

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

Dipartimento di Tecnica e Gestione dei Sistemi Industriali

TESI DI LAUREA MAGISTRALE IN
INGEGNERIA MECCATRONICA

**CONTROLLO DI POSIZIONE
E COMPENSAZIONE
DELL'ISTERESI PER UN
ATTUATORE
PIEZOELETTRICO**

Relatore: Prof. Roberto Oboe

Candidato: Roberto Feletto
Matricola: 2086296

Anno Accademico 2025/2026

Ringraziamenti

Desidero ringraziare il professor Roberto Oboe, per il costante supporto durante la stesura di questo lavoro e per la passione che mi ha trasmesso durante i vari corsi di Controlli, sin dalla laurea triennale.

Un ringraziamento di cuore va a tutta la mia famiglia. A partire dai miei genitori che mi hanno sempre sostenuto in tutti i modi, motivandomi a dare il meglio. A mio fratello Lorenzo, consigliere e ingegnere di riferimento per me. A mia cugina Camilla per l'aiuto prezioso. A mia nonna Bruna e ai miei zii, che mi hanno incoraggiato in questo percorso.

Ringrazio i miei coinquilini, con i quali ho avuto la fortuna di condividere tanto in questi anni, uniti a Vicenza fin dal primo anno.

Ci tengo anche a ringraziare tutti i miei amici, da quelli di sempre ai vari gruppi incontrati lungo questo percorso, con cui ho vissuto tante esperienze e condiviso momenti indimenticabili.

Questa tesi per me non rappresenta solo la conclusione di un percorso accademico: credo che l'università sia una scuola di vita e attorno ad essa ho vissuto tante altre avventure diverse, che hanno lasciato il segno dentro di me.

Abstract

Negli ultimi decenni, lo sviluppo dei sistemi meccatronici ha portato a una crescente necessità di tecniche di controllo sempre più sofisticate, in grado di garantire elevate prestazioni anche in presenza di incertezze e disturbi.

Questo elaborato ha come obiettivo lo studio di tecniche finalizzate al controllo di un attuatore piezoelettrico. Questa tipologia di attuatori viene utilizzata per svolgere microspostamenti di precisione, nei settori all'avanguardia della tecnologia.

Nello specifico la necessità è quella di compensare le forti non linearità dovute ai fenomeni indesiderati d'isteresi, caratteristici del tipo di materiali utilizzati per costruire questi attuatori.

A tal fine, tramite prove sperimentali, è stato ricavato il modello descrittivo dell'attuatore, considerato come un sistema meccanico del secondo ordine. Dal modello ottenuto è stato possibile eseguire delle simulazioni tramite il software Simulink di Mathworks, verificando le caratteristiche del piezo.

In seguito è stato progettato un classico controllore in retroazione per la parte lineare del sistema.

Per far fronte alle caratteristiche non lineari di tipo isteretico, è stato sviluppato un controllo in feedforward. L'isteresi è stata modellata come un disturbo, identificato sperimentalmente e compensato mediante una tecnica innovativa che non richiede l'inversione del relativo modello.

I risultati ottenuti dimostrano che il metodo proposto consente di controllare efficacemente l'attuatore, eliminando le derive dovute all'isteresi e permettendo di ottenere un sistema di posizionamento di precisione con prestazioni elevate. Il lavoro evidenzia il potenziale dell'approccio che combina il controllo in feedback, per la regolazione delle dinamiche lineari del sistema, e del controllo in feedforward, per compensare l'isteresi dei materiali piezoelettrici. La tecnica inversion-free che è stata utilizzata permette di compensare l'isteresi con un approccio molto semplice e intelligente, sviando il complesso problema legato all'inversione di fenomeni non lineari.

