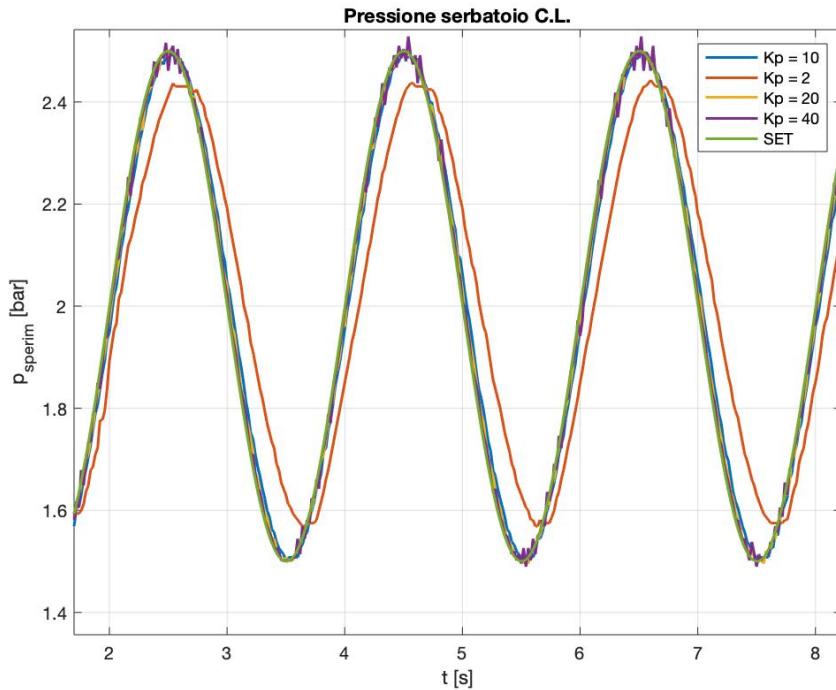


Figura 5.8 – Prova con guadagno prop. Kp variabile, pressione media 2 bar e ampiezza di SET 0.5 bar

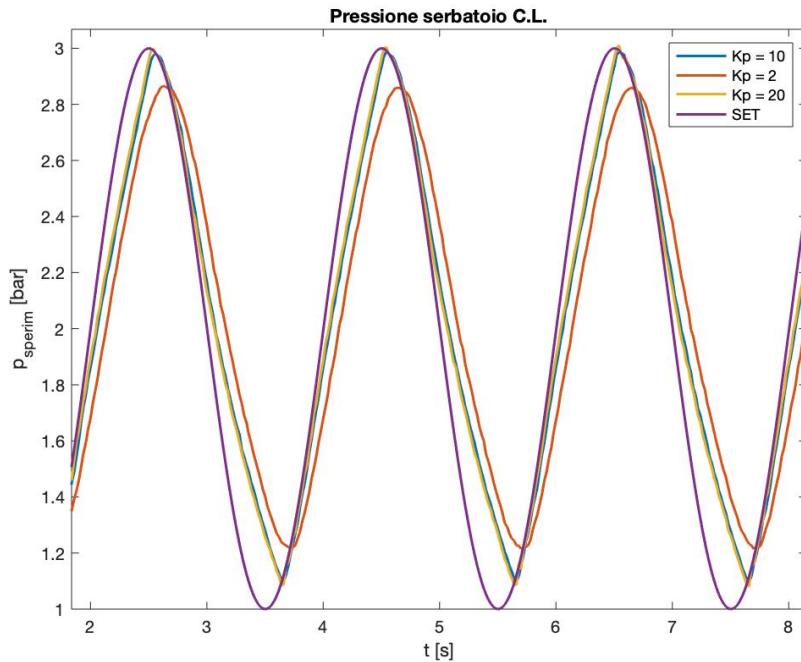


Figura 5.9 – Prova con guadagno prop. Kp variabile, pressione media 2 bar e ampiezza di SET 1 bar

Laboratorio N.4 – Banco prova valvole digitali comandate in PWM

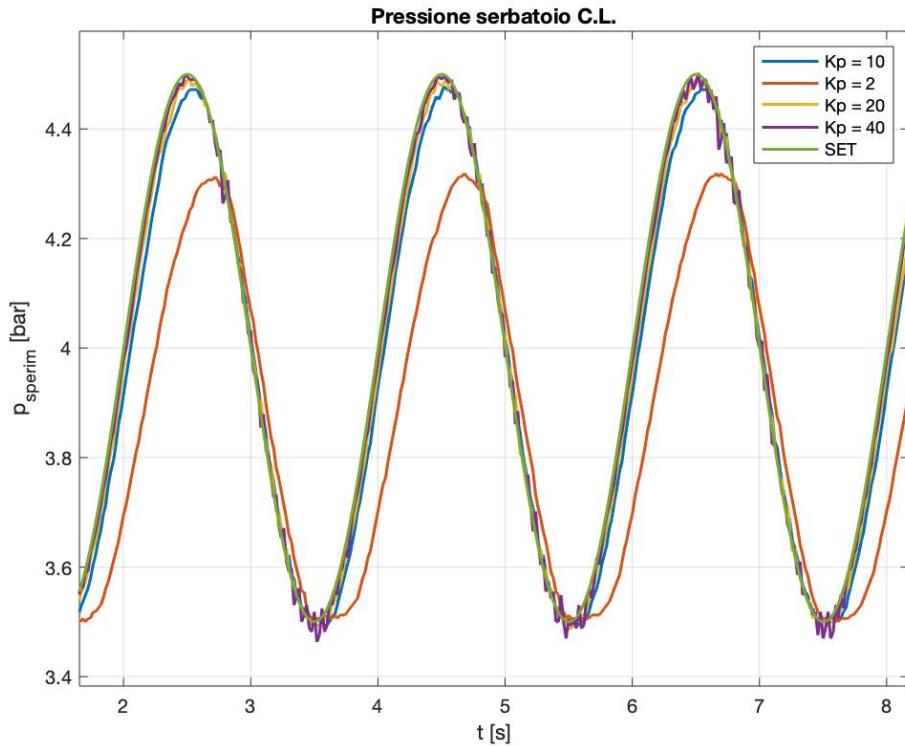


Figura 5.10 – Prova con guadagno prop. K_p variabile, pressione media 4 bar e ampiezza di SET 0.5 bar

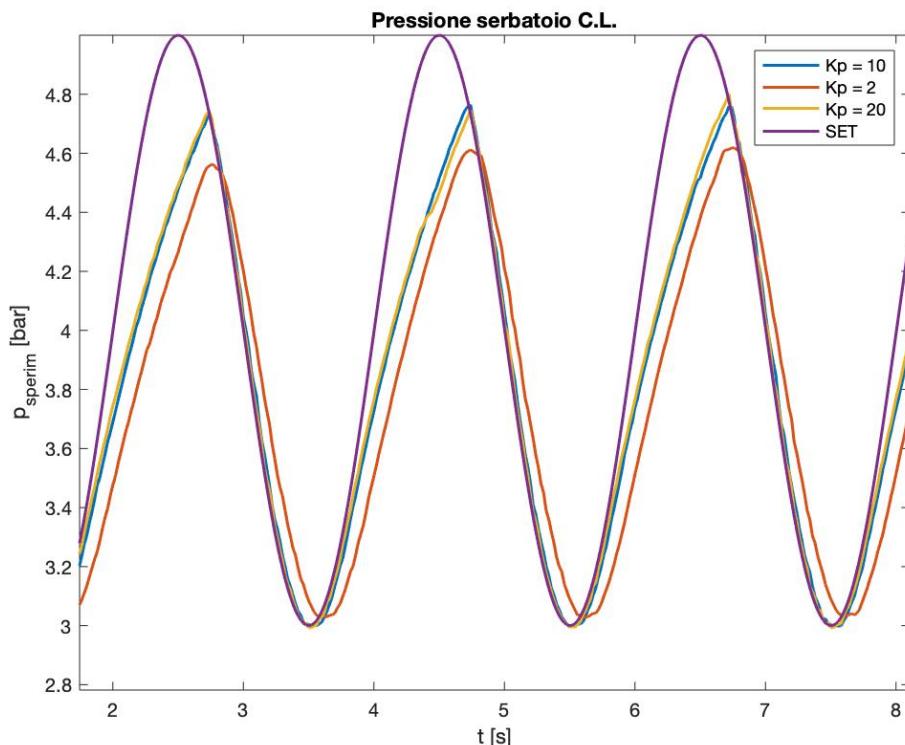


Figura 5.11 – Prova con guadagno prop. K_p variabile, pressione media 4 bar e ampiezza di SET 1 bar

6. Modellazione del sistema

6.1 Modello controllato in Open Loop

Come descritto in figura 4.1 relativamente al banco prova, sfruttando una valvola proporzionale continua o una valvola digitale modulata con periodo della portante molto ridotto si ottiene una crescita continua, con risoluzione infinitesima, della pressione in funzione del tempo. Questo risulta diverso dal comportamento reale rilevato in acquisizione e ottenuto dal programma di simulazione. In acquisizione deve essere opportunamente scelta una frequenza di campionamento.

Il modello del sistema in riempimento prevede i seguenti blocchi:

- Generatore PWM: descritto nel paragrafo 6.1.1, al quale sono forniti i valori costanti della frequenza portante e del *duty-cycle*.
- Valvola: note le pressioni di monte, di valle e lo stato aperto/chiuso della valvola tale blocco denominato “*Calcolo portata*” permette di determinare la portata in massa in ingresso al serbatoio. Al suo interno sono implementate le leggi d’efflusso di un aeriforme attraverso un orifizio in campo sonico e subsonico, in particolare date da:

$$G = C \cdot \rho_{ANR} \cdot p_a$$

$$G = C \cdot \rho_{ANR} \cdot p_a \sqrt{1 - \left(\frac{\frac{p_u}{p_a} - b}{1 - b} \right)^2}$$

Dove:

- C è la conduttanza della valvola
- ρ_{ANR} è la densità dell’aria in condizioni normali di riferimento (20°C , 1 bar)
- p_a è la pressione di alimentazione della valvola
- p_u è la pressione in uscita
- b è il rapporto critico delle pressioni (confine tra comportamento sonico e subsonico del flusso uscente)
- Il serbatoio: nel blocco “*Capacità*” è inserita la legge di conservazione della massa per la determinazione della pressione sotto l’ipotesi di trasformazione isotermica: $p v^n = \text{cost}$, con $n = 1.2$
- Un eventuale blocco atto a stimare le perdite di carico sulla linea d’alimentazione. È costituito dal blocco “*Gain*” e dal sommatore permette una stima della perdita di pressione in alimentazione mediante la relazione:

$$\Delta p = R \cdot G$$

Dove:

- Δp è la perdita di carico in Pa
- R è la resistenza in Pa^*s/Kg
- G è la portata erogata dalla valvola in Kg/s

La costante R può essere determinata sapendo che, in condizioni stazionarie, con un flusso di $5.9 \cdot 10^{-3} \text{ Kg}/\text{s}$ si ha una perdita di $0.8 \cdot 10^5 \text{ Pa}$:

$$R = \frac{\Delta p}{G} = \frac{0.8 \cdot 10^5}{5.9 \cdot 10^{-3}} = 1.36 \cdot 10^7 \frac{\text{Pa} \cdot \text{s}}{\text{Kg}}$$

6.1.1 Driver PWM

Un modello Simulink iniziale del driver PWM è riportato nell'immagine in seguito. In funzione degli input frequenza portante e *duty-cycle* viene generato un segnale PWM, in questo caso variabile fra 0 e 1 a seconda del valore *duty-cycle*. Un clock in ingresso al blocco *Product* dà il tempo di simulazione. Il blocco *floor* trova il valore intero inferiore e i suoi segnali vengono inviati al blocco *sum*.

Per ottimizzare il modello, a valle dell'ingresso del *duty-cycle*, è inserito un blocco “Zero-Order Hold” che implementa la funzione di Sample-and-hold di tale variabile all'interno del periodo portante. Ciò determina dei miglioramenti nel controllo ad anello chiuso, non essendo in questo caso costante il d.c.

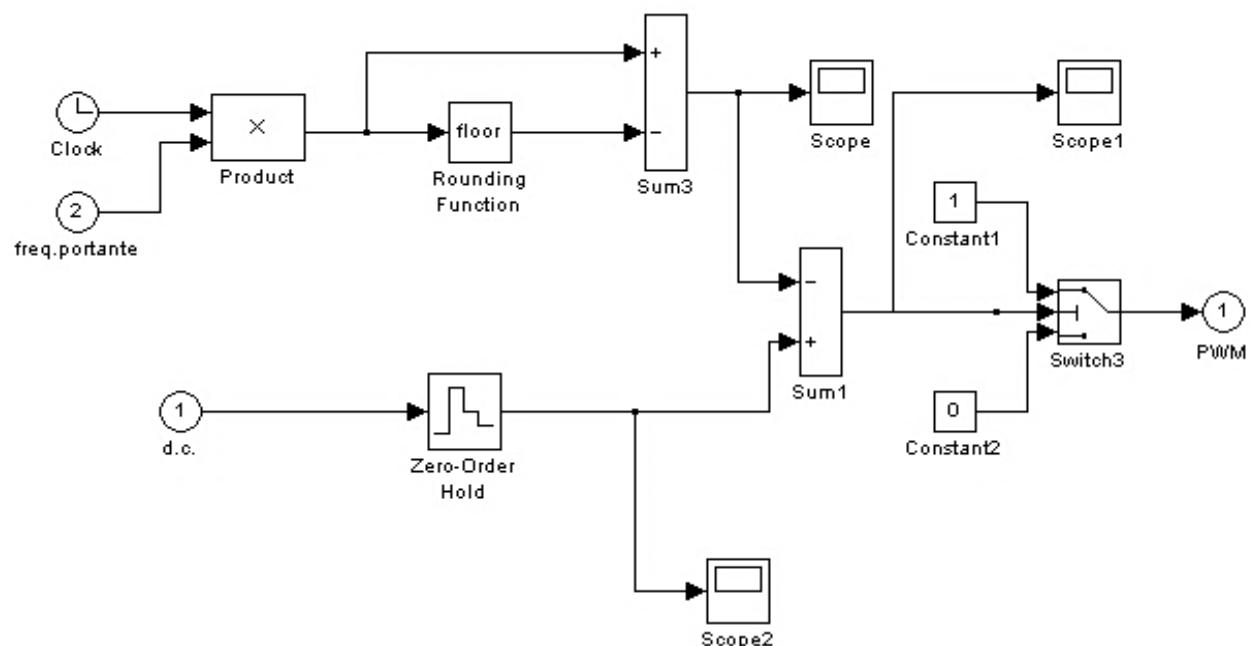


Figura 6.1 – Modello del driver PWM

6.2 Modello controllato in Closed Loop

Il comportamento del sistema con controllo in anello chiuso è quello descritto al paragrafo 5.2., mentre il modello e lo schema a blocchi che ne deriva è componibile come segue:

- Segnale di SET, corrispondente a quello fornito in sperimentazione, per esempio sinusoidale e/o a gradino.
- Modulo di regolazione: con compensazione puramente proporzionale che parte dall'errore e restituisce gli opportuni *duty-cycle* ai modulatori PWM. Mediante gli opportuni guadagni e saturazioni viene realizzata la funzione di compensazione visibile al paragrafo 5.2.
- Driver PWM: già analizzati in precedenza al punto 6.1.1.
- Le valvole: blocchi *Calcolo portata ingresso* e *Calcolo portata uscita*, come analizzato in precedenza.
- Il serbatoio: come analizzato in precedenza.
- Un eventuale blocco di stima delle perdite di carico, come analizzato in precedenza.
- Si è modellato il trasduttore di pressione assumendo che abbia una dinamica molto più rapida rispetto al sistema, quindi il suo ordine è zero e appare come un semplice guadagno.

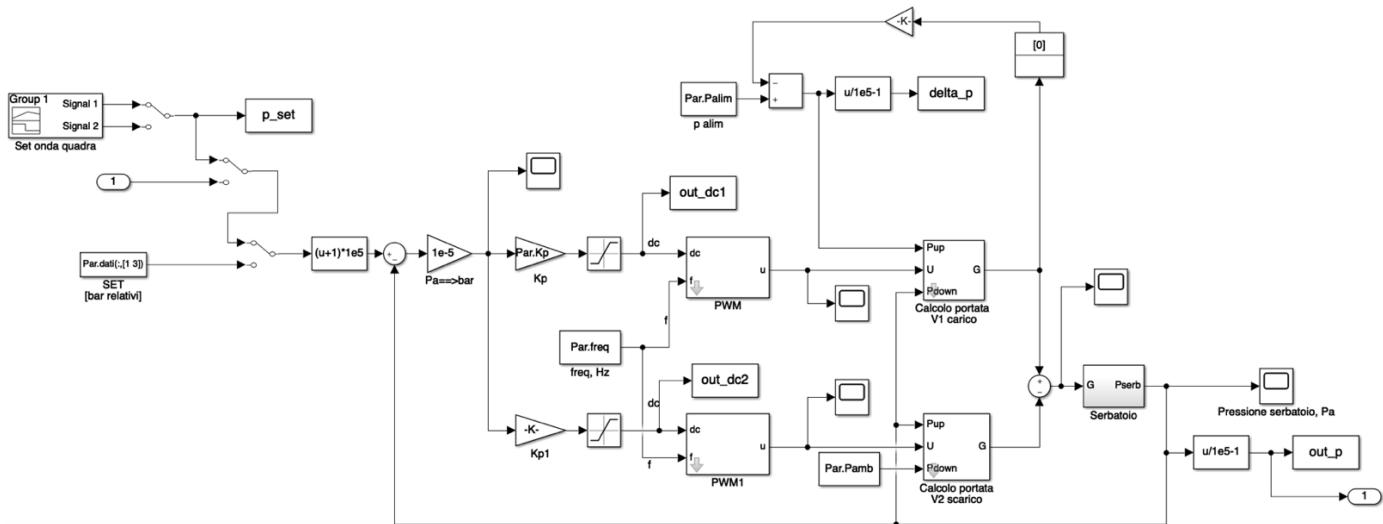


Figura 6.2 – Modello Simulink per il controllo in anello chiuso

7. Fitting

Per ottimizzare il modello matematico di miglior approssimazione del sistema fisico reale, si è variato il valore della resistenza del condotto di alimentazione del serbatoio. Dalle prove sperimentali è stato identificato un campione di prove per la stima del parametro di resistenza e un set di valori per la validazione del parametro ottenuto. Sono state scelte le prove condotte a pressione media 2 bar e ampiezza del segnale 1 bar come insieme di stima e i test a pressione media 4 bar e ampiezza del segnale 1 bar come sub-set di validazione. Il processo di ottimizzazione è stato eseguito utilizzando il toolbox di *Simulink “Parameter Estimation”*.

Prova	Pressione Media [bar]	Guadagno	Aampiezza [bar]
5	2	10	1
6	2	2	1
7	2	20	1

Tabella 7.1 – Parametri delle prove per la stima

Prova	Pressione Media [bar]	Guadagno	Aampiezza [bar]
12	4	10	1
13	4	2	1
14	4	20	1

Tabella 7.2 – Parametri delle prove per la validazione

Nelle immagini in seguito sono illustrati i risultati del processo di fitting:

- Le prime 3 immagini riguardano il processo di stima.
- Le ultime 3 immagini mostrano gli andamenti ottenuti in fase di validazione.