Indice

1	Introduzione	17
1.1	Esempi applicativi delle piezotecnologie	17
1.1.1	Posizionamento delle testine degli Hard Disk	17
1.1.2	Microscopi a forza atomica (AFM)	18
1.2	Obiettivo della tesi	19
1.2.1	Isteresi	19
1.3	Struttura della tesi	20
2	Attuatori Piezoelettrici	21
2.1	Cenni storici	21
2.2	Tecnologia	21
2.2.1	Effetto piezoelettrico	22
2.2.2	Caratteristiche tecniche	23
2.2.3	Tipologie	23
2.3	Applicazioni	25
2.4	Modellizzazione	26
2.4.1	Modello a parametri concentrati	27
2.4.2	Modellizzazione dell'isteresi	29
3	Setup sperimentale	31
3.1	Il Bender PICMA® PL122.10	32
3.2	Amplificatore	34
3.3	Sistema laser	35
3.3.1	Principio base della triangolazione	35
3.3.2	Sensore	36
3.3.3	Controller	36
3.3.4	LK Navigator	37
3.4	Acquisizione dati e controllo	39
3.5	Piano di lavoro	40
3.5.1	Piattaforma metrica	41
3.5.2	Installazione	41
4	Identificazione del modello del sistema	43
4.1	Aspetti teorici	43
4.1.1	Analisi di segnali Tempo-Frequenza	44

4.1.2	Stima empirica della funzione di trasferimento	45
4.1.3	Smoothing della ETFE	45
4.1.4	Coerenza spettrale	46
4.1.5	Algoritmo di identificazione	47
4.2	Toolbox Matlab utilizzati	48
4.2.1	System Identification Toolbox	48
4.2.2	Signal Processing Toolbox	50
4.3	Prove di identificazione	51
4.4	Determinazione della risposta frequenziale	53
4.4.1	Ritardo del sistema di acquisizione	54
4.4.2	Fitting del sistema	56
4.4.3	Modello ottenuto	57
5	Sistema di Controllo in feedback	59
5.1	Filtro Notch	59
5.1.1	Premessa	59
5.1.2	Progettazione	59
5.2	Identificazione del sistema piezo+notch	61
5.3	Sintesi del controllore PID	62
5.4	Simulazioni	63
5.5	Esperimenti	64
5.5.1	Allineamento	65
5.5.2	Risultati ottenuti	65
6	Compensazione dell'isteresi	67
6.1	Isteresi nei materiali piezoelettrici	67
6.2	Modellizzazione dei sistemi non lineari	68
6.2.1	Modello di Hammerstein	68
6.2.2	Modello di Wiener	69
6.2.3	Modello di Wiener-Hammerstein	69
6.3	Operatore d'isteresi	69
6.3.1	Operatore d'isteresi di Preisac	70
6.4	Inversione dell'operatore di isteresi	71
6.5	Identificazione del modello di isteresi	72
6.5.1	Prove di identificazione	72
6.5.2	Modello ottenuto	73
6.6	Compensazione dell'isteresi in feedforward	74
6.6.1	Risultati sperimentali	75
7	Conclusioni	79
7.1	Riepilogo	79
7.2	Limiti dello studio e prospettive per lavori futuri	80

A Datasheet Laser	83
A.1 Controller KEYENCE LK-G300 1P	83
A.2 Testa KEYENCE LK-G32	84
B Segnale Chirp	85
C Codice Filtro Notch	87
D Codice sintesi PID	89
E Schemi Simulink	91
Bibliografia	97

Elenco delle figure

1.1	Due tipici milli-attuatori piezoelettrici	17
1.2	Sospensione con milli-attuatori e micro-attuatori	18
1.3	(a) vista 3D del microcantilever attivo con due trasduttori piezoelettrici; (b) vista in sezione trasversale del microcantilever.	19
2.1	Allineamento dipolo del film piezoelettrico durante la polarizzazione	22
2.2	Tensione elettrica a circuito aperto ai capi dell'attuatore, dovuta all'effetto piezoelettrico	22
2.3	Tipologie di attuatori piezoelettrici	24
2.4	Schema di attuatori flessibili	25
2.5	Flessione di un attuatore piezoelettrico bimorfo	26
2.6	Modello equivalente a parametri concentrati	27
2.7	Risposta a forzante armonica	28
3.1	Setup sperimentale	32
3.2	Attuatori piezoelettrici multistrato a flessione	32
3.3	Circuito di controllo bender	33
3.4	Fissaggio bender	34
3.5	Alimentatore PI E-650	34
3.6	Esempi di misurazioni	36
3.8	Pannello delle connessioni	37
3.9	Collegamento della testa ottica	37
3.10	Impostazioni della testa	38
3.12	Impostazioni generali	39
3.13	Schema a blocchi schede DAQ serie M	39
3.14	Interfaccia Matlab	40
3.15	Piano antivibrante	41
3.16	Posizionatore lineare a tre assi	41
3.17	Vista del piano antivibrante	42
3.18	Vista installazione piezo	42
4.1	Alcune finestre di frequenza comuni. Linea continua: Parzen; linea tratteggiata: Hamming; linea punteggiata: Bartlett. $\gamma = 5$	46
4.2	Modello Simulink per le prove di identificazione della funzione di trasferimento	51