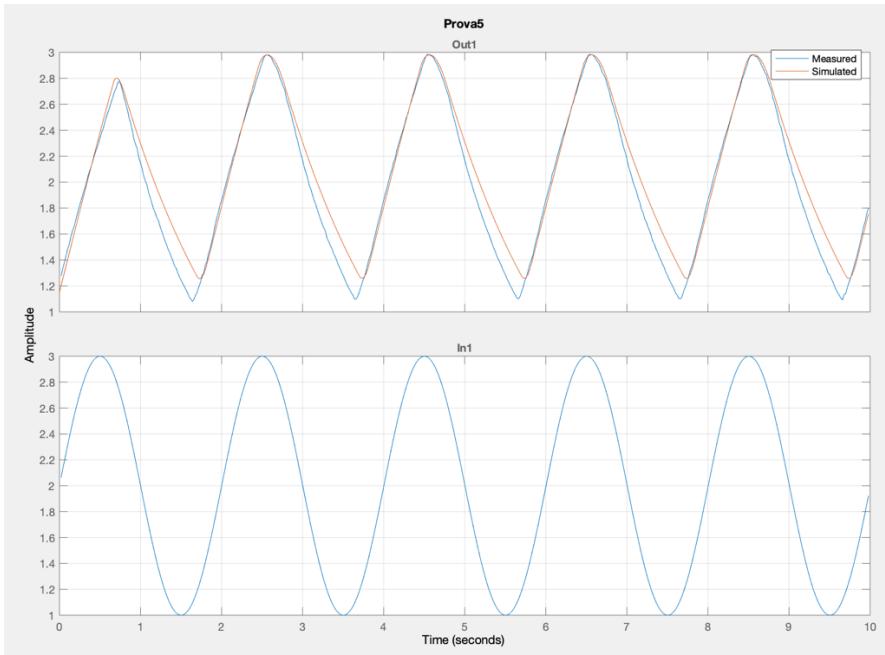


Figura 7.1 – Risultati stima prova 5

Laboratorio N.4 – Banco prova valvole digitali comandate in PWM

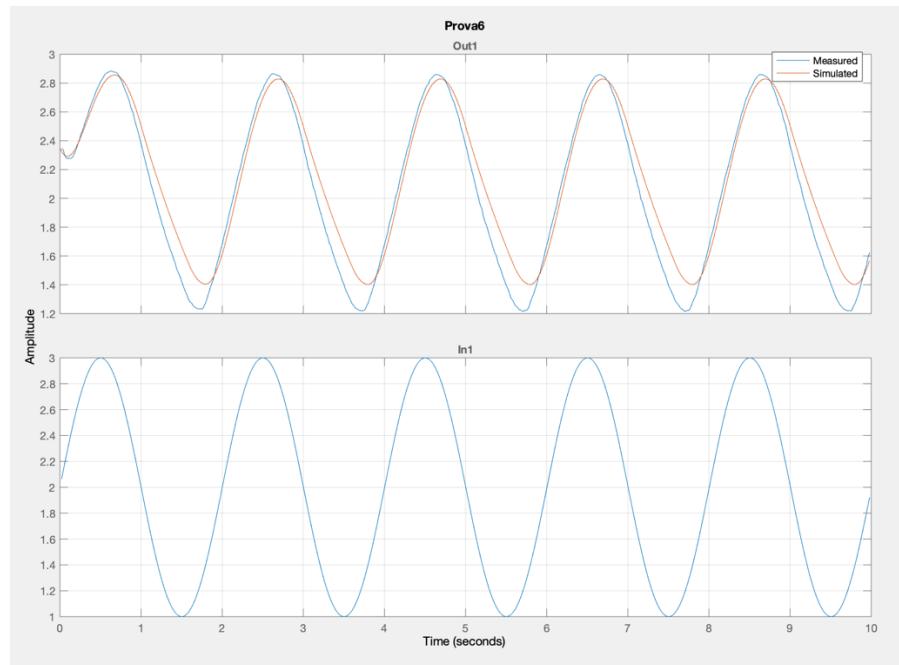


Figura 7.2 – Risultati stima prova 6

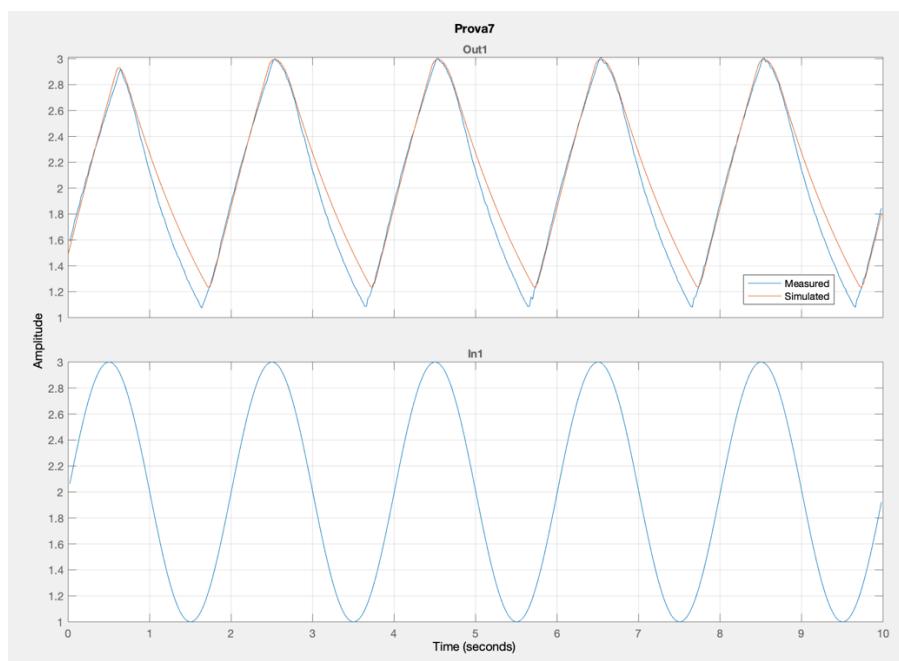


Figura 7.3 – Risultati stima prova 7

Laboratorio N.4 – Banco prova valvole digitali comandate in PWM

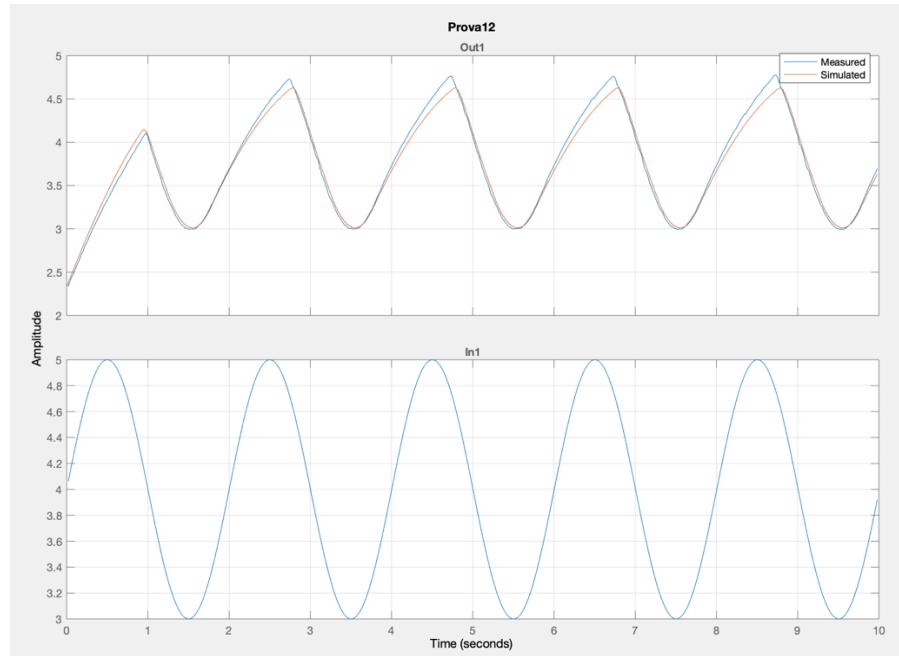


Figura 7.4 – Risultati validazione prova 12

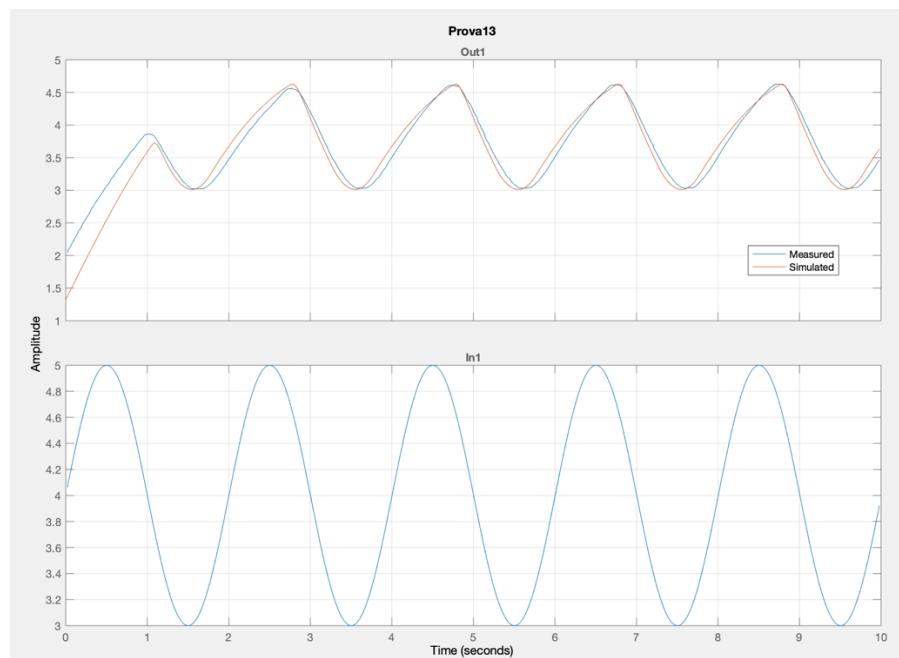


Figura 7.5 – Risultati validazione prova 13

Laboratorio N.4 – Banco prova valvole digitali comandate in PWM

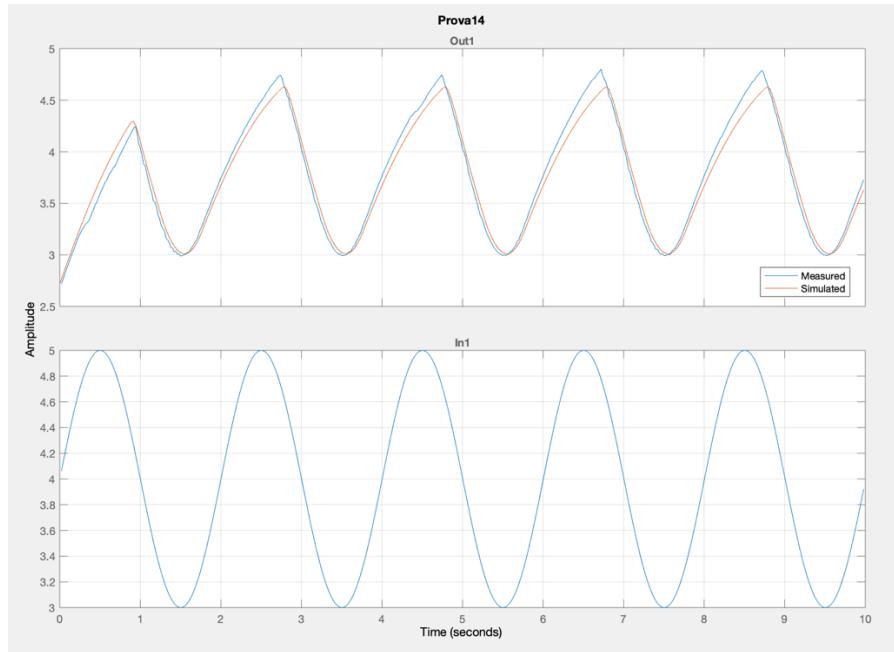


Figura 7.6 – Risultati validazione prova 14

Da questa valutazione il parametro di resistenza ottimizzato risulta $R = 2.133 \cdot 10^7 \frac{Pa\ s}{kg}$ che è quindi assunto come valore caratteristico di resistenza nel condotto di alimentazione.

Si osserva che:

- Il sistema ha difficoltà a seguire l'andamento rilevato nelle prove sperimentali quando il valore di pressione tra serbatoio è relativamente basso, sotto a 2 bar, o alto, sopra a 4.5 bar.
- Si può affermare che il modello, impostando il parametro ottenuto, approssima genericamente bene il comportamento del sistema reale.

8. Analisi risposta con modello validato

Si simula ora la risposta del sistema a diversi segnali di set utilizzando il modello validato descritto in precedenza. La possibilità di simulare sistemi reali prima di andare sul campo, permette di valutare l'importanza di diversi parametri influenti sul sistema, che siano fisici, di controllo o comunque che caratterizzino la progettualità del sistema in modo da trarre considerazioni importanti risparmiando soldi per prove sperimentali e tempo.

Si vuole simulare la risposta del sistema a fronte di ingressi di tipologia ad onda quadra. Si è creato un blocco “*Signal Builder*” tramite la libreria di Simulink.

I set di onde stabiliti sono stati:

- Onda a frequenza 0.2 Hz, ampiezza 1 bar, pressione media 2 bar e *duty-cycle* 0.5
- Onda a frequenza 0.2 Hz, ampiezza 1 bar, pressione media 4 bar e *duty-cycle* 0.5

I rispettivi risultati sono mostrati nei diagrammi seguenti.

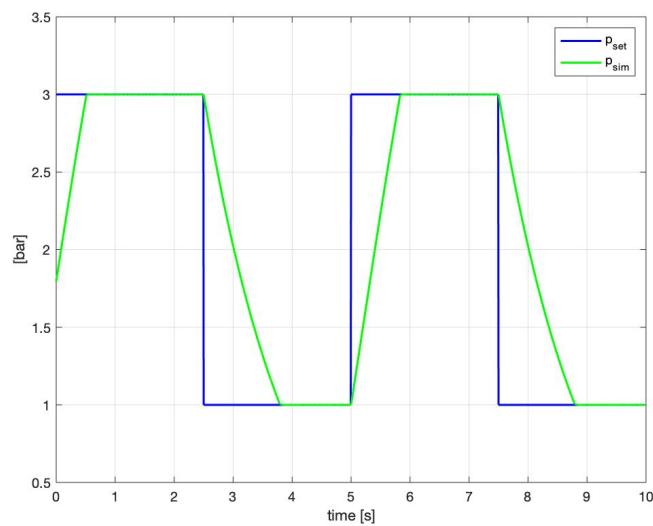


Figura 8.1 – Simulazione risposta del sistema a ingresso ad onda quadra con pressione media 2 bar

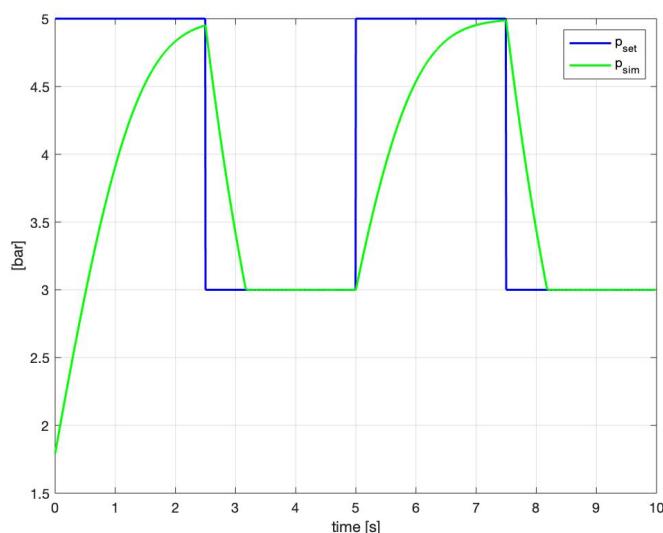


Figura 8.2 – Simulazione risposta del sistema a ingresso ad onda quadra con pressione media 4 bar

9. Conclusioni

Durante questa attività si è svolta un’analisi delle prestazioni di un sistema per la gestione della pressione in un serbatoio con una valvola modulata in PWM. Si sono acquisite misure sperimentali di riempimento del serbatoio durante diverse prove, successivamente si è modellizzato il sistema con software Matlab-Simulink per riprodurre simulazioni coerenti con la realtà fisica, così da poter procedere con valutazioni di diverso genere. Per ottimizzare il modello è stato svolto un fittaggio del parametro di resistenza incontrata dall’aria nei tubi alimentazione al sistema.

È stato valutato l’effetto della variazione dei parametri frequenza della portante e *duty-cycle* sul sistema in Open Loop durante la fase di carica del serbatorio. Si è notato che:

- L’aumento del *duty-cycle* porta ad un accrescimento più rapido della pressione. Infatti, il valore medio della portata inviata al serbatoio risulta più elevato, perciò la pressione cresce più velocemente.
- Con un $dc = 0.3$, in 10 s non si raggiunge la pressione di alimentazione di 5 bar, contrariamente a quanto succede con valori più elevati di tale parametro.
- Variando la frequenza della portante la velocità di crescita della pressione risulta pressoché invariata. Tuttavia, aumenta anche il numero di commutazioni della valvola nell’unità di tempo per cui possono insorgere problemi dati dalla dinamica della valvola oltre a fenomeni di tipo inerziale sul fluido che attraversa la valvola stessa. Questo fa sì che, sebbene teoricamente si dovrebbero avere andamenti coincidenti al variare della frequenza della portante, nella realtà si hanno variazioni.

Si è poi impostato un SET sinusoidale al sistema controllato in anello chiuso per valutarne l’effetto della variazione del guadagno proporzionale. Si osserva che:

- All’aumentare del parametro di controllo si ottiene una migliore risposta dinamica del sistema, più fedele rispetto al comando di SET e con uno sfasamento più contenuto.
- Per valori elevati di K_p la risposta del sistema diventa sempre più agitata. Osservando l’andamento con guadagno 40 si nota come si introducano oscillazioni di pressione più ampie rispetto al guadagno 20 senza introdurre un miglioramento della risposta del sistema. Esiste infatti un valore ottimale di guadagno.
- Abbassando la pressione media richiesta, l’errore tra SET e Feedback a parità di guadagno risulta inferiore.
- Aumentando l’ampiezza del segnale di SET i diagrammi hanno andamenti più distanti da questo e asimmetrici rispetto alle fasi di carico e scarico d’aria. Ciò è dovuto alla differenza di salto di pressione che si instaura nel moto del fluido in ingresso ed in uscita dal serbatoio.
- Il sistema ha difficoltà a seguire l’andamento rilevato nelle prove sperimentali quando il valore di pressione tra serbatoio è relativamente basso, sotto a 2 bar, o alto, sopra a 4.5 bar.

Infine, è stato utilizzato il modello come ambiente di simulazione per studiare la risposta del sistema ad un segnale in ingresso ad onda quadra. Si osserva che:

- A fronte della crescita a gradino del SET il sistema reagisce portandosi alla pressione stabilità dall’ingresso con un ritardo che è di poco inferiore al secondo in salita e poco superiore al secondo in scarico rispetto ad una pressione media di 2 bar. Questa asimmetria, constata anche nel caso di

Laboratorio N.4 – Banco prova valvole digitali comandate in PWM

SET sinusoidale ,è data dal fatto che i Δp in carico e scarico al sistema sono differenti di conseguenza sono diversi anche i tempi di risposta del sistema.

- Nel caso di pressione media pari a 4 bar, con un periodo di 5 secondi, si nota come il sistema quasi non raggiunga la pressione di cresta dell'onda quadra, mentre ha un comportamento in scarico molto più rapido arrivando al valore di SET in un tempo di circa 0.5 s, quindi in modo molto migliore rispetto al caso di SET a pressione media 2 bar.

Considerazioni di natura generale:

- Aumentando l'ampiezza di oscillazione del SET aumenta lo sfasamento.
- Il miglior compresso rispetto al valore del guadagno proporzionale del controllo risulta 20, in quanto a 10 si ha ancora margine di miglioramento rispetto alla dinamica del sistema, mentre a 40 si introduce solo un nervosismo nella risposta del sistema.
- Si può affermare che il modello, impostando il parametro ottenuto, approssima genericamente bene il comportamento del sistema reale.