4.3	Misura di posizione dell'esperimento chirp (vedi tabella 4.2) . . .	52
4.4	Coerenza del segnale (normal) e versione filtrata applicando filtro moving average (smooth)	53
4.5	Diagramma di Bode della risposta frequenziale, ricavata con la funzione <code>etfe</code> (blu) e <code>spafdr</code> (verde). Alla frequenza di risonanza è evidenziato il valore della fase	55
4.6	Confronto tra risposta frequenziale ottenuta con <code>etfe</code> , <code>spafdr</code> , fase ritardata e <code>invfreqs</code>	57
5.1	Modello Simulink per le prove di identificazione del sistema notch + attuatore	61
5.2	Misura di posizione del sistema filtrato (notch + attuatore) . . .	61
5.3	Diagramma di Bode del sistema fittato, comprendente notch e attuatore	62
5.4	Diagramma di Bode del sistema controllore + filtro notch + attuatore piezo	63
5.5	Segnale di comando, misura di posizione, errore di posizione ottenuti dalla simulazione	64
5.6	Schema a blocchi del controllo in feedback	64
5.7	Schema Simulink per azzerare la lettura di posizione del laser, dopo aver terminato l'allineamento del piezo	65
5.8	Segnale di comando, posizione ed errore ottenuti dall'esperimen- to con riferimento a gradino di ampiezza 0.1mm	66
5.9	Segnale di comando, posizione ed errore ottenuti dall'esperimen- to con riferimento a gradino di ampiezza 0.18mm	66
5.10	Segnale di comando, posizione ed errore ottenuti dall'esperimen- to sinusoidale di ampiezza 0.1mm e frequenza 1Hz	66
6.1	Cicli di isteresi ferroelettrica in funzione del campo elettrico applicato. Le frecce indicano la dipendenza dal percorso.	68
6.2	Modello di Hammerstein	69
6.3	Modello di Wiener	69
6.4	Modello di Wiener-Hammerstein	69
6.5	Sistema con isteresi	70
6.6	Piano di Preisach	71
6.7	Schema per implementare l'inversione dell'operatore d'isteresi . .	72
6.8	Segnale di riferimento utilizzato per la prova d'identificazione del modello d'isteresi	73
6.9	Modello d'isteresi del piezo (ascesa e discesa)	74
6.10	Schema di controllo complessivo	74
6.11	Schema Simulink per la compensazione dell'isteresi	75
6.12	Esperimento con solo anello feedforward, segnale di posizione: riferimento, misura e drift del piezo	76

6.13	Misura di posizione ed errore, con riferimento sinusoidale di ampiezza 0.1mm e frequenza 1Hz (a 20s viene inserito l'anello feedforward)	77
6.14	Misura di posizione, segnale di comando ed errore, con riferimento sinusoidale di ampiezza 0.1mm e frequenza 2Hz	77
7.1	Tipica espansione degli attuatori piezo in relazione alla tensione applicata (sinistra) e alla carica (destra)	80
7.2	Circuito del driver per il controllo in carica [1]	81
E.1	Schema Simulink simulazione controllo con PID	92
E.2	Schema Simulink controllo feedback	93
E.3	Schema Simulink per l'identificazione del modello d'isteresi	94
E.4	Schema Simulink complessivo: controllo Feedback + Feedforward	95

Elenco delle tabelle

3.1	Specifiche del bender PL122.10	33
3.2	Specifications of the E-650.00 power amplifier	35
4.1	Finestre tipiche per l'analisi spettrale	46
4.2	Parametri esperimento chirp	52
5.1	Parametri di progetto PID	62
6.1	Parametri esperimenti con riferimento sinusoidale	76
A.1	Specifications of the LK-G3001P Monitor	83
A.2	Specifiche del sensore LK-G32	84

Capitolo 1

Introduzione

La spinta verso una maggiore accuratezza e rapidità, che si manifesta nella miniaturizzazione della microelettronica, nella produzione di ottiche di precisione, nello sviluppo di memorie sempre più performanti, nel posizionamento di fibre ottiche per le telecomunicazioni e nella realizzazione di micromeccanismi; sta accelerando significativamente l'evoluzione delle piezotecnologie. Sempre più utilizzate nelle applicazioni di microposizionamento di precisione.

1.1 Esempi applicativi delle piezotecnologie

1.1.1 Posizionamento delle testine degli Hard Disk

Gli attuatori piezoelettrici (PZT) sono stati ampiamente utilizzati nei dischi rigidi per realizzare attuatori a doppio stadio per il controllo della posizione [2]. I primi progetti, classificati come milli-attuatori, posizionavano tipicamente elementi piezoelettrici sulla piastra di base della sospensione per far oscillare la sospensione e indurre il movimento della testina, situata all'estremità della sospensione. Negli ultimi anni, sono stati introdotti micro-attuatori con elementi

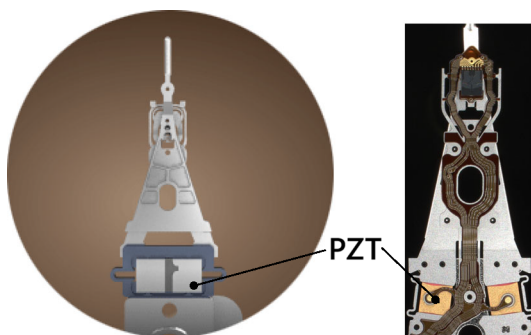


Figura 1.1: Due tipici milli-attuatori piezoelettrici

piezoelettrici adiacenti alle testine magnetiche per migliorare la precisione di posizionamento. Questi attuatori PZT formano un sistema di controllo per

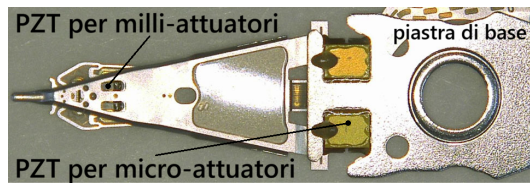


Figura 1.2: Sospensione con milli-attuatori e micro-attuatori

ottenere un'elevata precisione di posizionamento e quindi un'elevata capacità di archiviazione. Nuovi attuatori piezoelettrici con una maggiore capacità sono stati introdotti negli azionamenti ad alta capacità, spinti dalle applicazioni dei data center negli ultimi anni. I due elementi PZT spingono e tirano in direzioni opposte per deformare la struttura, dove è incollato l'elemento della testa, per far ruotare il cursore attorno al suo centro.

1.1.2 Microscopi a forza atomica (AFM)

La microscopia a forza atomica in modalità tapping (TM-AFM) è una tecnica ampiamente utilizzata per l'analisi di materiali, in particolare campioni biologici, grazie alla sua capacità di operare con interazioni delicate tra sonda e superficie. Il principio di funzionamento si basa sull'oscillazione di un microcantilever alla sua frequenza di risonanza: durante la scansione, le interazioni tra punta e campione modificano l'ampiezza di vibrazione, che viene regolata tramite un sistema di controllo in retroazione agendo su un posizionatore lungo l'asse verticale. Le informazioni così ottenute consentono di ricostruire la topografia tridimensionale della superficie analizzata.

Per favorire la miniaturizzazione sono stati sviluppati microcantilever attivi basati su trasduzione piezoelettrica integrata, in cui gli elementi piezoelettrici sono direttamente microfabbricati sul cantilever [3]. Come mostrato in figura 1.3, il dispositivo proposto integra due coppie di trasduttori piezoelettrici a doppio strato disposti lungo il cantilever. Una delle coppie viene utilizzata per eccitare la struttura, applicando una tensione sinusoidale che induce la vibrazione del cantilever alla sua frequenza di risonanza, mentre l'altra coppia viene impiegata per il rilevamento della deflessione, sfruttando le cariche generate per effetto piezoelettrico in risposta alla deformazione meccanica.