**POLITECNICO
DI TORINO**

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Meccanica
Meccatronica

ESPERIENZA DI LABORATORIO N.5
Servoattuatore idraulico controllato in posizione

A.A. 2019/2020

Docente:
Prof. Massimo Sorli

Autori:
Luca Pirini Casadei 264939
Gianmarco Santoro 265999

Indice

Indice.....	III
1. Obiettivo dell'esercitazione	1
2. Banco prova	2
2.1. Descrizione generale.....	2
2.2. Servoattuatore idraulico	4
2.2.1. Martinetto	5
2.2.2. Servovalvola.....	5
2.2.3. Accumulatori idraulici	7
2.2.4. Trasduttori	7
2.3. Manifold e pannello elettrico di controllo dell'alimentazione idraulica.....	9
2.3.1. Componenti oleodinamici del manifold.....	9
2.3.2. Pannello elettrico di alimentazione	9
2.4. Gruppo di controllo posizione e forza.....	10
2.4.1. Descrizione generale.....	10
2.4.2. Modulo di alimentazione	11
2.4.3. Modulo generatore di funzione	11
2.4.4. Modulo di controllo e compensazione PID.....	12
2.4.5. Modulo driver di servovalvola	13
2.4.6. Modulo condizionatore LVDT e LVT.....	13
2.4.7. Modulo condizionatore calla di carico	14
2.4.8. Modulo limiti di posizione	15
2.4.9. Modulo limiti di carico	16
3. Analisi sperimentale.....	17
3.1. Prove con onda quadra.....	17
3.2. Prove con onde sinusoidali	19
4. Modello del sistema.....	21
4.1. Controllo PID.....	21
4.2. Modello completo	22
4.3. Confronto tra il modello e i dati sperimentali	23
4.3.1. Prove con onde quadre.....	23
4.3.2. Prova con onda sinusoidale	24
4.3.3. Variazione dei guadagni proporzionale e integrativo	24
5. Analisi delle forze di inerzia.....	27
6. Diagramma di Bode.....	30
7. Simulazione del sistema con una forza esterna applicata.....	33
8. Conclusioni	35

Indice delle figure

Figura 2.1 - Schema del banco prova	3
Figura 2.2 - Schema circuitale idraulico	4
Figura 2.3 - Disegno schematico del servoattuatore.....	4
Figura 2.4 - Sezione dello stadio pilota della servoalvalvola HSV 210-493	6
Figura 2.5 - Pannello frontale del blocco di controllo	10
Figura 2.6 - Modulo di alimentazione	11
Figura 2.7 - Modulo generatore di funzione	11
Figura 2.8 - Modulo di controllo e compensazione PID	12
Figura 2.9 - Modulo di alimentazione e comando servoalvalvola.....	13
Figura 2.10 - Modulo di condizionamento segnale trasduttori di posizione e velocità	14
Figura 2.11 - Modulo di condizionamento del segnale della cella di carico.....	14
Figura 2.12 - Modulo limiti di posizione.....	15
Figura 2.13 - Modulo limiti di carico	16
Figura 3.1 - Rappresentazione del set e del feedback al variare del guadagno, rampa di salita.....	17
Figura 3.2 - Rappresentazione del set e del feedback al variare del guadagno, rampa di salita.....	17
Figura 3.3 - Comando della servoalvalvola con onda quadra	18
Figura 3.4 - Velocità dell'attuatore con onda quadra	18
Figura 3.5 - Confronto fra set e feedback con onda sinusoidale, frequenza 1 Hz.....	19
Figura 3.6 - Confronto fra set e feedback con onda sinusoidale, frequenza 5 Hz	20
Figura 3.7 - Confronto fra set e feedback con onda sinusoidale, frequenza 9 Hz	20
Figura 4.1 - Schema controllore PID.....	21
Figura 4.2 - Modello PID.....	21
Figura 4.3 - Modello Simulink completo del sistema	23
Figura 4.4 - Confronto fra dati sperimentali e dati ottenuti dal modello, onda quadra	23
Figura 4.5 - Confronto fra dati sperimentali e dati ottenuti dal modello, onda quadra	24
Figura 4.6 - Risposta del modello al variare di K _p , K _i costante.....	25
Figura 4.7 - Risposta del modello al variare di K _p , K _i costante con valore dimezzato rispetto al precedente	25
Figura 4.8 - Risposta del modello al variare di K _i , K _p costante.....	26
Figura 5.1 - Schema della cella di carico.....	27
Figura 5.2 - Confronto fra le due accelerazioni ricavate da spostamento e velocità	28
Figura 5.3 - Confronto fra forza sperimentale e quella ottenuta con il modello con le due diverse accelerazioni	29
Figura 6.1 - Modello risposta in frequenza	30
Figura 6.2 - Confronto tra diagramma di Bode sperimentale e quello del modello - guadagno 3 ; ampiezza 1V..	31
Figura 6.3 - Confronto tra diagramma di Bode sperimentale e quello del modello - guadagno 8 ; ampiezza 1V...	31
Figura 6.4 - Confronto tra diagramma di Bode sperimentale e quello del modello - guadagno 3 ; ampiezza 3V..	32
Figura 6.5 - Confronto tra diagramma di Bode sperimentale e quello del modello - guadagno 8 ; ampiezza 3V...	32
Figura 7.1 - Set, Feedback con forzante esterna - Guadagno pari a 0.....	33
Figura 7.2 - Set, Feedback con forzante esterna - Guadagno pari a 3.....	33
Figura 7.3 - Set, Feedback con forzante esterna - Guadagno pari a 8.....	34

Indice delle tabelle

Tabella 2.1 - Elenco elementi del banco prova	3
Tabella 2.2 - Dati del martinetto	5
Tabella 2.3 – Dati della servoalvalvola HSV 210-493	6

Laboratorio N.5 – Servoattuatore idraulico controllato in posizione

Tabella 2.4 - Dati accumulatori	7
Tabella 2.5 – Dati LVDT	7
Tabella 2.6 - Dati LVT.....	8
Tabella 2.7 - Dati della cella di carico	9
Tabella 4.1 - Parametri del controllo.....	22
Tabella 5.1 - Stima della massa della parte mobile della cella di carico.....	28
Tabella 5.2 - Analisi statistica dei dati di massa ottenuti	28
Tabella 5.3 - Analisi statistica tra i valori della massa ottenuti con entrambe le accelerazioni	28
Tabella 8.1 - Analisi statistica tra i valori della massa ottenuti con entrambe le accelerazioni	36

1. Obiettivo dell'esercitazione

L'esercitazione consiste nello studio del servoattuatore idraulico, controllato in posizione, mediante l'uso di un sistema di acquisizione e controllo digitale e di un ambiente di simulazione numerica.

L'attività è divisa in due parti: la prima parte è svolta in laboratorio, in cui si esamina il banco prova e si eseguono varie prove acquisendo i relativi dati. La seconda parte consiste nell'elaborazione dei dati acquisiti e la creazione di un modello che riesca a simulare fedelmente il comportamento del sistema reale.

L'acquisizione dati è basata su una scheda di input/output a 12 bit installata in un PC, e da un software di gestione di tipo grafico, Labview, che permette la creazione di "strumenti virtuali" adatti alle specifiche esigenze dell'utente. Le varie grandezze di interesse vengono prelevate dal sistema di controllo elettronico del servosistema sotto forma di segnali in tensione ($\pm 10V$), trasferite al sistema di acquisizione, digitalizzate, visualizzate e memorizzate in forma numerica in files di testo direttamente utilizzabili per le successive analisi.

Per quanto riguarda l'elaborazione dei dati e le simulazioni si usa il software Matlab e il relativo ambiente grafico, Simulink.

Le prove che sono state eseguite in questa relazione sono le seguenti, e verranno esaminate nei paragrafi successivi:

- Misura della risposta in frequenza del servoattuatore
- Analisi delle forze di inerzia sulla cella di carico
- Analisi del controllo PID
- Uso di un segnale di set esterno generato mediante uno strumento virtuale

2. Banco prova

2.1. Descrizione generale

Il banco prova è stato progettato e realizzato presso il laboratorio del *DIPARTIMENTO DI MECCANICA* allo scopo di effettuare prove statiche e dinamiche su dispositivi meccanici quali servomotori, sospensioni, o generici componenti, a fronte di una sollecitazione imposta.

La macchina è a montante con struttura a sviluppo verticale, inferiormente dotata di una mensola fissa a cui è vincolato un servoattuatore idraulico lineare; superiormente presenta una mensola con posizione registrabile in base alle caratteristiche dell'elemento in prova, che durante la prova deve essere bloccata.

Il servoattuatore idraulico è l'organo di potenza, che produce la sollecitazione dinamica sul componente in prova, in base al riferimento nel tempo generato dal sistema elettronico di controllo. Selezionando il tipo di retroazione con cui controllare il sistema, è possibile scegliere il tipo di sollecitazione controllata dal servoattuatore: un profilo di forza per il controllo in forza, oppure un profilo di spostamento per il controllo in posizione.

L'elemento in prova viene vincolato inferiormente all'estremo superiore dello stelo del servoattuatore idraulico che si muove verticalmente, tramite una cella di carico. Superiormente è possibile collegarlo in due modi differenti a seconda della tipologia di prova che si vuole eseguire:

1. *Per prove di tipo statico*: il collegamento avviene alla mensola fissa. Sono prove di questo tipo quelle per la determinazione della rigidezza dell'elemento o per la resistenza che è in grado di opporre alle forze generate dal servoattuatore.
2. *Simulazione di masse sospese sull'elemento in prova*: il collegamento avviene ad un piattello libero di muoversi verticalmente con basso attrito tramite delle guide lineari a ricircolo di sfere; aggiungendo dei dischi metallici di peso noto sul piattello si ha la presenza di una massa sospesa sul componente in prova.

Il servoattuatore è dotato di trasduttori di posizione, velocità e di forza di modo da rendere rilevabile in ogni istante la condizione di moto e di carico. Sensorizzando l'elemento in prova è quindi possibile caratterizzarlo rilevandone le grandezze di maggiore interesse (accelerazioni, deformazioni, pressioni, forze di attrito).

La figura 2.1 rappresenta il complessivo del banco.

Laboratorio N.5 – Servoattuatore idraulico controllato in posizione

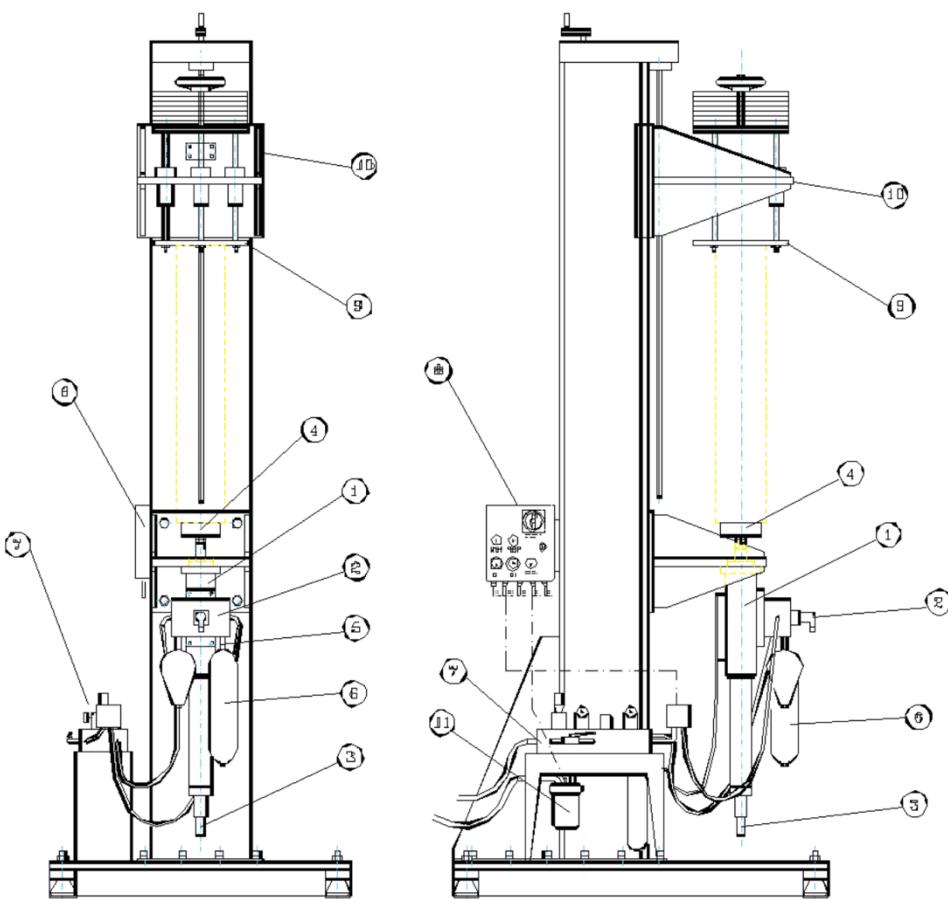


Figura 2.1 - Schema del banco prova

In cui i componenti di cui è composto sono descritti nella tabella sottostante:

<i>Numero</i>	<i>Descrizione</i>
1	<i>Attuatore idraulico lineare</i>
2	<i>Servovalvola e blocco di alloggiamento</i>
3	<i>Trasduttore di posizione LVDT</i>
4	<i>Cella di carico</i>
5	<i>Trasduttore di velocità LVT</i>
6	<i>Accumulatori idraulici</i>
7	<i>Manifold</i>
8	<i>Pannello di alimentazione banco</i>
9	<i>Piattello mobile</i>
10	<i>Mensola fissa</i>
11	<i>Filtro</i>

Tabella 2.1 - Elenco elementi del banco prova

Il banco in studio può essere suddiviso in quattro sottosistemi:

1. Servoattuatore simmetrico a basso attrito
2. Manifold

3. Modulo elettronico analogico di comando e controllo

4. Pannello di alimentazione del manifold

La figura 2.2 riporta lo schema circuitale idraulico, del controllo e delle alimentazioni del banco e quello circuitale idraulico.

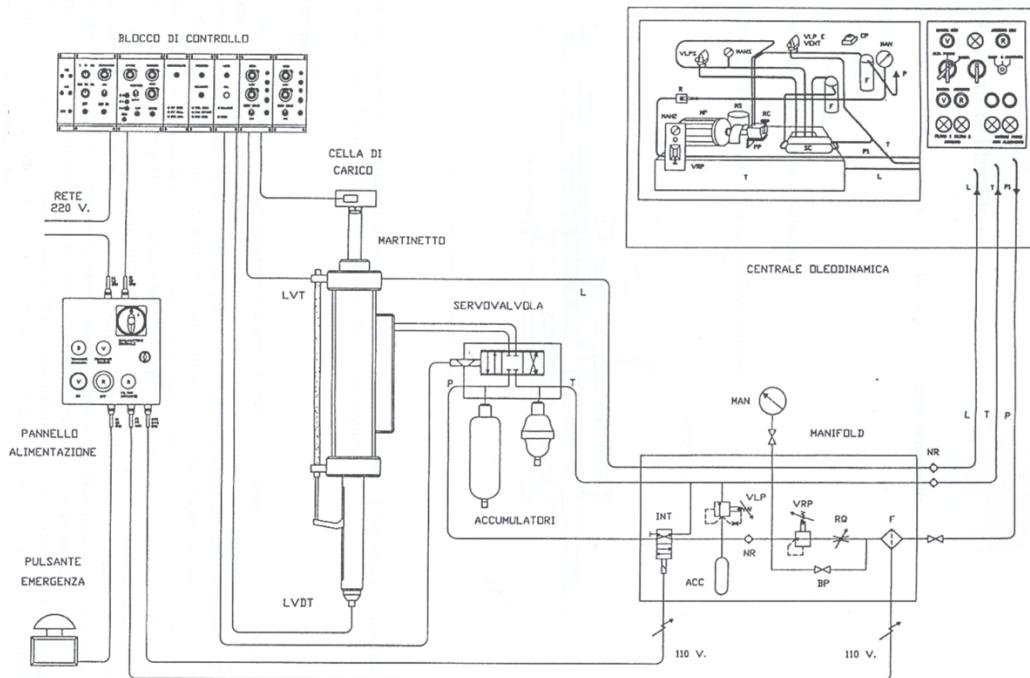


Figura 2.2 - Schema circuitale idraulico

2.2. Servoattuatore idraulico

Il servoattuatore è essenzialmente costituito da quattro parti principali:

- il martinetto;
- la servovalvola;
- gli accumulatori;
- i trasduttori di posizione, velocità e carico.

Nella figura 2.3 è riportato lo schema del servoattuatore.

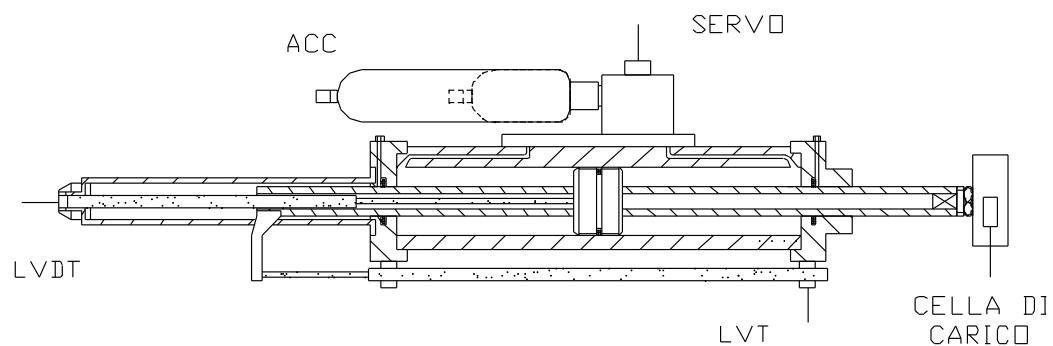


Figura 2.3 - Disegno schematico del servoattuatore

In seguito viene descritto brevemente ciascun componente, elencando i dati tecnici salienti che li descrivono.

2.2.1. Martinetto

Il martinetto è un cilindro a stelo passante a doppio effetto senza dispositivo di frenatura a fine corsa. È realizzato per essere sollecitato a fatica (carico pulsante), garantisce un basso coefficiente di attrito statico e dinamico grazie a supporti posizionati agli estremi delle camere che creano un effetto di sostentamento idrostatico. Tali supporti sono di forma toroidale e fungono da sede di scorrimento per lo stelo dell'attuatore. Una serie di piccoli fori praticati radialmente nei supporti mette in comunicazione i meati presenti fra stelo e supporti con una intercapedine esterna collegata alla linea di drenaggio. Una piccola portata d'olio in pressione dalle camere attraverso i meati ed i fori all'intercapedine generando l'effetto di sostentamento idrostatico. Due tenute a labbro poste esternamente ai supporti impediscono la libera fuoriuscita dell'olio all'esterno del martinetto.

La parte inferiore dello stelo risulta incapsulata in una camicia cilindrica metallica dotata di una finestra rettangolare ricavata sulla sua generatrice e lunga quanto la corsa del martinetto da cui sporge una staffa solidale con l'estremo dello stelo.

La staffa provvede alla movimentazione dell'elemento mobile del trasduttore di velocità (asta dotata di magnete permanente ad un estremo), esercitando nel contempo la funzione di dispositivo anti-rotazionale del pistone.

Le caratteristiche tecniche del martinetto sono riportate nella tabella 2.2.

MARTINETTO A DOPPIO EFFETTO A STELO PASSANTE			
<i>Corsa nominale</i>	200	[mm]	(± 100 [mm])
<i>Extracorsa</i>	0	[mm]	(dichiarati ± 2 [mm])
<i>Alesaggio cilindro</i>	$\varnothing 50$	[mm]	
<i>Diametro stelo</i>	$\varnothing 40$	[mm]	
<i>Area di spinta</i>	706,8	[mm ²]	
<i>Volume totale camere</i>	141371	[mm ³]	= 0.14 [l]
<i>Filettatura interno stelo</i>	$M24 \times 1.5$		
<i>Carico massimo statico</i>	14844	[N]	a 210 [bar]
<i>Carico massimo dinamico</i>	7500	[N]	a 0.7 [m/s]
<i>Velocità massima</i>	2	[m/s]	
<i>Peso totale</i>	$\cong 70$	[Kg]	compresi i trasduttori
<i>Peso masse mobili</i>	$\cong 30$	[Kg]	compresa la cella di carico

Tabella 2.2 - Dati del martinetto

2.2.2. Servovalvola

La servovalvola controlla il flusso del fluido di lavoro inviato alle camere del martinetto. È del tipo a stadio pilota *jet-pipe* comandato da un motore coppia e stadio principale a cassetto a posizionamento continuo a quattro vie.

È comandata dal segnale di errore compensato mediante un driver specifico (che è una scheda elettronica analogica montata sul blocco di comando), che trasforma l'ingresso in tensione in un segnale di comando in corrente, dimensionato per il motore coppia.

Inoltre, nel driver si aggiunge al segnale di comando un segnale di dither per attenuare l'isteresi della servovalvola. La sezione dello stadio pilota è riportata in figura 2.4.