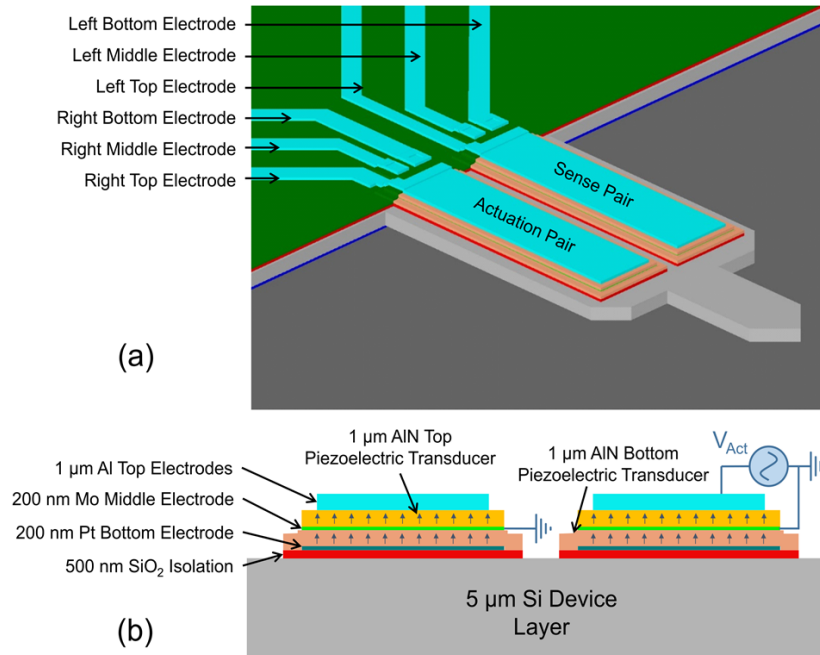


Figura 1.3: (a) vista 3D del microcantilever attivo con due trasduttori piezoelettrici; (b) vista in sezione trasversale del microcantilever.

1.2 Obiettivo della tesi

L'obiettivo è quello di progettare un controllo ad alte prestazioni per un attuatore piezoelettrico. Le forti non-linearità che contraddistinguono questa tipologia di materiali richiedono tecniche di controllo avanzate. Non è sufficiente, infatti, un classico controllore in retroazione per compensare le non-linearità dovute all'isteresi. Pertanto è stato utilizzato un approccio che combina al controllo in feedback un controllo in feedforward. Quest'ultimo agisce come compensatore di isteresi per garantire il minimo errore di controllo residuo possibile.

1.2.1 Isteresi

Chiaramente questo fenomeno è indesiderato nelle applicazioni di sensori e attuatori ad alta precisione. Pertanto il controllo, la descrizione e la comprensione delle isteresi piezoelettriche rappresentano un'impresa importante e difficile sia dal punto di vista pratico sia teorico.

In questa tesi si implementa il metodo di Michael Ruderman [4] per il controllo senza inversione dell'isteresi, utilizzando il modello di Preisach. Lo schema feedforward ha una struttura con anello integrale ad alto guadagno e operatore di isteresi di Preisach in retroazione negativa, che approfondiremo al capitolo 6.

1.3 Struttura della tesi

Nel capitolo 2 vengono descritti gli attuatori piezoelettrici, trattando la tecnologia costruttiva in sintesi e approfondendo il principio dell'effetto piezoelettrico. Sono riportate le principali caratteristiche, le tipologie e gli ambiti di applicazione. Viene studiato un attuatore a flessione prodotto dall'azienda PI, analizzato in sezione 3.1.

La strumentazione utilizzata e le relative caratteristiche sono descritte al capitolo 3.

La prima fase prevede la determinazione del modello che rappresenti il sistema (comprende amplificatore e piezo), ottenuto mediante le prove di identificazione e le stime studiate al capitolo 4. Questo ha permesso di eseguire simulazioni per verificare il comportamento atteso e procedere poi con lo sviluppo del sistema di controllo.

Il controllo è strutturato in un anello di regolazione in feedback, progettato al capitolo 5, e un anello in feedforward.

Lo studio del fenomeno isteretico viene trattato al capitolo 6: viene descritto il fenomeno d'isteresi nei materiali piezoelettrici, la definizione di modello d'isteresi, le prove d'identificazione, la tecnica di compensazione e la relativa implementazione in feedforward.

Capitolo 2

Attuatori Piezoelettrici

La piezoelettricità o "elettricità di pressione" è la capacità di alcuni materiali cristallini altamente polari di cambiare le proprie dimensioni quando esposti a un campo elettrico o, al contrario, di generare segnali elettrici quando deformati meccanicamente.

Gli attuatori piezoelettrici trasformano l'energia elettrica in spostamenti meccanici estremamente precisi, raggiungendo risoluzioni nell'ordine dei nanometri, con tempi di risposta molto rapidi e capacità di generare forze significative.

2.1 Cenni storici

Più di 100 anni fa, i fratelli Curie, Jacques e Pierre, osservarono l'attività piezoelettrica nei cristalli di quarzo. Una delle prime applicazioni pratiche di questa tecnologia fu realizzata da un altro francese, Langevin, che sviluppò un trasmettitore e un ricevitore al quarzo per il suono subacqueo: il primo sonar. Durante gli anni '60, l'attenzione fu rivolta per la prima volta agli effetti piezoelettrici nei materiali organici, inclusi molti polimeri. Un ricercatore giapponese, Kawai, scoprì livelli molto elevati di attività piezoelettrica nell'omopolimero polarizzato di fluoruro di vinilidene (PVDF). Mentre altri materiali organici, inclusi tessuti e ossa umani, sono piezoattivi, il PVDF e alcuni copolimeri di fluoruro di vinilidene mostrano risposte piezoelettriche molto più elevate [5].

2.2 Tecnologia

Nel contesto dei materiali polimerici piezoelettrici, il Polivinilidenfluoruro (PVDF) rappresenta una delle soluzioni più utilizzate grazie alla sua flessibilità, leggerezza e facilità di lavorazione.

Per utilizzare il PVDF per applicazioni di trasduttori, il polimero viene prima estruso in fogli e poi orientato stirandolo a temperature ben al di sotto del suo punto di fusione cristallino. Tale orientamento provoca un impaccamento delle celle unitarie in piani paralleli, chiamato struttura a "fase beta". Per ottene-

re un'attività piezoelettrica significativa, il polimero in fase beta deve essere esposto a un campo elettrico elevato che allinea i dipoli rispetto alla direzione del campo (figura 2.1).

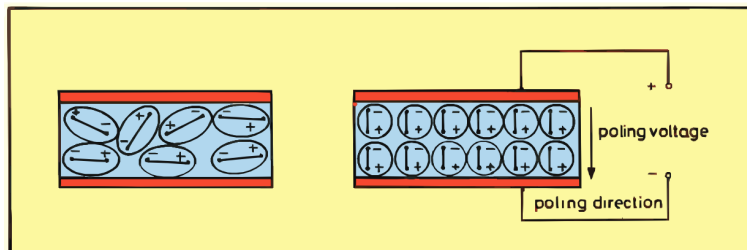


Figura 2.1: Allineamento dipolo del film piezoelettrico durante la polarizzazione

Infine, la superficie del film viene metallizzata per formare elettrodi e dotata di conduttori o altri dispositivi di assemblaggio. Maggiori dettagli possono essere letti in [6].

2.2.1 Effetto piezoelettrico

In [6] vengono approfondite le proprietà dei piezo: una tensione applicata agli elettrodi del film piezoelettrico provoca l'allungamento o la contrazione del film, a seconda della polarità del campo. Esposto a un campo alternato, il film si allunga e si contrae al variare della polarità del campo. Quando una forza esterna applicata al film piezoelettrico provoca una compressione e/o trazione, il film sviluppa una tensione a circuito aperto rilevabile. L'esposizione a una forza alternativa si traduce in un corrispondente segnale alternato. È

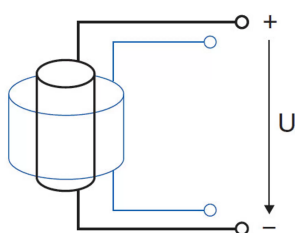


Figura 2.2: Tensione elettrica a circuito aperto ai capi dell'attuatore, dovuta all'effetto piezoelettrico

importante considerare il film piezoelettrico come un materiale dinamico che sviluppa una carica elettrica proporzionale a una variazione dello stress meccanico. Non funziona in condizioni statiche: a causa del rapido decadimento della carica indotta, la sua costante di tempo è determinata dalla permittività relativa e dalla resistenza interna del film, nonché dall'impedenza dei circuiti collegati.

Una semplice analogia è l'azione di una spugna che scarica e assorbe acqua quando la pressione esterna viene prima applicata e poi rilasciata. In questa analogia, il film agisce come la spugna che rilascia e assorbe una carica elettrica alla frequenza con cui avviene la deformazione. Una volta che la deformazione si arresta, non viene trasferita alcuna carica.