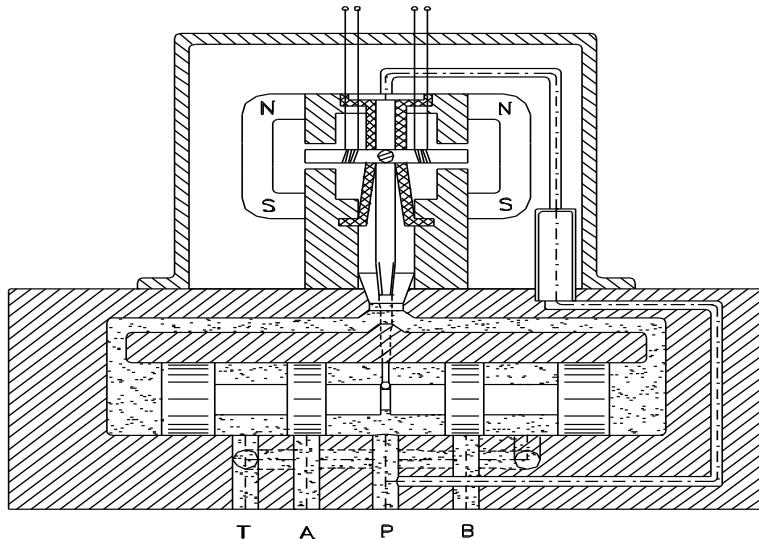


Figura 2.4 - Sezione dello stadio pilota della servovalvola HSV 210-493

I dati della servovalvola sono raccolti nella *tabella 2.3*.

SERVOVALVOLA	
Marca	ATCHLEY CONTROLS – DENISON
Modello	HSV 210-493
Sistema di filtrazione	Raccomandato 25 [μm abs.] minimo
Fluido di lavoro	base di olio minerale naturale
Campo temperatura di esercizio	$-40 \div 250 [^{\circ}\text{F}] \Rightarrow -40 \div 121 [^{\circ}\text{C}]$
Pressione di funzionamento	$200 \div 3000 [\text{PSI}] \Rightarrow 14 \div 210 [\text{bar}]$
Pressione massima di picco	$4500 [\text{PSI}] \Rightarrow 315 [\text{bar}]$
Pressione di esplosione	$7500 [\text{PSI}] \Rightarrow 525 [\text{bar}]$
Portata nominale	$10 [\text{GPM}] \text{ a } 1000 [\text{PSI}]$ $\Rightarrow 37.8 [\text{l/min}] \text{ a } 70 [\text{bar}]$
Drenaggio (solo interno)	$0.3 [\text{GPM}] \text{ a } 1000 [\text{PSI}]$ $\Rightarrow 1.1 [\text{l/l}] \text{ a } 70 [\text{bar}]$
Guadagno in pressione minima	30 % della pressione di alimentazione al 2 % della corrente in ingresso
Isteresi massima	3 % della corrente in ingresso
Sensibilità	0.2 % della corrente in ingresso
Frequenza di taglio (– 3 dB)	100 [Hz]
Corrente massima in ingresso	10 [mA] differenziali
Resistenza	1000 [Ω]
Connettori	MS3102E-14S-2P

Tabella 2.3 – Dati della servovalvola HSV 210-493

2.2.3. Accumulatori idraulici

Sul blocco di alluminio che ospita la servoalvalva sono anche assemblati due accumulatori idraulici: uno di maggiore capacità ($V = 2.5 \text{ [l]}$) e un altro più piccolo ($V = 0.7 \text{ [l]}$). Quello con capacità maggiore è collegato alla bocca di alimentazione della servoalvalva mentre l'altro alla bocca di scarico.

Essi svolgono la funzione di regolarizzare i livelli di pressione di alimentazione e scarico sul servoattuatore. I dati relativi sono raccolti in *tabella 2.4*.

ACCUMULATORI	
Marca	<i>ROTH MIONS</i>
Capacità bocca di alimentazione servoalvalva	<i>2.5 [l] a sacca</i>
Capacità bocca di scarico servo	<i>0.7 [l] a membrana</i>
Pressione di esplosione	<i>495 [bar]</i>
Pressione massima di funzionamento	<i>380 [bar]</i>
Pressione di precarico, da controllare ogni 3 mesi, con azoto (N_2)	<i>140 [bar] (2.5 [l])</i> <i>10 [bar] (0.7 [l])</i>

Tabella 2.4 - Dati accumulatori

2.2.4. Trasduttori

Vi sono tre differenti tipi di trasduttori: uno per la misurazione della posizione, un altro per la velocità e infine un ultimo per misurare la forza.

Trasduttore lineare di posizione – LVDT

Il trasduttore è costituito: da un avvolgimento cilindrico principale, da due secondari (simmetricamente affacciati ad esso) e da un nucleo ferromagnetico libero di scorrere all'interno degli avvolgimenti. Eccitando l'avvolgimento principale con una sorgente esterna in AC si induce un flusso magnetico nel circuito magnetico. Lo spostamento del nucleo ferromagnetico dalla posizione centrale produce un segnale in tensione che è proporzionale allo spostamento e di segno concorde ad esso. Nella *tabella 2.5* sono riportati i principali dati tecnici del trasduttore di posizione.

TRASDUTTORE DI POSIZIONE LVDT	
Marca	<i>SCHAEVITZ</i>
Modello	<i>5000 DC-E</i>
Lunghezza	<i>512 [mm]</i>
Corsa a comportamento lineare	<i>±125 [mm] (250 [mm])</i>
Peso	<i>0.342 [Kg]</i>
Guadagno naturale	<i>0.08 [V/mm] (±10 [V] F.S. lineare)</i>
Frequenza di taglio (– 3 db)	<i>200 [Hz]</i>
Alimentazione	<i>±15 [V] DC nominali, ±20 [mA]</i>
Resistenza	<i>< 1 [Ω]</i>
Campo di temperatura di esercizio	<i>32 ÷ 160 [F°] ⇒ 0 ÷ 70 [°C]</i>
Campo temperatura max esposizione	<i>-65 ÷ 200 [F°] ⇒ -55 ÷ 95 [°C]</i>
Tensione di zero (metà corsa)	<i>0 [V]</i>
Ripple di tensione	<i>< 25 [mV] rms</i>
Massimo errore di linearità	<i>0.25 % su tutta la corsa.</i>

Tabella 2.5 – Dati LVDT

Trasduttore lineare di velocità – LVT

Il trasduttore si basa sulle leggi di Faraday. Presenta un nucleo magnetico permanente che origina un campo magnetico costante; questo si muove di moto rettilineo all'interno di un avvolgimento cilindrico (solenoide), concatenando un flusso magnetico variabile nel tempo poiché durante il moto si ha una variazione della geometria circuito magnetico.

Tale flusso variabile induce una tensione agli estremi del solenoide stesso: poiché il flusso magnetico è costante la differenza di potenziale che si viene ad instaurare è proporzionale alla velocità del nucleo (cioè alla derivata nel tempo dell'area del circuito che concatena il campo magnetico); inoltre il segno della tensione dipende dal verso del moto.

Nella *tabella 2.6.* sono riportati i principali dati tecnici del trasduttore di velocità.

TRASDUTTORE DI VELOCITÀ LVT	
Marca	SHAEVITZ
Modello	7L9 VT-Z
Lunghezza	577,85 [mm] (22,75 [inches]).
Campo di temperatura di esercizio	-65 ÷ 200 [°F] ⇒ -55 ÷ 95 [°C]
Massimo errore di linearità	1 % della tensione di uscita
Campo di linearità	230 [mm]
Peso	0.461 [Kg]
Guadagno naturale	140 [mV·s/inch] ⇒ 5.51 [V·s/m]
Resistenza/ Induttanza	2 [KΩ] / 0.9 [H]

Tabella 2.6 - Dati LVT

Trasduttore di forza: cella di carico

Il principio fisico su cui si basa è quello della variazione della resistenza elettrica di un materiale al variare dello stato deformativo di un conduttore.

Quattro resistenze, di cui alcune sensibili alla deformazione (estensimetri), sono collegate in un circuito a ponte di Wheatstone e alimentate da una tensione di riferimento. Applicando un carico si induce sugli estensimetri uno stato deformativo che produce una variazione della loro resistenza, quindi si provoca uno sbilanciamento del ponte, cui corrisponde un segnale di tensione non nullo ai capi non alimentati del ponte. Questa tensione è proporzionale alla componente normale della forza applicata sulla cella e di segno concorde alla sua orientazione.

E' importante ricordare come una cella di carico debba essere collegata all'elemento da sensorizzare mediante un giunto sferico, in quanto essa non può sopportare sollecitazioni non ortogonali. Nella *tabella 2.7* sono riportati i principali dati tecnici del trasduttore di forza.

CELLA DI CARICO	
Marca	AEP transducers
Modello	TC4
Num. fori fissaggio e diametro	6 fori a 60° Ø8.5 [mm] per M8
Accuratezza	0.05 %
Scarto dalla linearità	< 0.04 %
Frequenza naturale	4.72 [KHz]
Resistenza	350 ± 1 [Ω]
Alimentazione raccomandata	10 [V]
Range nominale di eccitazione	1 ÷ 15 [V]
Tensione massima di alimentazione	18 [V]
Carico nominale	2500 [Kg]
Freccia massima al carico nominale	0.2 [mm]
Carico massimo di funzionamento	120 % (3000 [Kg])
Carico limite	200 % (5000 [Kg])
Carico di rottura	> 300 % (> 7500 [Kg])
Massimo carico trasversale	100 % (2500 [Kg])
Massimo carico dinamico	75 % (1875 [Kg])
Campo temperatura di esercizio	-20 ÷ 70 [°C]
Peso	2.45 [Kg]

Tabella 2.7 - Dati della cella di carico

2.3. Manifold e pannello elettrico di controllo dell'alimentazione idraulica

2.3.1. Componenti oleodinamici del manifold

Il *Manifold* è il blocco di valvole per la gestione locale della pressione e della portata. Questa è necessaria poiché la centrale oleodinamica è condivisa da altre applicazioni ed quindi alimenta per valori di pressione e portata indipendenti dal banco prova attivo. Il *manifold* è collegato elettricamente al pannello a lato del banco prova in modo da interrompere l'alimentazione idraulica in mancanza del consenso da parte dell'elettronica di controllo della servovalvola e del martinetto.

Quindi, nel caso in cui vi sia: l'attivazione del pulsante sul pannello elettrico, la disattivazione del pulsante di emergenza rosso a fungo o l'alimentazione della servovalvola non corretta od assente, si ha l'intervento del distributore *INT*. Esso collega a scarico l'alimentazione idraulica e gli accumulatori a monte della servovalvola garantendo un rapido arresto del martinetto.

2.3.2. Pannello elettrico di alimentazione

Il pannello elettrico di alimentazione del banco sospensioni è collocato a lato del banco e sopra il *manifold*. Esso provvede all'alimentazione elettrica del *manifold* e, nei casi di malfunzionamento o durante le operazioni di preparazione della prova, alla sua interruzione.

2.4. Gruppo di controllo posizione e forza

2.4.1. Descrizione generale

L'apparecchiatura di controllo è adibita alla movimentazione del martinetto ed il controllo in anello chiuso di retroazione della posizione che assume e della forza che esercita.

Il segnale di comando può essere generato internamente all'apparecchiatura tramite un modulo generatore di funzione, oppure può essere ricevuto da un generatore esterno.

Il controllo sull'anello chiuso di posizione o di carico è realizzato con scheda analogica, mediante una rete di compensazione PID, di cui è possibile variare il guadagno di ogni singola componente.

L'apparecchiatura dispone inoltre del driver della servovalvola e delle schede di condizionamento dei segnali dei trasduttori di posizione (LVDT), di velocità (LVT) e di forza (cella di carico).

Sono anche presenti due moduli di limite ed allarme che consentono l'interruzione della prova qualora vengano superati certi livelli di carico oppure certe posizioni preselezionabili dall'utente durante l'azionamento del sistema.

Nella figura 2.5 è riportata la vista frontale del quadro di controllo.

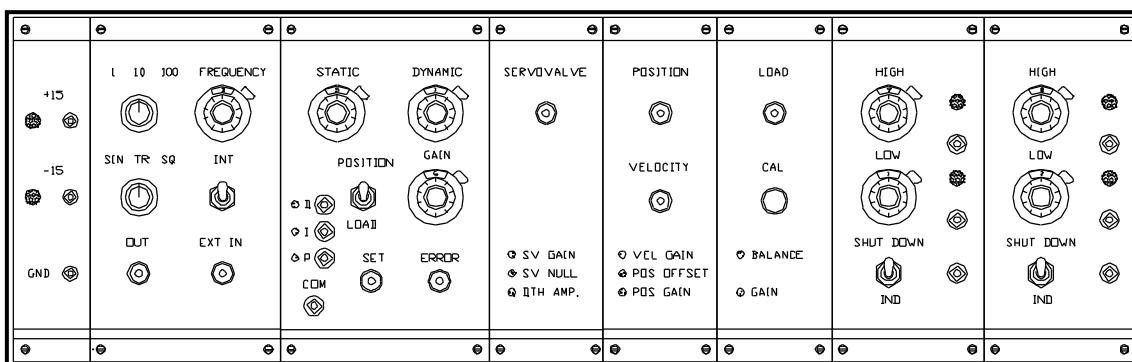


Figura 2.5 - Pannello frontale del blocco di controllo

L'apparecchiatura di controllo è realizzata in rack std. 19", 3 unità di altezza. Gli otto moduli sono realizzati con schede plug-in da 19 " tipo Eurocard a 32+32+32 connettori, ciascuno dei quali svolge le seguenti funzioni:

- modulo di alimentazione elettronica e consenso alimentazione idraulica
- modulo generatore di funzione
- modulo di controllo e compensazione PID
- modulo driver della servovalvola
- modulo condizionatore trasduttore di posizione LVDT e di velocità LVT
- modulo condizionatore cella di carico
- modulo limiti di posizione
- modulo limiti di carico

2.4.2. Modulo di alimentazione

Il modulo indica la presenza e permette la misura delle tensioni di alimentazione del controllo elettronico. Nel caso in cui sia attiva la modalità *SHUT DOWN* (ovvero i limiti di posizione e carico siano superati) ed entrambe le tensioni di alimentazione siano presenti, il relè chiude il circuito di alimentazione della valvola di intercettazione della mandata (INT). La mandata è localizzata sul manifold e quando viene chiuso tale relè si abilita l'alimentazione idraulica (consenso dell'elettronica tramite il connettore I/F A.C.).

All'interno del modulo sono sistemati i fusibili da 1 [A] delle tensioni di alimentazione ± 15 [V].

La boccola nera *GND* può essere utilizzata come riferimento di massa per tutte le misure esterne.

Nella figura 2.6 è riportato lo schema del modulo di alimentazione.

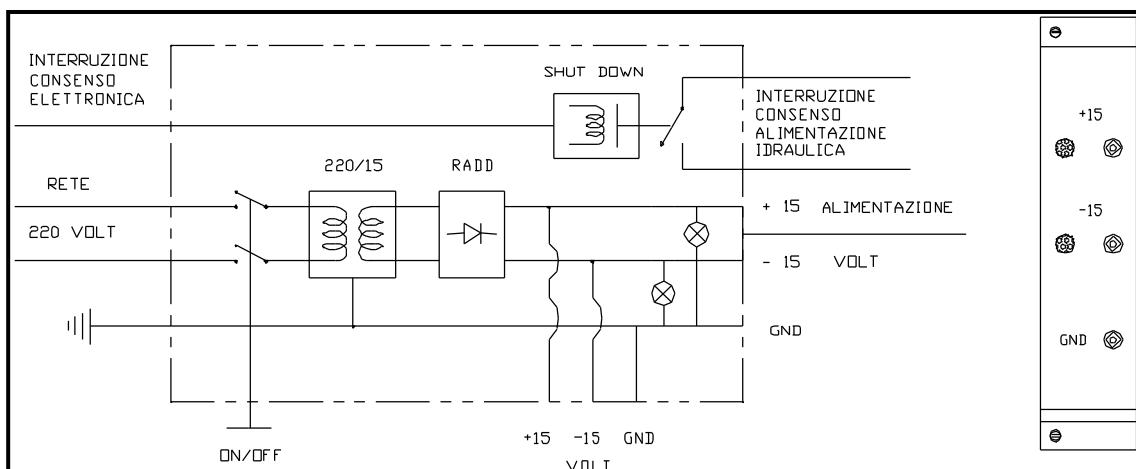


Figura 2.6 - Modulo di alimentazione

2.4.3. Modulo generatore di funzione

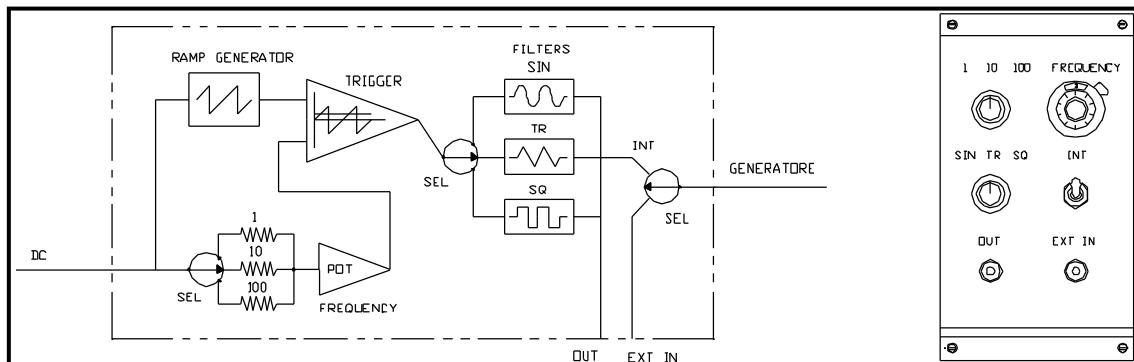


Figura 2.7 - Modulo generatore di funzione

Il generatore di funzione di tipo analogico produce tre segnali standard: onda sinusoidale, onda triangolare, e onda quadra. Essi sono ad ampiezza fissa ± 10 [V] in tre gamme di frequenza: $0.1 \div 1$ [Hz], $1 \div 10$ [Hz], $10 \div 100$ [Hz]. Il segnale generato è disponibile sul BNC *OUT* per utilizzi esterni.

Il commutatore *INT / EXT* permette, in posizione *INT*, di utilizzare come riferimento il segnale generato internamente dal generatore di funzione e, in posizione *EXT*, di utilizzare un segnale di riferimento esterno (± 10 [V]) collegato al BNC *EXT IN*.

2.4.4. Modulo di controllo e compensazione PID

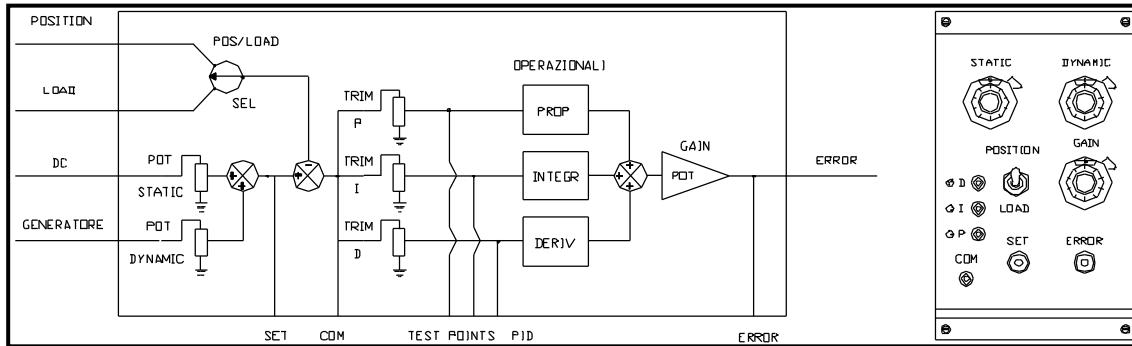


Figura 2.8 - Modulo di controllo e compensazione PID

In figura 2.8 è riportato lo schema e la vista frontale del modulo di controllo e compensazione PID. Questo provvede alla generazione del segnale di riferimento *SET*, disponibile sul BNC *SET*, come somma di un segnale di comando statico e di un segnale di ampiezza variabile dinamico, impostabili con i due potenziometri *STATIC* e *DYNAMIC*.

Per il potenziometro *STATIC* il valore indicato 5.00 rappresenta un segnale di valore medio nullo; il valore 10.00 un valore medio + 10 [V] e 0.00 un valore medio - 10 [V].

Se il potenziometro *DYNAMIC* è a fondo scala superiore (tutto ruotato in senso orario), il nottolino graduato indica 10.00 che significa attenuazione zero, quindi si ottiene un segnale che oscilla attorno al valore medio con ampiezza ± 10 [V]. Se invece è a fondo inferiore (tutto ruotato in senso antiorario) posizionato a 0, si ha un segnale che non oscilla attorno al valore medio avendo selezionato il fattore di riduzione massimo.

Poiché le uscite si combinano per dare origine ad un segnale che deve variare tra ± 10 [V] non sono possibili tutte le combinazioni dei valori degli indicatori dei potenziometri per non avere delle saturazioni sul segnale di riferimento *SET*.

La regolazione dei due potenziometri è sempre attiva anche se viene utilizzato un segnale di set esterno, tramite il BNC *EXT* del modulo generatore di funzione. In tal caso per non modificare tale segnale di riferimento, il potenziometro *STATIC* deve essere posizionato a 5.0 e quello *DYNAMIC* al massimo, ossia a 10.0.

Mediante il selettore di loop (*LOAD / POSITION*) è possibile scegliere: segnale *feedback* dalla cella di carico per il controllo in forza, o da LVDT per il controllo in posizione.

Il segnale di riferimento *SET* viene comparato con il segnale di retroazione *FEEDBACK*, per produrre il segnale di errore non compensato *COM*.

Il segnale di errore non compensato è disponibile sul test point *COM*, ed è inviato in ingresso alla rete PID: esso viene ripartito su ciascun ramo della rete di compensazione, e condizionato con una compensazione proporzionale, integrativa e derivativa a seconda del ramo del circuito. Il segnale così ottenuto può essere misurato sui test point *P*, *I* e *D*, riferendosi al punto *GND* del modulo di alimentazione, corrispondenti all'ingresso di ciascun tipo di compensazione.

I segnali in uscita da ciascun ramo della rete di controllo vengono poi sommati tra loro e amplificati di un fattore pari al guadagno di anello. Questo è regolabile con il potenziometro *GAIN* in modo da ottenere la migliore risposta del sistema senza generare instabilità (campo 1 ÷ 10).

La regolazione del guadagno deve essere adattata ad ogni tipo di prova ed in special modo quando si passa da controllo di posizione a controllo di carico cui corrispondono valori del guadagno *Gain* inferiori.

I tre singoli guadagni della rete di compensazione PID possono essere regolati dall'esterno (agenda con un cacciavite sui relativi trimmer) per ottimizzare la risposta dinamica del sistema controllato.

2.4.5. Modulo driver di servoalvalva

Il modulo driver di servoalvalva provvede ad amplificare in potenza il segnale di errore compensato *ERROR*, e a trasformare il segnale in tensione in un segnale in corrente per pilotare la servoalvalva del servoattuatore idraulico.

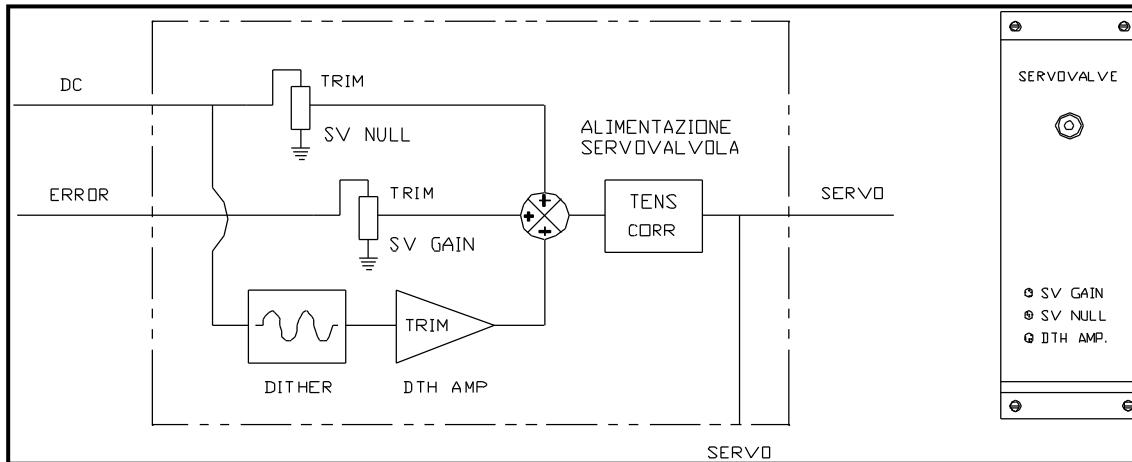


Figura 2.9 - Modulo di alimentazione e comando servoalvalva

In figura 2.9 è riportato lo schema del modulo driver della servoalvalva. Il modulo è tarato per fornire una corrente di uscita di ± 10 [mA] a fronte di un segnale di errore di ± 10 [V]. La corrente di servoalvalva è disponibile come segnale in tensione sul BNC *SERVOVALVE*, secondo la seguente proporzione: 1 [mA] = 0.2 [V].

La corrente massima di servoalvalva è regolabile sul trimmer *SV GAIN* ed il suo offset sul trimmer *SV NULL*. Il driver provvede anche alla generazione di un segnale di dither a 400 [Hz] circa, che viene sovrapposto al segnale di azionamento per ridurre l'isteresi della servoalvalva. L'ampiezza di tale segnale è regolabile tramite il trimmer *DTH AMP*.

I tre trimmer sono già stati pre-tarati e non richiedono ulteriori tarature se non in caso di sostituzione della servoalvalva.

2.4.6. Modulo condizionatore LVDT e LVT

Il modulo di condizionamento *LVDT* provvede all'alimentazione del trasduttore di posizione (DC / DC *LVDT*) interno al servoattuatore, e alla amplificazione ed al filtraggio del segnale di posizione in uscita. In figura 2.10 è riportato lo schema funzionale di questo modulo.

Il trimmer *POS OFFSET* consente di azzerare il segnale di posizione con servoattuatore esattamente a metà corsa, ed il trimmer *POS GAIN* permette di regolare a ± 10 [V] l'ampiezza del segnale a fondo corsa attuatore.

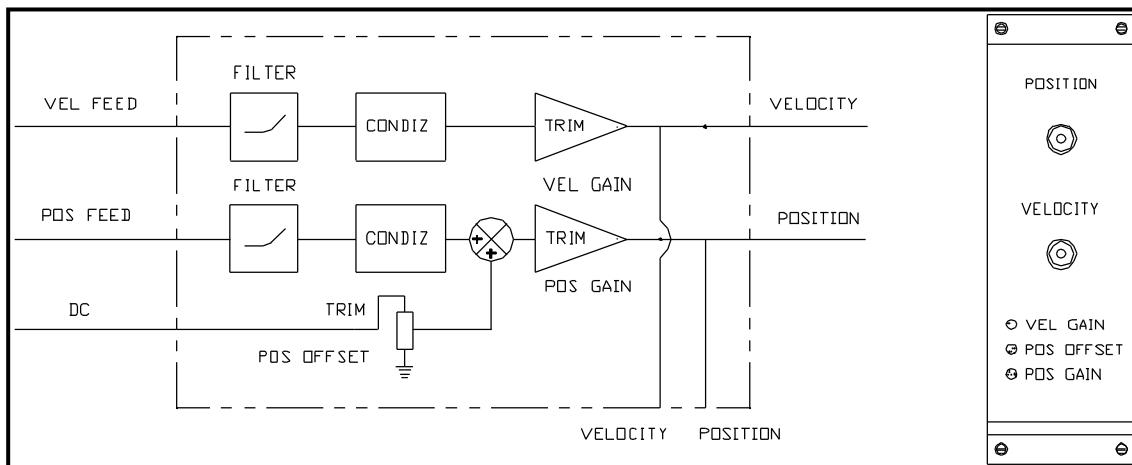


Figura 2.10 - Modulo di condizionamento segnale trasduttore di posizione e velocità

Il segnale così regolato è disponibile sul BNC *POSITION* e internamente viene portato al modulo di controllo come segnale di feedback per l'anello di posizione.

Lo stesso modulo provvede al condizionamento del segnale di velocità rilevato da un trasduttore di velocità lineare LVT montato esternamente all'attuatore idraulico. Tale segnale non è utilizzato nell'anello di retroazione ed è disponibile sul BNC *VELOCITY*. Il trimmer *VEL GAIN* consente di regolare l'ampiezza del segnale di velocità al livello desiderato.

2.4.7. Modulo condizionatore calla di carico

Il modulo condizionatore della cella di carico provvede all'alimentazione (± 10 [V]) della cella ed all'amplificazione e filtraggio del segnale di carico.

L'amplificatore è regolato in modo da ottenere ± 10 [V] a fondo scala con una cella da 2500 [Kg] nominali a fondo scala (F.S.). L'ampiezza di F.S. è regolabile con il trimmer *GAIN* (nel campo $1.25 \text{ mV/V} \div 2.5 \text{ mV/V}$) e l'azzeramento della cella è ottenibile con il trimmer *BALANCE*.

A regolazione dei trimmer effettuata, il pulsante *CAL* permette di verificare nel tempo eventuali avarie della cella o del modulo elettronico.

Il segnale di carico (± 10 [V] F.S.), è disponibile sul BNC *LOAD* ed internamente viene portato al modulo di controllo come segnale di feedback per l'anello di carico.

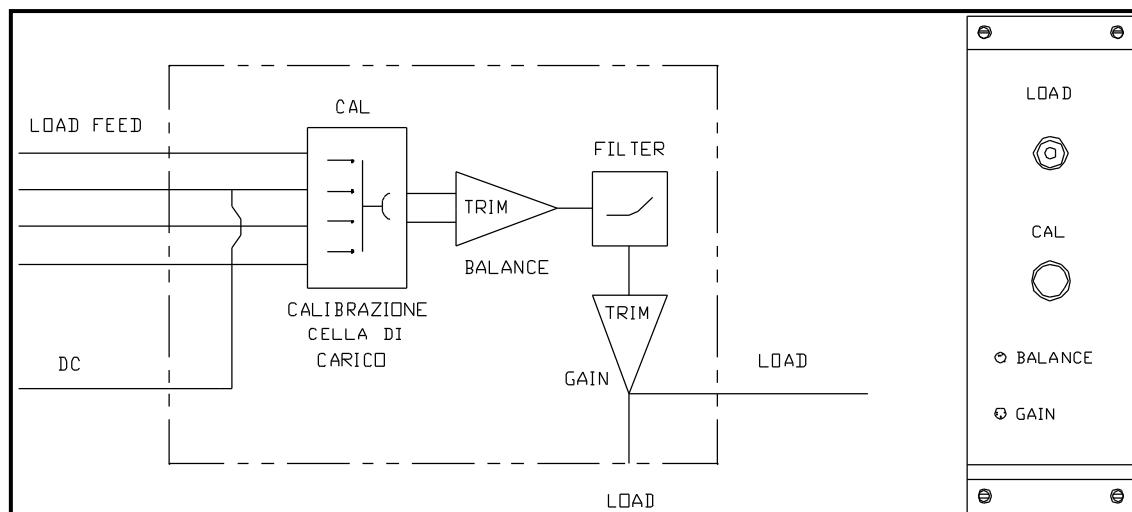


Figura 2.11 - Modulo di condizionamento del segnale della cella di carico

2.4.8. Modulo limiti di posizione

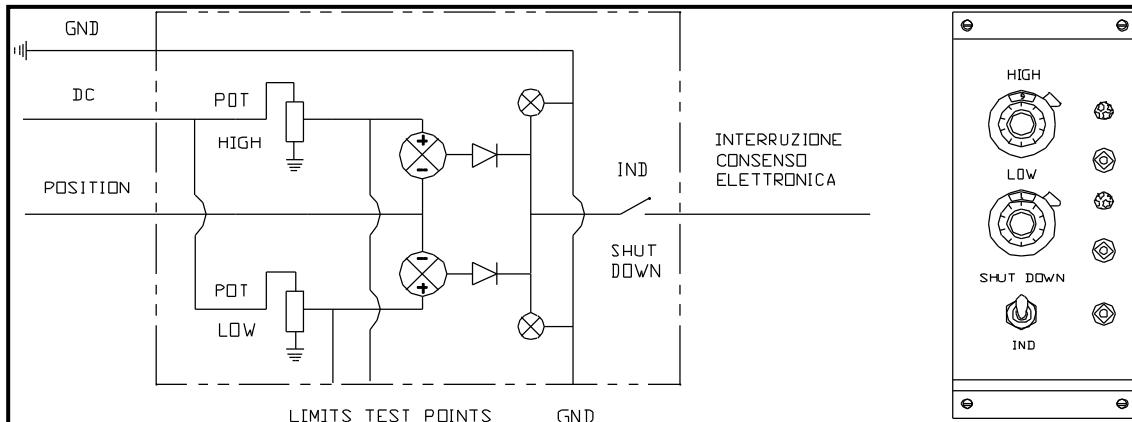


Figura 2.12 - Modulo limiti di posizione

Il modulo limiti di posizione consente l'impostazione di limiti di corsa dell'attuatore idraulico per funzioni continue di monitorizzazione od allarme.

Il superamento dei limiti impostati è sempre segnalato dai LED, quando il selettore *ARRESTO / INDICAZIONE* è posizionato su *IND*. Quando il selettore è posizionato su *SHUT DOWN*, il superamento del limite provoca l'apertura del consenso (localizzato nel modulo di alimentazione) ed il blocco dell'alimentazione idraulica all'attuatore (intervento del relè *B* del pannello di alimentazione del *manifold* con chiusura della valvola di intercettazione della mandata *INT*).

Il segnale di allarme è automantenuto ed occorre temporaneamente portare su *IND* il selettore per reimpostare la condizione di allarme e riattivare il consenso per l'alimentazione idraulica al servoattuatore. Il funzionamento del modulo è sempre attivo, indipendentemente dal tipo di retroazione selezionata (controllo in carico o controllo in posizione).

Il limite superiore interviene quando la posizione effettiva dell'attuatore supera con moto dello stelo verso l'alto quella impostata. Il limite inferiore interviene quando la posizione effettiva dell'attuatore supera durante il rientro dello stelo quella impostata.

Entrambi i limiti sono impostabili nell'intero campo di corsa dell'attuatore corrispondenti ad un segnale di posizione di ± 10 [V]. Per il limite superiore l'indicazione 0.0 del potenziometro corrisponde ad un segnale di posizione dell'attuatore di -10 [V]. L'indicazione 10.0 corrisponde dualmente ad un segnale di posizione dell'attuatore di + 10 [V]. Per il limite inferiore le corrispondenze sono invertite.

Il valore esatto di impostazione dei limiti superiore ed inferiore può essere controllato e misurato con un voltmetro sulle boccole di test point sotto i rispettivi led (con comune su *GND*).

2.4.9. Modulo limiti di carico

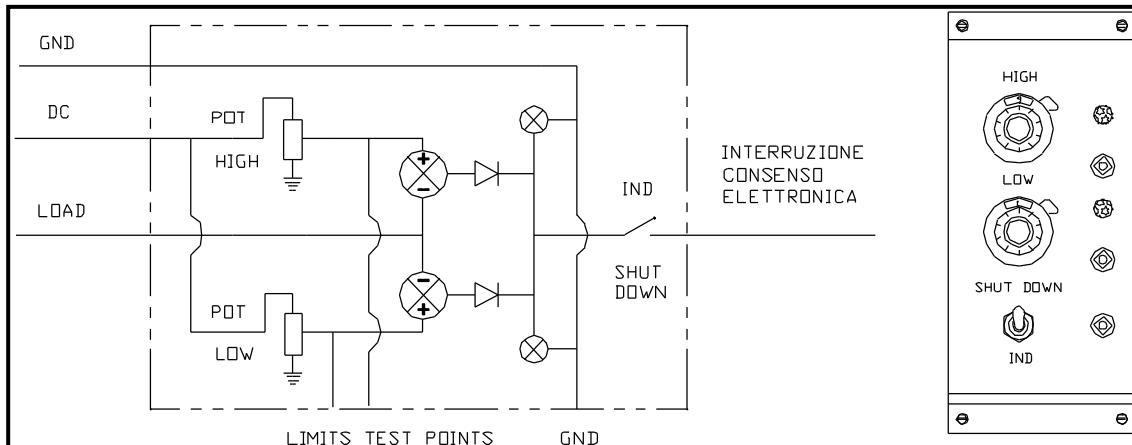


Figura 2.13 - Modulo limiti di carico

Il modulo limiti di carico consente l'impostazione di limiti di carico dell'attuatore idraulico per funzioni continue di monitorizzazione o di allarme.

Il superamento dei limiti impostati è segnalato da LED, quando il selettore ARRESTO/INDICAZIONE è posizionato su IND. Quando il selettore è posizionato su SHUT DOWN, il superamento del limite provoca l'apertura del consenso ed il blocco dell'alimentazione idraulica all'attuatore.

Il segnale di allarme è automantenuto ed occorre temporaneamente portare su IND il selettore per reimpostare la condizione di allarme e riattivare il consenso per l'alimentazione idraulica al servoattuatore. Il funzionamento del modulo è sempre attivo, indipendentemente dal tipo di retroazione selezionata (controllo in carico o controllo in posizione). Il limite superiore interviene quando il carico effettivo esercitato dall'attuatore supera quello impostato. Il limite inferiore interviene quando il carico effettivo esercitato dall'attuatore supera, in senso inverso, quello impostato.

Entrambi i limiti sono impostabili nell'intero intervallo di carico esercitabile dell'attuatore corrispondenti ad un segnale di posizione di ± 10 [V]. Per il limite superiore l'indicazione 0.0 del potenziometro corrisponde ad un segnale di carico attuatore di -2500 [Kg], e quella 10.0 corrisponde ad un segnale di carico dell'attuatore di +2500 [Kg]. Per il limite inferiore le corrispondenze sono invertite.

Il valore effettivo di impostazione dei limiti superiore ed inferiore può essere controllato e misurato con un voltmetro sulle boccole di test point sotto i rispettivi led (con comune su GND).

3. Analisi sperimentale

Sono state eseguite varie prove con onde quadre, variando il guadagno, e con onde sinusoidali, variando la frequenza. Per ogni prova si sono acquisiti i dati del set imposto e del relativo feedback. In seguito si mostrano i risultati ottenuti.

3.1. Prove con onda quadra

Le prove con onda quadra vengono utilizzate nello studio di un sistema per simulare la risposta del sistema stesso a un input di tipo a gradino.

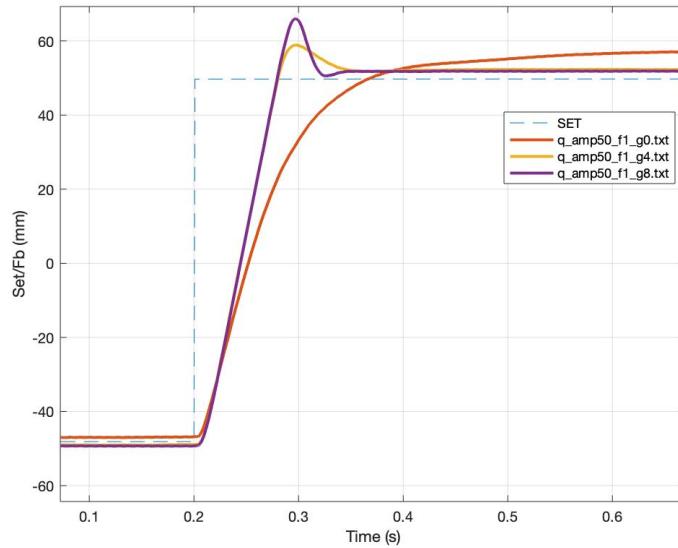


Figura 3.1 - Rappresentazione del set e del feedback al variare del guadagno, rampa di salita

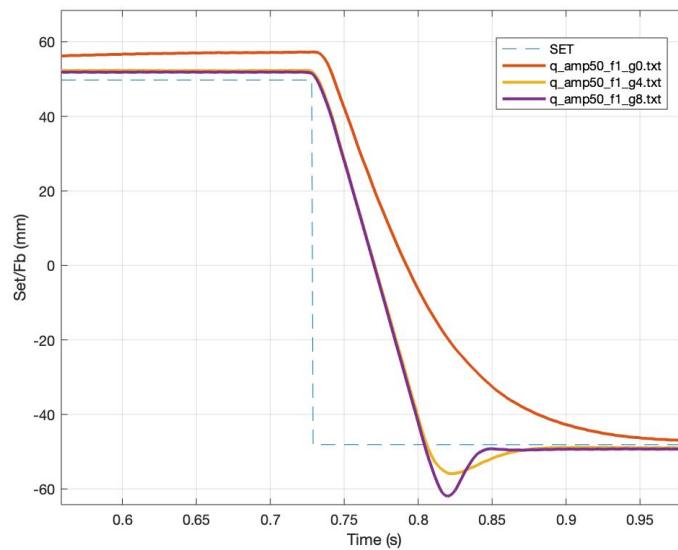


Figura 3.2 - Rappresentazione del set e del feedback al variare del guadagno, rampa di salita

In figura 3.1 e 3.2 sono riportati i grafici del set e del feedback ottenuti con un'onda quadra variando per ogni prova il guadagno di anello. Dalle figure si nota che le curve a guadagno maggiore presentano una risposta dinamica più pronta, in questo modo il feedback riesce a seguire meglio il set. Di contro però si ha che l'elongazione aumenta all'aumentare del guadagno. L'errore a regime si può notare nel tratto in cui il set è costante, anche in questo caso si nota che se il guadagno è superiore l'errore che risulta inferiore.

Con guadagno nullo il sistema risulta meno pronto a rispondere al gradino fornito in input, presentando inoltre un errore a regime nettamente superiore.

In seguito si mostrano i grafici del comando della valvola (figura 3.3) e della velocità dell'attuatore (figura 3.4).

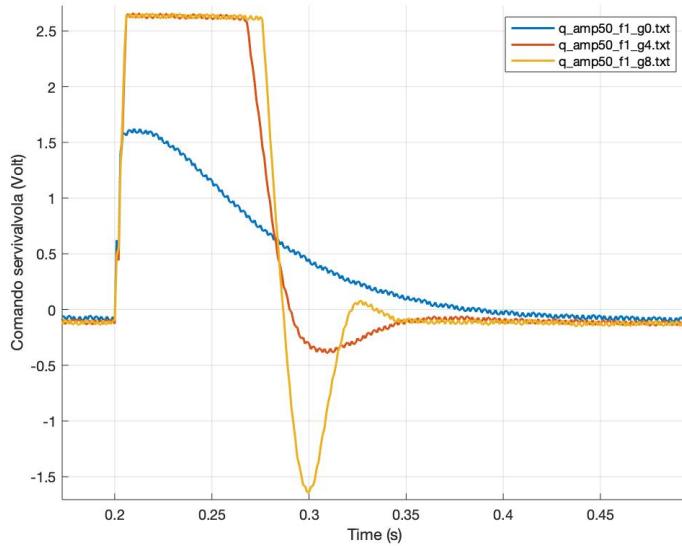


Figura 3.3 - Comando della servoalvalvola con onda quadra

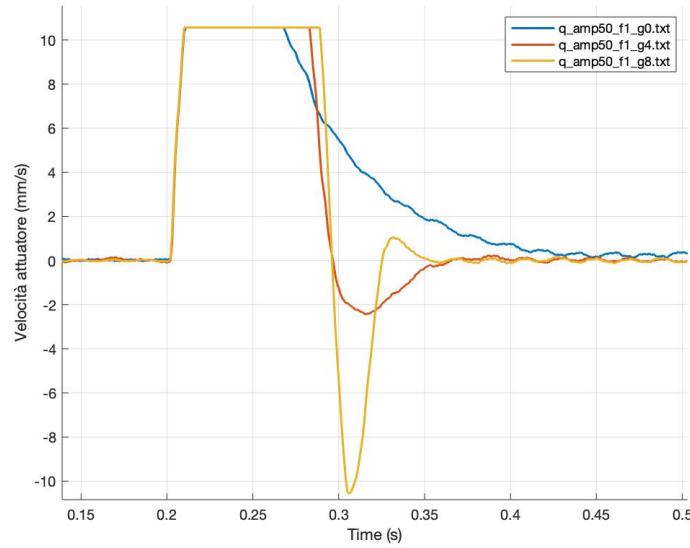


Figura 3.4 - Velocità dell'attuatore con onda quadra

In figura 3.3 si nota che il segnale di comando della valvola nella prova a guadagno superiore risulta più rapido, infatti l'errore tra set e feedback è moltiplicato per un valore maggiore e quindi l'errore compensato che comanda la servoalvalvola cresce più velocemente. Si nota però che l'elongazione che si ottiene è maggiore

e dovuta al fatto che con il guadagno superiore l'apertura della valvola è maggiore. Per la curva a guadagno 8 si nota che si ha una doppia oscillazione prima di arrivare alla condizione di regime.

Nella *figura 3.4* si può vedere la velocità della servovalvola: tutte e tre le prove partono da un valore che oscilla attorno allo zero per arrivare a un valore massimo che risulta, anch'esso, uguale per tutte le prove. Ciò che cambia è quando l'attuatore raggiunge l'ampiezza dell'onda quadra in input. Al variare del guadagno il grafico presenta caratteristiche diverse, infatti al crescere di quest'ultimo l'elongazione aumenta notevolmente e quindi all'attuatore sono richieste velocità negative per potersi riportare nella posizione corretta e recuperare l'errore commesso con l'*overshoot*. Con guadagno pari a 8 si nota che c'è una doppia oscillazione prima di ritornare al valore di velocità pari a zero.

Questo aspetto non si nota nella curva con guadagno inferiore; con guadagno nullo la velocità inizia a ridursi molto prima e non raggiunge mai velocità negative, ciò vuol dire che non supera mai il valore di set. Ovviamente questo comporta una maggior lentezza della risposta del sistema.

3.2. Prove con onde sinusoidali

Nelle *figure 3.5* e *3.6* sono riportati i grafici che sovrappongono il segnale di set con quello di feedback per le prove con onde sinusoidali al variare della frequenza.

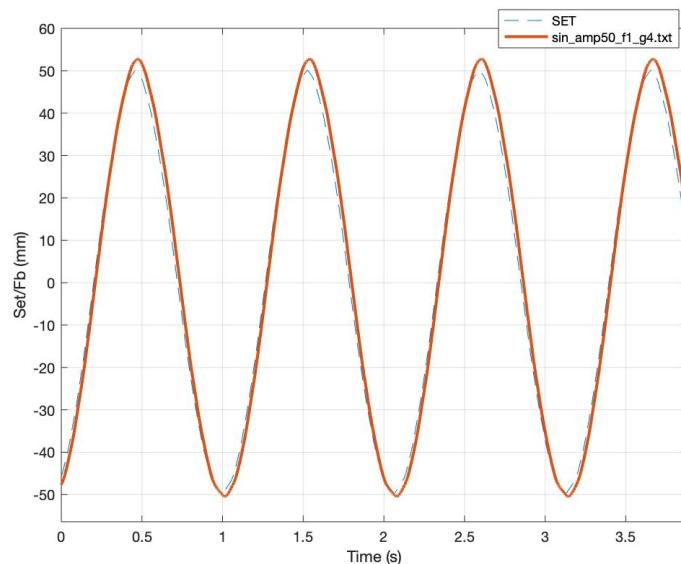


Figura 3.5 - Confronto fra set e feedback con onda sinusoidale, frequenza 1 Hz

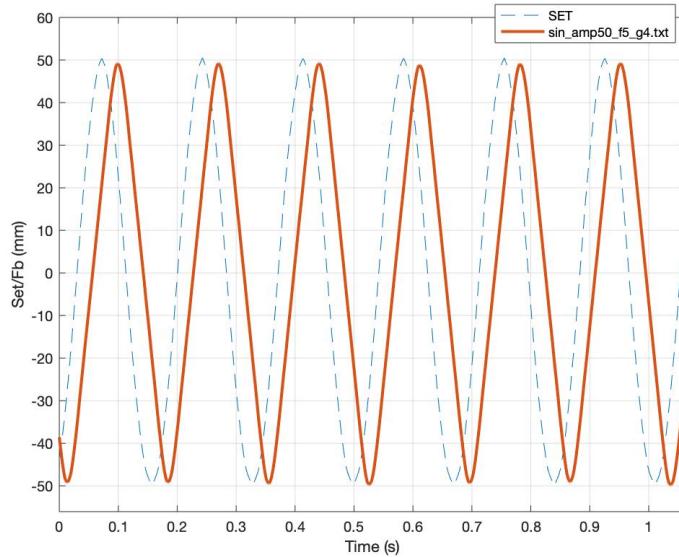


Figura 3.6 - Confronto fra set e feedback con onda sinusoidale, frequenza 5 Hz

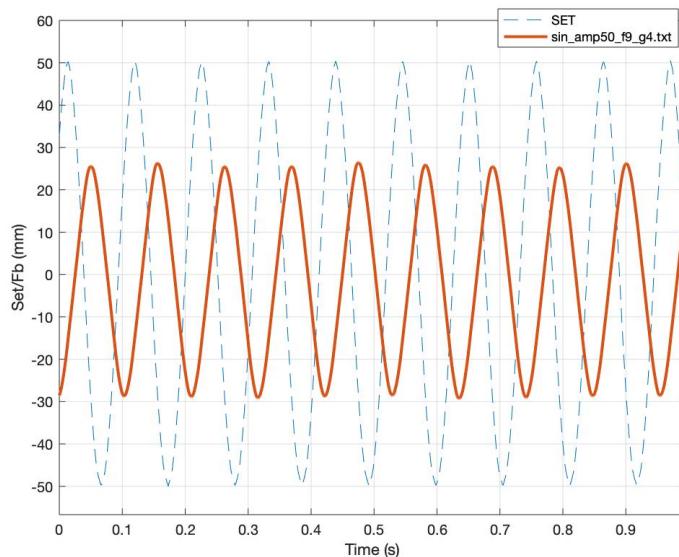


Figura 3.7 - Confronto fra set e feedback con onda sinusoidale, frequenza 9 Hz

Le prove presentano la stessa ampiezza (pari a 50mm) e stesso guadagno (pari a 4) ciò che si è variato è la frequenza del set, con valori pari a 1-5-9 Hz. Analizzando le figure 3.5, 3.6 e 3.7 risulta evidente che all'aumentare della frequenza aumenta il ritardo del feedback rispetto al set. Con la frequenza pari a 1 Hz si nota inoltre un comportamento asimmetrico tra il picco della sinusoide superiore rispetto a quella inferiore, ciò può essere dovuto alla forza di gravità.

Nelle prime due prove (con frequenza pari a 1 e 5 Hz) l'ampiezza del feedback risulta la stessa del set, per la prova con frequenza pari a 9 Hz il feedback ha un'ampiezza ridotta rispetto al set. Questo è dovuto al fatto che il sistema è arrivato alla saturazione e non riesce a stare dietro al set, essendo questo a una frequenza troppo elevata.

4. Modello del sistema

Si è costruito un modello che riesca ad approssimare in maniera affidabile il comportamento il sistema reale. Si è modellizzato il sistema in tutte le sue parti: il controllo, la servovalvola, il by-pass e l'attuatore.

4.1. Controllo PID

La scheda analogica che implementa il controllore PID opera secondo il classico schema riportato nella figura sottostante.

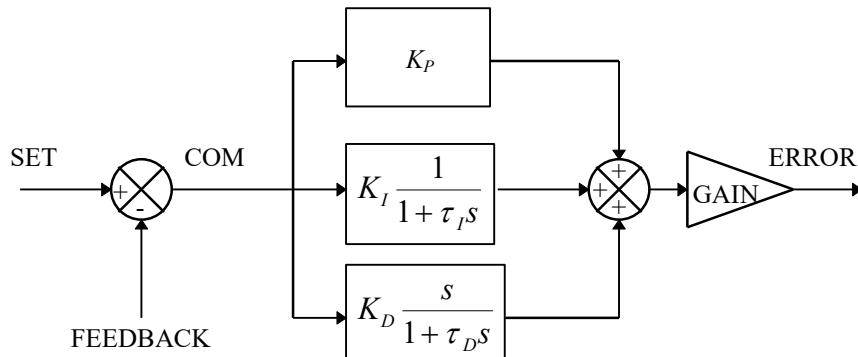


Figura 4.1 - Schema controllore PID

La differenza ‘COM’ tra il segnale di riferimento set ed il segnale proveniente dal trasduttore feedback viene inviata ai blocchi del controllore PID. I segnali in uscita dalla parte proporzionale, da quella integrativa e da quella derivativa vengono sommati e moltiplicati per un guadagno ‘GAIN’.

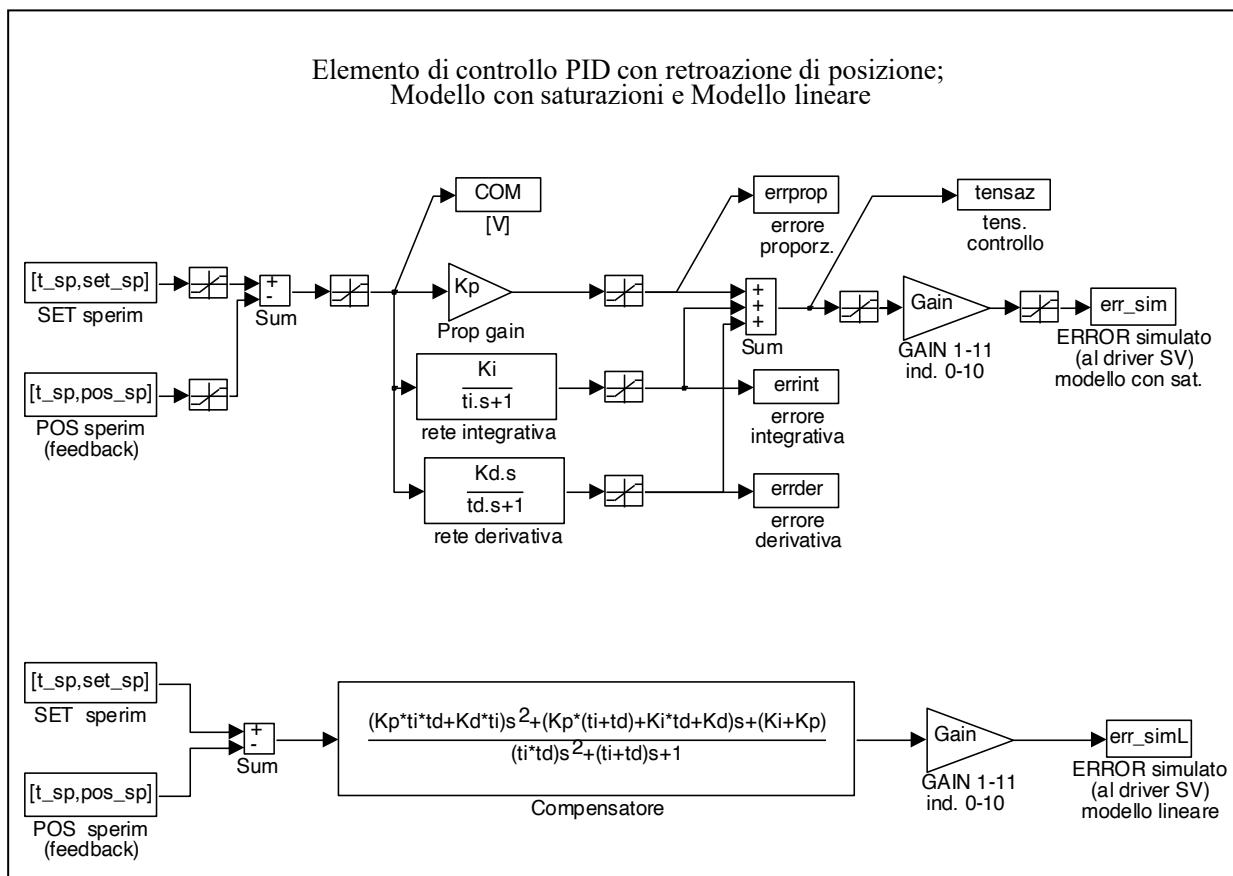


Figura 4.2 - Modello PID

Il segnale ‘ERROR’ così ottenuto rappresenta il riferimento per il driver della servovalvola.

La funzione di trasferimento del blocco di controllo $G_c(s)$ è:

$$G_c(s) = \frac{ERROR}{COM} = \left(K_p + K_I \frac{1}{\tau_I s} + K_D \frac{s}{1 + \tau_D s} \right) GAIN \quad (4.1)$$

I parametri del controllo utilizzati sono:

$K_D = 3.91 \cdot 10^{-4}$ V/V
$K_I = 0.234$ V/V
$K_P = 0.76$ V/V
$\tau_D = 1.5 \cdot 10^{-3}$ s
$\tau_I = 33 \cdot 10^{-3}$ s
$GAIN = 7$ V/V

Tabella 4.1 - Parametri del controllo

Il modello sopra esposto, basato sulla trasformata di Laplace, è ovviamente lineare; in realtà il funzionamento del controllore comprende delle non linearità, e in particolare delle saturazioni. Questo implica che le equazioni lineari sono abbastanza ben verificate solamente in un certo campo.

Le saturazioni si manifestano lavorando a frequenze elevate, o con gradini abbastanza ampi del set; in queste condizioni infatti, con il riferimento che varia velocemente, si manifestano errori abbastanza grandi. Questi, una volta compensati da un controllo perfettamente lineare, genererebbero segnali di uscita più grandi di quelli compatibili con le caratteristiche di funzionamento dei componenti elettronici del controllo.

4.2. Modello completo

In figura 4.3 si riporta il modello Simulink completo del sistema in esame. Tale modello è composto da quattro parti fondamentali:

- Controllo;
- Servovalvola;
- By-pass;
- Attuatore.

Si tratta di un sistema ad anello chiuso in cui la posizione di riferimento dello stelo, SET, viene opportunamente trasformata in un segnale in tensione per il controllore e confrontato con la posizione reale dello stelo, FEEDBACK. La differenza tra questi due segnali crea un errore che viene compensato dal controllo PID.

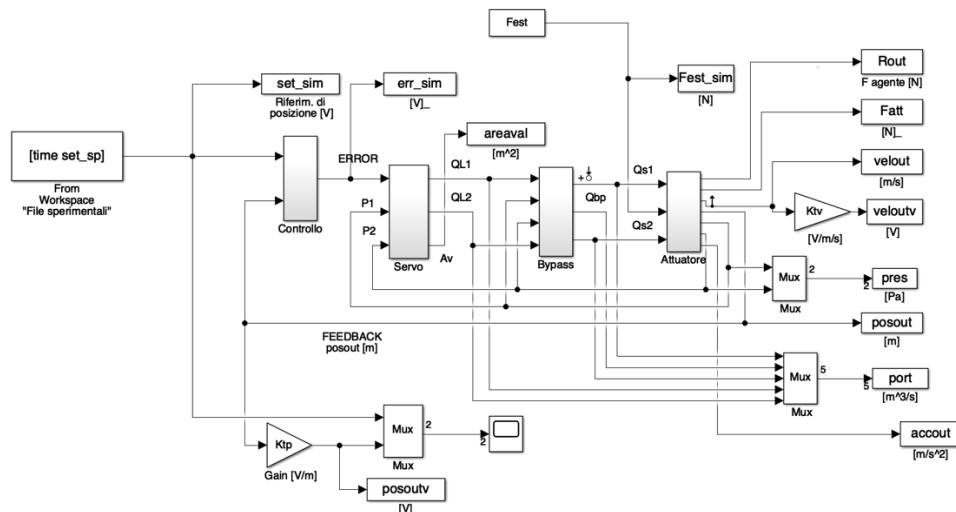


Figura 4.3 - Modello Simulink completo del sistema

4.3. Confronto tra il modello e i dati sperimentali

Dopo aver creato il modello si sono confrontati i dati rilevati in laboratorio con quelli derivanti dal modello. In questo modo si può verificare se il modello è coerente con il sistema reale. Sono state eseguite varie prove con onde quadre e onde sinusoidale. Per le onde quadre sono stati inoltre variati i guadagni del controllo PID per verificarne la loro influenza.

4.3.1. Prove con onde quadre

I valori di guadagno utilizzati sono:

- $K_p = 0.74$
- $K_i = 0.281$
- $K_d = 3.952 \times 10^{-4}$

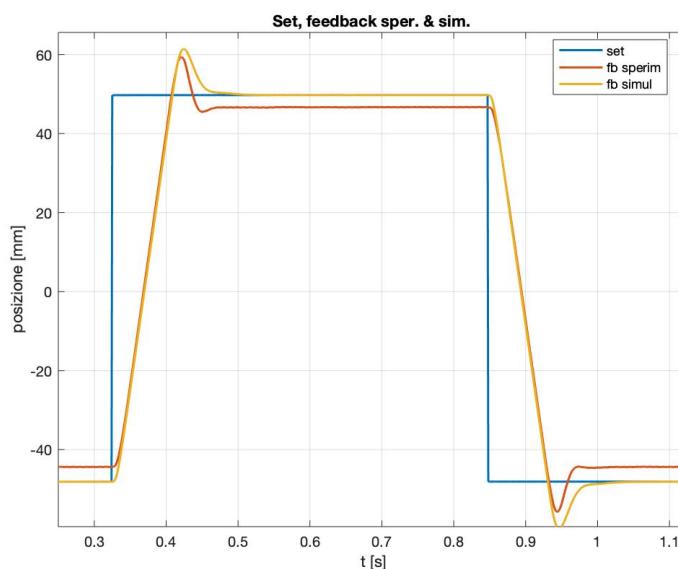


Figura 4.4 - Confronto fra dati sperimentali e dati ottenuti dal modello, onda quadra

Si può vedere che il feedback derivante dal modello creato segue abbastanza bene il comportamento del feedback sperimentale, anche se presenta un overshoot maggiore. Inoltre l'errore a regime sperimentale è diverso da zero mentre con il modello si ottiene un errore pressoché nullo.

4.3.2. Prova con onda sinusoidale

I valori dei guadagni del PID utilizzati sono gli stessi usati nelle curve di onda quadra.

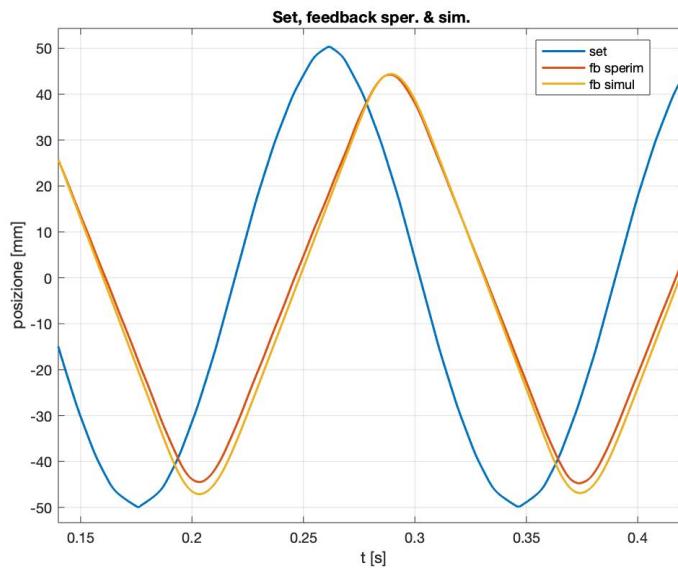


Figura 4.5 - Confronto fra dati sperimentali e dati ottenuti dal modello, onda quadra

Anche in questo caso possiamo dire che il modello segue abbastanza fedelmente il feedback sperimentale. Il ritardo è pressoché identico e l'ampiezza della sinusoide sul picco superiore è ben rappresentativa mentre sul picco inferiore, avendo i dati sperimentali un comportamento asimmetrico, c'è un piccolo scostamento tra i dati del modello e quelli sperimentali.

4.3.3. Variazione dei guadagni proporzionale e integrativo

Al fine di verificare l'influenza dei guadagni del controllo PID si è provveduto a modificare i valori di K_p e K_i . I valori di partenza di questi guadagni sono stati quelli assunti in precedenza:

- $K_p = 0.74$
- $K_i = 0.281$

Tenendo a turno uno dei due costanti si è moltiplicato l'altro per i seguenti coefficienti: 0.1, 0.5, 1, 2 e 10. Si è deciso di eseguire le prove su onde sinusoidali in particolare su un onda con ampiezza 50 mm, guadagno 4 e frequenza 1 Hz.

In seguito di illustrano i risultati ottenuti.

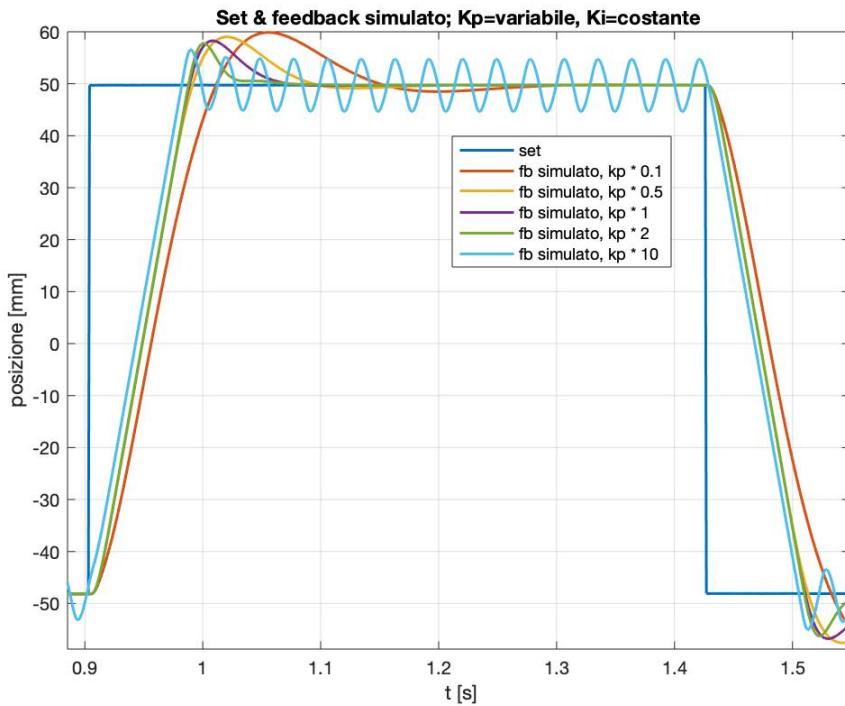


Figura 4.6 - Risposta del modello al variare di K_p , K_i costante

Nella figura 4.6 si osserva l'influenza della variazione del guadagno proporzionale. Si nota come all'aumentare di K_p il sistema risulti più pronto a seguire il set, il picco dell'overshoot si sposta sempre più verso sinistra. Per la prova con guadagno maggiore si nota che si è ottenuta l'instabilità del sistema: questo continua a oscillare senza mai raggiungere il valore di regime.

Si nota che l'ampiezza della sovraelongazione diminuisce all'aumentare del K_p . Questo è dovuto al fatto che essendo K_p piccolo prevalgono gli altri due, in particolare il K_i , e quindi si ha una overshoot maggiore. Se infatti facciamo una prova variando il K_p ma con K_i dimezzato rispetto alla prova precedente si ottiene il seguente grafico:

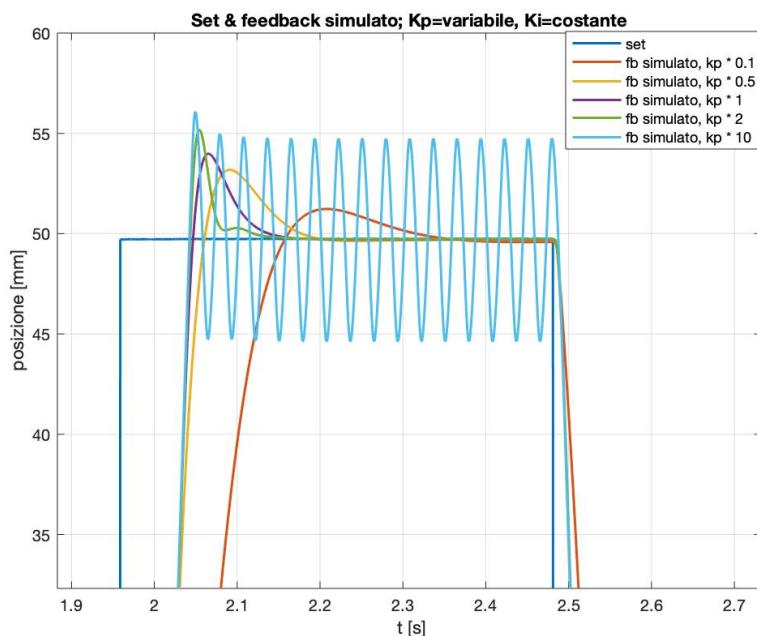


Figura 4.7 - Risposta del modello al variare di K_p , K_i costante con valore dimezzato rispetto al precedente

In questo caso, con un Ki inferiore, l'ampiezza dell'overshoot aumenta all'aumentare di Kp.

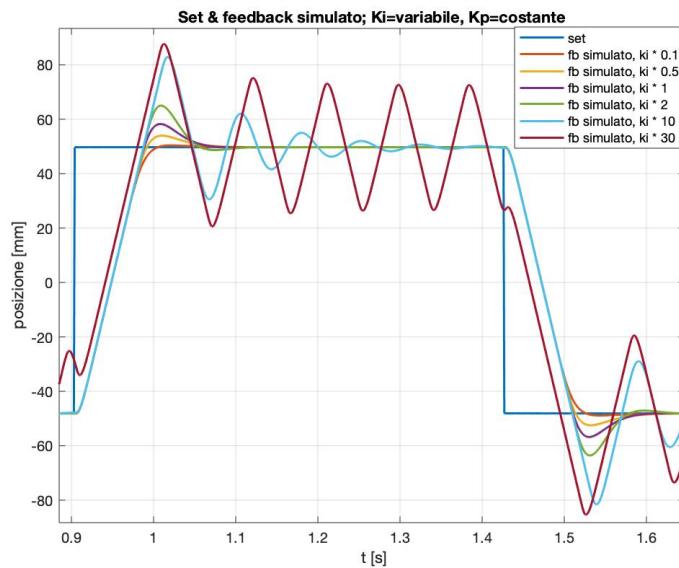


Figura 4.8 - Risposta del modello al variare di Ki, Kp costante

Viveversa nella *figura 4.8* si è mantenuto costante il guadagno proporzionale e fatto variare il guadagno integrativo. In questo caso si può notare che non aumenta notevolmente la prontezza del sistema se si aumenta Ki, rimane pressoché invariata a parte per la prova con guadagno maggiore. Ciò che cambia è il picco di overshoot che aumentando il guadagno aumenta sempre più. Anche questa volta con un guadagno troppo elevato il sistema va in instabilità, tuttavia si nota che con un moltiplicatore pari a 10 il sistema non è instabile come precedentemente ma oscilla con oscillazione smorzate nel tempo. Per andare in instabilità bisogna aumentare ulteriormente il guadagno integrativo (con moltiplicatore pari a 30 il sistema è instabile).

5. Analisi delle forze di inerzia

Lo scopo di questa attività è stimare la massa mobile della cella di carico. La cella di carico presenta infatti un disco, di massa non trascurabile, collegato alla struttura mediante un elemento deformabile. Sull’elemento deformabile sono attaccati gli estensimetri: quando viene applicata una forza sulla cella di carico l’elemento deformabile si deforma e con esso l’estensimetro, il quale produce un segnale proporzionale alla forza applicata. In *figura 5.1* è rappresentato uno schema della cella di carico.

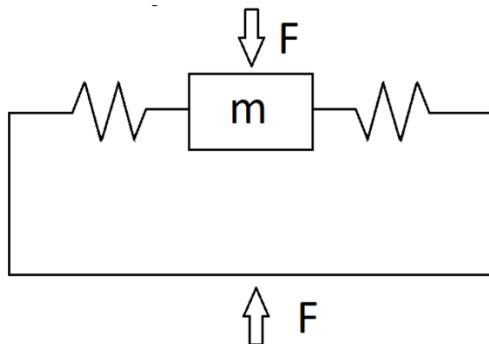


Figura 5.1 - Schema della cella di carico

Se nella cella di carico si applica una sinusoide ad alta frequenza la massa mobile, non avendo massa trascurabile, inizia ad oscillare anch’essa ad alta frequenza generando delle forze di inerzia proporzionali alla massa ed all’accelerazione. Si crea quindi una forza fittizia che, anche nel caso in cui non vi siano forze esterne che agiscono sulla cella di carico, mi genera un segnale di forza diverso da zero.

Al fine di avere un modello più accurato è necessario valutare il valore della massa, ‘m’, così da calcolare la forza di inerzia e poterla sottrarre al valore misurato.

Dalla seconda legge di Newton:

$$F = m a = -m \ddot{x} \quad (5.1)$$

Per valutare la massa si è utilizzato un regime sinusoidale. In questo caso è facile valutare l’accelerazione perché si riduce alla misura dell’ampiezza e della frequenza:

$$x = x_0 \sin(\omega t) \quad (5.2)$$

$$\ddot{x} = -\omega^2 x_0 \sin(\omega t) \quad (5.3)$$

$$F = F_0 \sin(\omega t) \quad (5.4)$$

Sostituendo nella relazione (5.1) si ottiene:

$$m = \left| \frac{F_0}{x_0 \omega^2} \right| = \left| \frac{F_0}{x_0 4\pi^2 f^2} \right| \quad (5.5)$$

Si nota che nel sistema reale non è presente un accelerometro per cui non è possibile ricavarsi direttamente l’accelerazione. Si può ricavare derivando, con metodi numeri, la velocità una volta oppure lo spostamento due volte. In seguito, si sono analizzate le masse ottenute con entrambe le accelerazioni:

MASSA [KG]		
Prova	Da posizione	Da velocità
Frequenza 50 Hz	1.28	1.16
Frequenza 30 Hz	1.22	1.15

Tabella 5.1 - Stima della massa della parte mobile della cella di carico

Da cui, tramite un analisi statistica si sono ottenuti i seguenti risultati:

	DA POSIZIONE	DA VELOCITÀ
Media [kg]	1.25	1.16
Deviazione std. [kg]	0.042	0.0071
Covarianza [%]	3.39 %	0.61 %

Tabella 5.2 - Analisi statistica dei dati di massa ottenuti

Vediamo che i dati ottenuti sono molto vicini tra loro, soprattutto per quanto riguarda quelli ottenuti derivando la velocità. Ciò vuol dire che i valori della massa ottenuti sono abbastanza affidabili.

Non sappiamo a priori se è più corretta la massa calcolata con una o con l'altra accelerazione. Calcolando la differenza percentuale tra i due valori ottenuti con le due accelerazioni risulta una differenza percentuale del 7.2%. Si può pensare di prendere un valore intermedio tra questi due valori:

Media [Kg]	1.21
Deviazione standard	0.064
Covarianza	5.28 %

Tabella 5.3 - Analisi statistica tra i valori della massa ottenuti con entrambe le accelerazioni

In seguito vengono riportati anche i grafici di confronto della forza e dell'accelerazione:

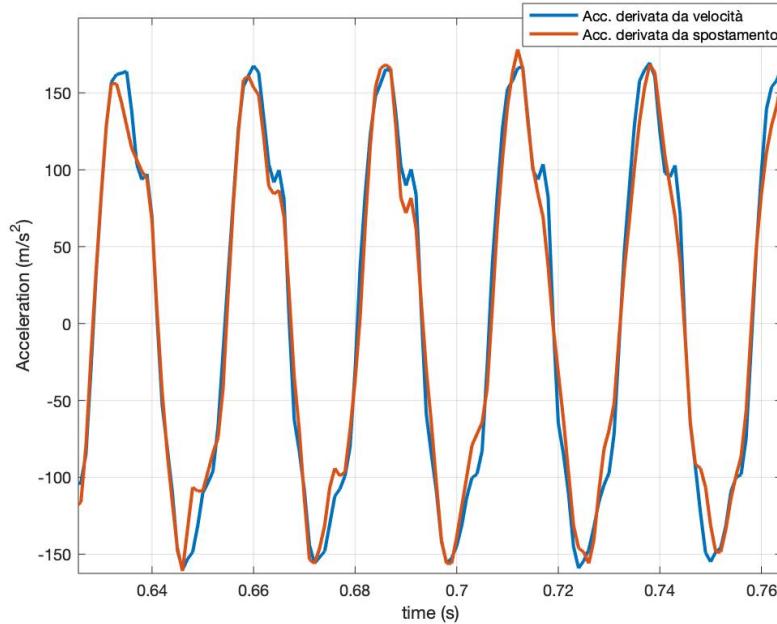


Figura 5.2 - Confronto fra le due accelerazioni ricavate da spostamento e velocità

Si nota che i due grafici sono abbastanza simili, non presentano grandi discostamenti. Tuttavia se si guarda il grafico delle forze ottenute con le due diverse accelerazioni (figura 5.3), si nota che l'accelerazione ottenuta

Laboratorio N.5 – Servoattuatore idraulico controllato in posizione

derivando la velocità provoca un fittaggio migliore. Ciò implica che probabilmente la massa ottenuta con questa accelerazione è più veritiera.

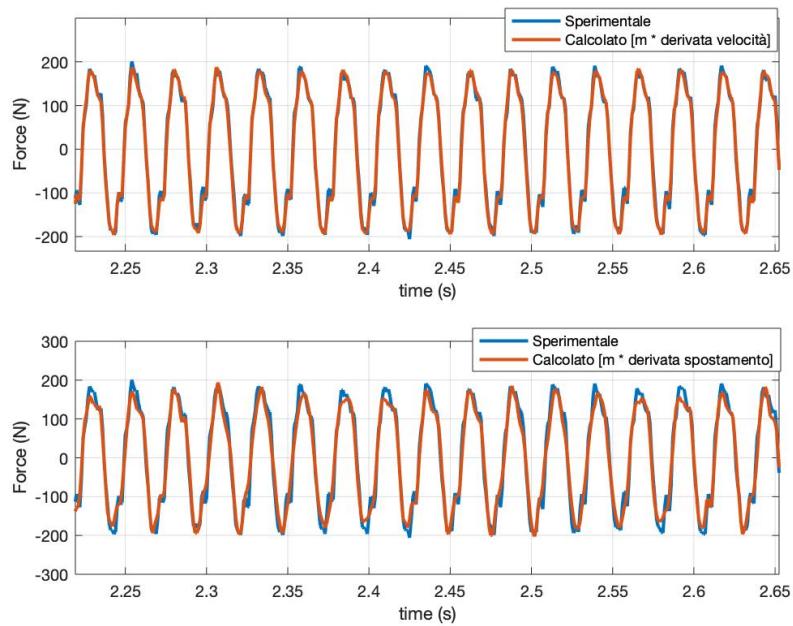


Figura 5.3 - Confronto fra forza sperimentale e quella ottenuta con il modello con le due diverse accelerazioni

6. Diagramma di Bode

Il diagramma di Bode è uno strumento utilizzato per lo studio della risposta dinamica del sistema. Tramite il modello simulink utilizzato in precedenza è stato creato il diagramma di Bode del sistema per quattro prove. Si sono eseguite due prove mantenendo costante l'ampiezza del set (1 V) e variando il guadagno di anello del controllore PID, settando dei valori pari a 3 e 8. In seguito, si è variata l'ampiezza (3 V) e si sono rieseguite due prove con i medesimi guadagni utilizzati precedentemente.

I risultati ottenuti dal modello sono stati quindi comparati con quelli ottenuti sperimentalmente in laboratorio.

Per poter ricreare il diagramma di bode del sistema su Simulink è necessario conoscere la funzione di trasferimento globale del sistema, oltre a creare uno script matlab che permetta lo studio in frequenza.

La funzione di trasferimento complessiva è composta da quattro gruppi: gruppo del controllo PID, servovalvola, bypass e attuatore. In *figura 6.1* è possibile vederne lo schema a blocchi.

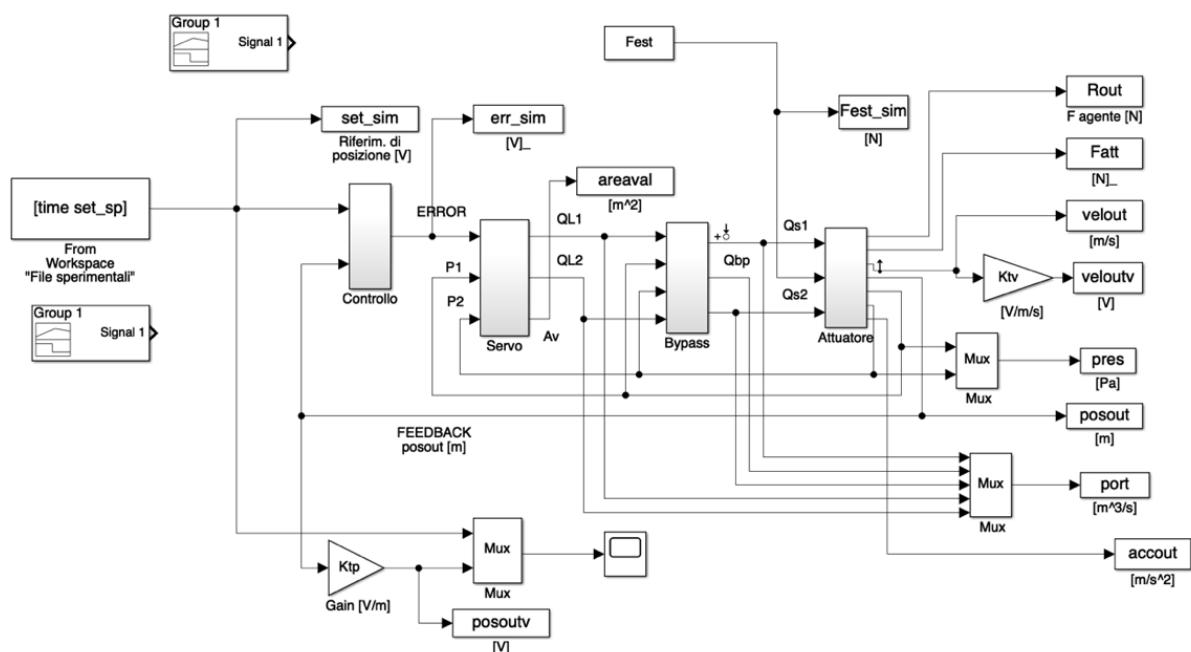


Figura 6.1 - Modello risposta in frequenza

Si esaminano in seguito i risultati ottenuti, si analizzano inizialmente le prove con ampiezza pari 1V:

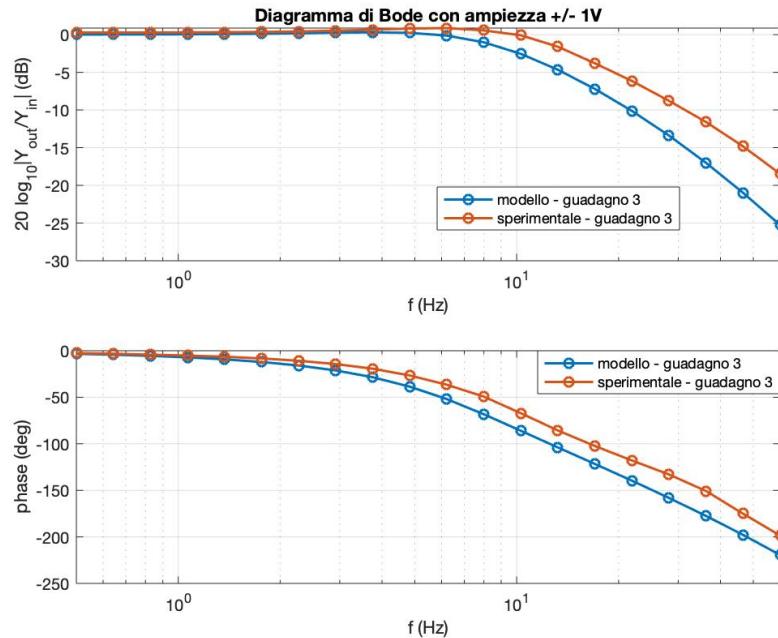


Figura 6.2 - Confronto tra diagramma di Bode sperimentale e quello del modello - guadagno 3 ; ampiezza 1V

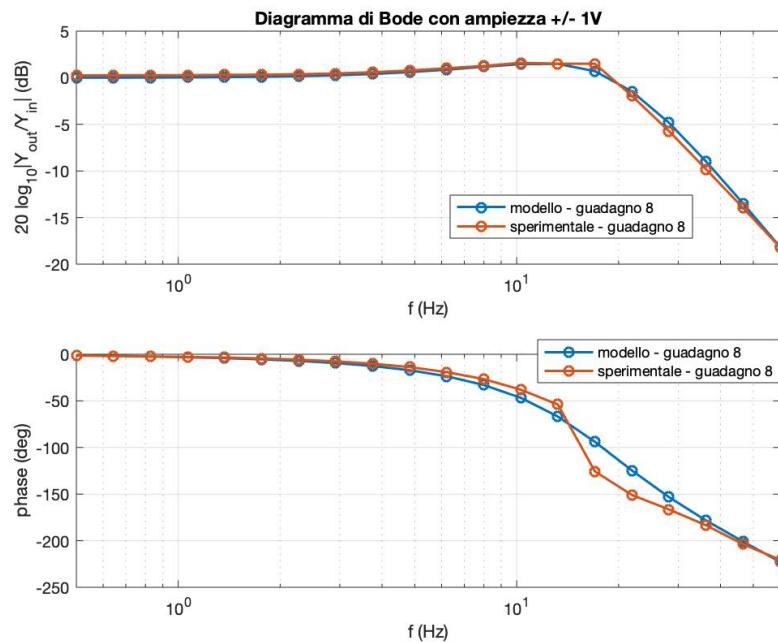


Figura 6.3 - Confronto tra diagramma di Bode sperimentale e quello del modello - guadagno 8 ; ampiezza 1V

Si nota che il modello approssima in maniera abbastanza verosimile i dati ottenuti sperimentalmente. La migliore approssimazione si ha con il guadagno pari a 8, dove le curve sono praticamente coincidenti. Per il guadagno pari a 3 invece si ha un lieve discostamento tra le due curve, tuttavia essendo la curva del modello più conservativa di quella sperimentale si può ritenere affidabile come modello.

Si osserva inoltre che con un aumento del guadagno si ha un aumento della larghezza di banda.

Dopo la frequenza propria del sistema in entrambi i grafici il modello si discosta maggiormente dallo sperimentale, questo è dovuto a tutte le non linearità di cui il modello non tiene conto.

Si analizzano ora le prove eseguite aumentando l'ampiezza della sinusoide in ingresso, portata a 3V:

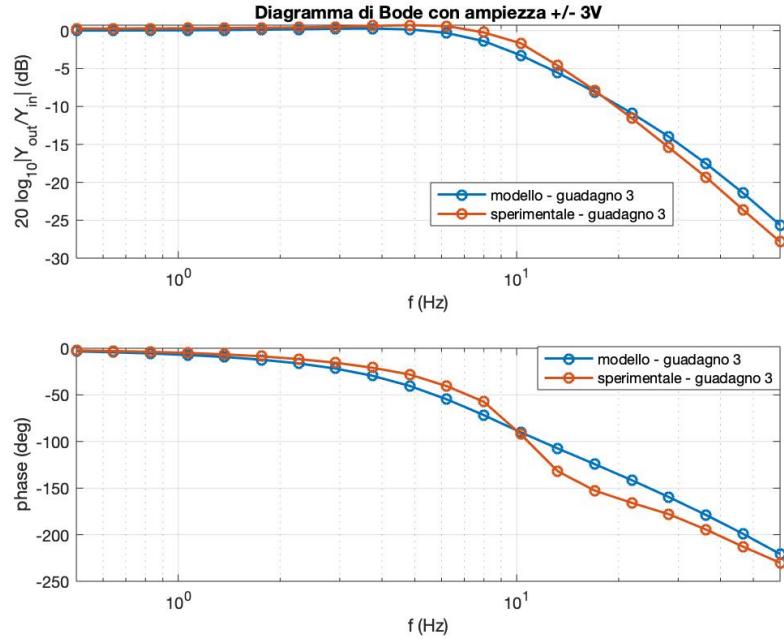


Figura 6.4 - Confronto tra diagramma di Bode sperimentale e quello del modello - guadagno 3 ; ampiezza 3V

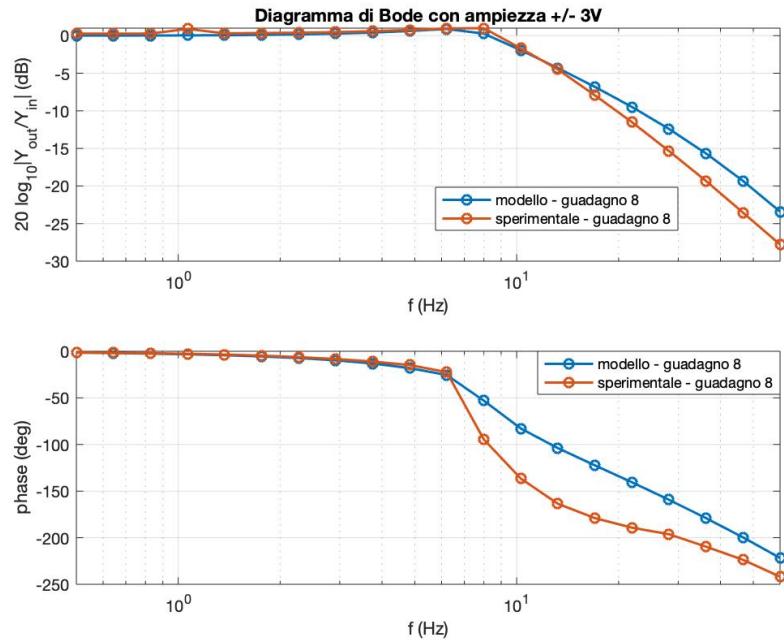


Figura 6.5 - Confronto tra diagramma di Bode sperimentale e quello del modello - guadagno 8 ; ampiezza 3V

Anche in questo caso il modello approssima bene il sistema fisico, tuttavia con ampiezza pari a 3V si nota che il modello è meno conservativo quindi bisogna porre maggiore attenzione nell'utilizzo di esso.

Aumentando l'ampiezza del set imposto si nota che la larghezza di banda diminuisce. In teoria l'ampiezza del set non dovrebbe influire sulla larghezza di banda perché sulle ordinate è presente il rapporto tra l'output e l'input. Tuttavia, quando si passa a un sistema reale, in cui sono presenti saturazioni, se l'ampiezza del set è più grande il sistema taglia a una frequenza minore.

7. Simulazione del sistema con una forza esterna applicata

Infine viene simulato il comportamento del sistema nel caso in cui vi sia applicato un comando di SET con forza esterna applicata. Si sono eseguite diverse prove a guadagni di anello variabili. Siccome non sono state eseguite prove sperimentali in laboratorio non è possibile confrontare i risultati con quelli del sistema reale. Utilizziamo il modello per verificare come si comporta il sistema fisico senza la necessità di andare in laboratorio. Se il modello è abbastanza accurato i risultati ottenuti risultano veritieri.

In seguito, si mostrano i risultati ottenuti.

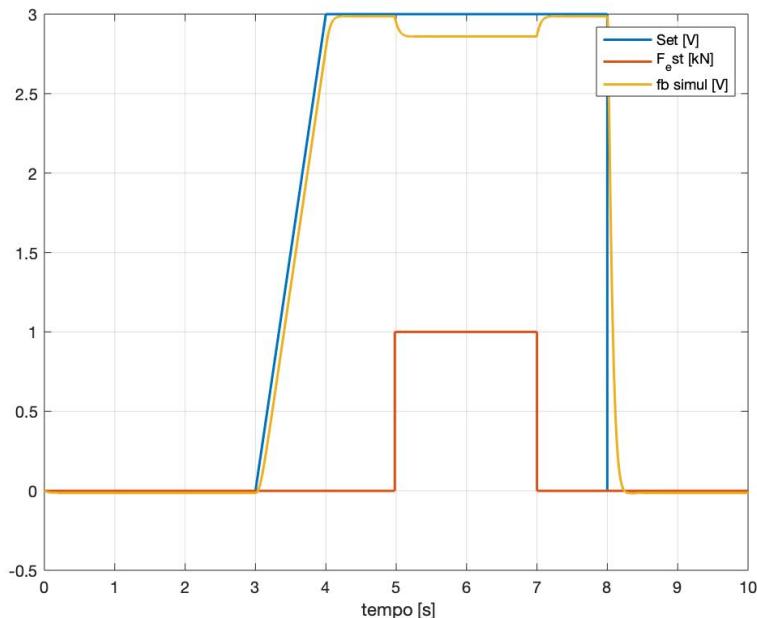


Figura 7.1 - Set, Feedback con forzante esterna - Guadagno pari a 0

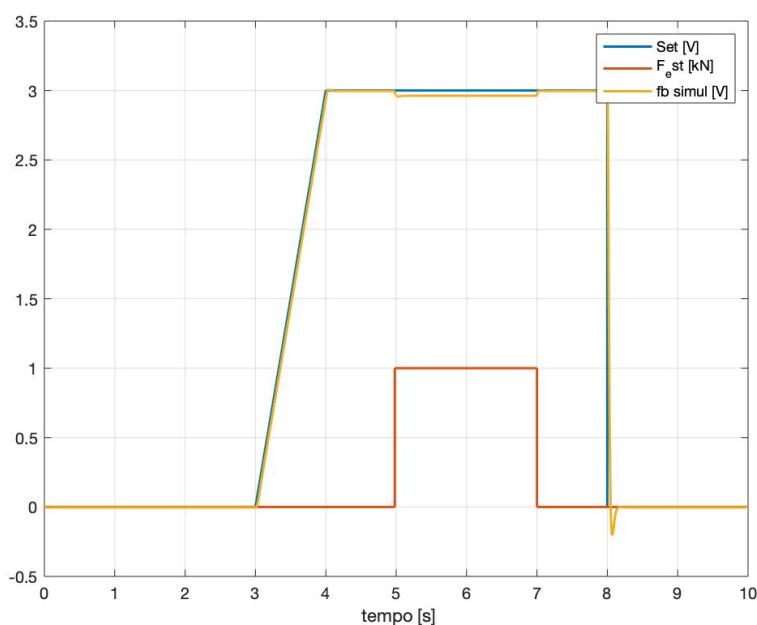


Figura 7.2 - Set, Feedback con forzante esterna - Guadagno pari a 3

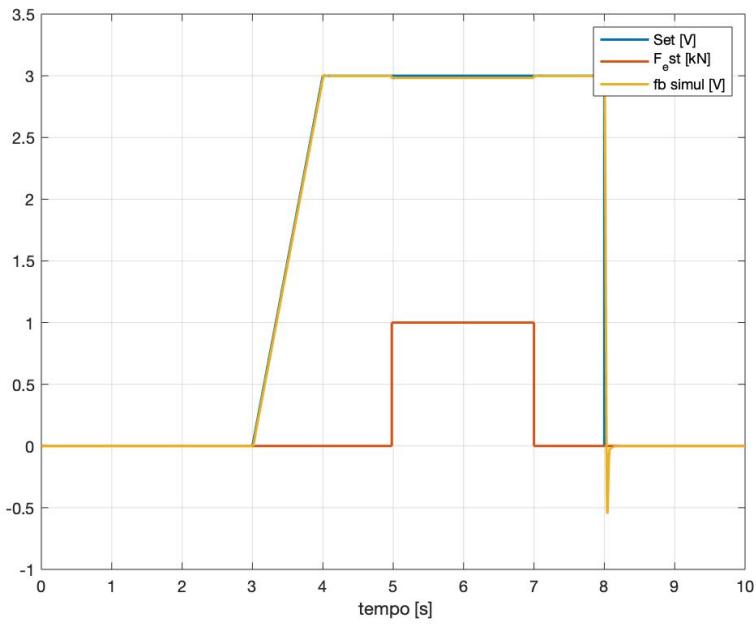


Figura 7.3 - Set, Feedback con forzante esterna - Guadagno pari a 8

Come era atteso all'aumentare del guadagno il sistema risulta più pronto a seguire il set e correggere la posizione nel caso in cui compaia un disturbo esterno. Tuttavia un guadagno più alto porta a un errore maggiore nel gradino di discesa dovuto a un comportamento più nervoso del sistema.

8. Conclusioni

In questa esercitazione si è studiato un servoattuatore idraulico, controllato in posizione mediante l'uso di un sistema di acquisizione dati, di un controllore digitale e di un ambiente di simulazione numerica.

In una prima fase in laboratorio si sono analizzate le caratteristiche costruttive del banco prova e si sono eseguite diverse prove. Per ogni prova sono stati acquisiti i relativi dati, in modo da poterli analizzare successivamente su Matlab.

La fase successiva si è svolta in laboratorio numerico. In questa fase si è definito il modello numerico del servosistema in modo da poter confrontare il comportamento del sistema reale con quello del sistema modellizzato. Facendo un modello abbastanza accurato, che simuli bene il comportamento reale del sistema, è possibile eseguire prove numeriche per predire il comportamento del sistema in determinate condizioni.

Il modello costruito è composto da quattro parti: il controllo, la servovalvola, il by-pass e l'attuatore. Ognuna di queste parti è stata modellizzata su Simulink e poi uniti in un unico modello completo. Si tratta di un modello ad anello chiuso con controllo PID. I parametri utilizzati per il controllo sono indicati in *tavella 4.1*.

Dopo aver costruito il modello si è passato all'esecuzione di alcune prove. Per prima cosa si sono analizzati i dati acquisiti in laboratorio, in particolare si è verificata l'influenza della variazione del guadagno sia su un SET a gradino, sia con un SET sinusoidale. In *figura 3.1 -3.2 – 3.3 – 3.4 – 3.5 – 3.6 - 3.7* sono mostrati i risultati ottenuti. Si nota che aumentando il guadagno il segnale di feedback risulta più pronto e segue meglio il segnale in ingresso, di contro però si ha un nervosismo del sistema maggiore con sovraelongazioni maggiori.

In seguito, si sono confrontati i segnali sperimentali con quelli ottenuti dal modello, sia per un segnale ad onda quadra (*figura 4.4*), sia per un segnale ad onda sinusoidale (*figura 4.5*). Si nota che il modello approssima correttamente i dati sperimentali. In seguito, si è verificato l'effetto della variazione dei guadagni proporzionali (*figura 4.6*) e integrativi (*figura 4.7*). Si nota che aumentando il guadagno proporzionale il sistema aumenta in prontezza e segue meglio il set. Se si aumenta di 10 volte il guadagno di partenza si nota che il sistema diventa instabile e non riesce più ad arrivare a un valore di regime continuando ad oscillare. Per quanto riguarda la variazione del guadagno integrativo invece si nota che all'aumentare di esso non si ha un aumento nella prontezza, aumenta solo la sovraelongazione. Anche in questo caso se si aumenta troppo Ki il sistema diventa instabile.

Successivamente si è stimata la massa mobile della cella di carico. Infatti la cella di carico presenta un disco, di massa non trascurabile, collegato alla struttura mediante un elemento deformabile. In presenza di accelerazioni questa massa oscillante può produrre delle forze di inerzia le quali vengono rilevate dagli estensimetri producendo una forza fittizia anche in assenza di forzante esterna. Si è quindi creato un modello della cella di carico in modo da poter stimare la massa mobile e poter compensare questo fenomeno. Per poter apprezzare meglio questo fenomeno viene studiato per un'onda sinusoidale ad alta frequenza, in questo modo le forze di inerzia sono maggiori e meglio apprezzabili. I risultati ottenuti da prove a 50 Hz e 30 Hz, con la relativa analisi statistica, sono indicate in *tavella 5.1 -5.2*. Si nota che sono presenti due valori differenti di accelerazione. Ciò è dovuto al fatto che non avendo degli accelerometri bisogna ricavare l'accelerazione derivando la velocità o la posizione. In seguito si mostra la media di tutti i valori ottenuti:

<i>Media [Kg]</i>	1.21
<i>Deviazione standard</i>	0.064
<i>Covarianza</i>	5.28 %

Tabella 8.1 - Analisi statistica tra i valori della massa ottenuti con entrambe le accelerazioni

Un ulteriore prova è stata la costruzione del diagramma di Bode. Si è valutato sia al variare del guadagno del sistema sia al variare dell'ampiezza dell'ingresso. Ciò che si è potuto apprezzare è che aumentando il guadagno la larghezza di banda risulta maggiore, mentre aumentando l'ampiezza del SET si ha una riduzione della larghezza di banda. La causa di questa diminuzione è dovuta alle saturazioni che sono presenti in un sistema reale che fanno in modo che il sistema tagli a frequenza più basse con ampiezza più alte.

In fine si è simulato il comportamento del sistema nel caso in cui vi sia applicato un comando di set con una forza esterna applicata. Si sono eseguite diverse prove con guadagni di anello differenti (*figura 7.1 – 7.2 – 7.3*). Come era atteso il sistema all'aumentare del guadagno risulta più pronto e quando compare la forzante esterna l'errore che insorge è minore.