L'effetto piezoelettrico è oggi utilizzato in molti prodotti di uso quotidiano come accendini, altoparlanti e trasduttori di segnale.

2.2.2 Caratteristiche tecniche

Il film piezoelettrico è un film plastico flessibile, leggero e resistente, disponibile in una varietà di spessori e in ampie aree. I suoi vantaggi come trasduttore includono:

- elevata cedevolezza elastica: consente una trasmissione accurata delle forze di ingresso.
- elevata rigidità dielettrica: resiste a campi forti dove la piezoceramica fallisce.
- meccanicamente resistente e resistente agli urti.
- stabile all'umidità, ai prodotti chimici, agli ossidanti e alle intense radiazioni UV.
- facilmente realizzabile in design insoliti: può essere facilmente tagliato, formato e incollato.
- costi di materie prime e fabbricazione relativamente bassi, soprattutto in grandi quantità.

Offrono ottime soluzioni per operazioni che richiedano massima precisione e risoluzione con minimo tempo di risposta, ma sono carenti per quel che riguarda le velocità massime.

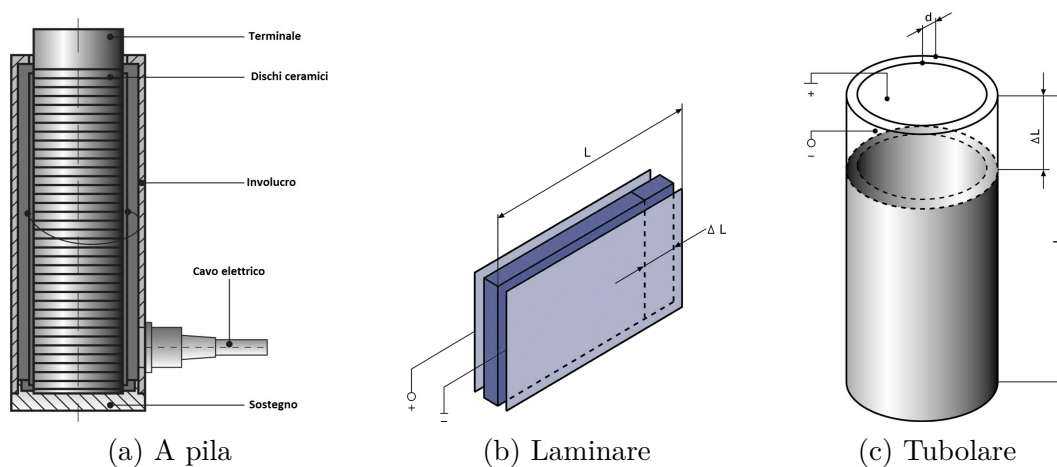
2.2.3 Tipologie

C'è un'ampia varietà di sistemi di posizionamento basati sull'effetto piezo inverso, di seguito si riportano le principali tipologie di attuatori

- A pila: l'elemento attivo nel posizionamento è costituito da una pila di dischi di ceramica separati da sottili elettrodi metallici (figura 2.3a)
- Laminari: l'elemento attivo è un insieme di strisce laminari sottili di ceramica e sfrutta la contrazione che avviene nella direzione perpendicolare alla polarizzazione (figura 2.3b)

- Tubolari: struttura a tubo monolitico, argentato sia dentro sia fuori, che sfrutta un effetto piezo trasversale (figura 2.3c). Quando viene applicata una tensione inversa tra il diametro interno e quello esterno di un tubo dalle pareti sottili, tale tubo si contrae assialmente e radialmente.
- A taglio: possono generare grandi forze e ampi spostamenti, per loro natura sono perfetti per un funzionamento bipolare, con posizione intermedia corrispondente a una tensione di 0 V.

Figura 2.3: Tipologie di attuatori piezoelettrici



Piezo flessibili a struttura bimorfa

Un attuatore flessibile bimorfo consiste in uno strato di metallo passivo, cui viene incollata una striscia di piezoceramica. Questo tipo di soluzione è disponibile anche in forma di disco bimorfo, che reagisce alla tensione applicata inarcandosi. Esistono due versioni in cui entrambi gli strati sono ceramici, che vengono fatti funzionare in modo opposto (quando uno si espande, l'altro si contrae): quella seriale e quella parallela. In quella parallela le placche sono isolate e sono tutte polarizzate allo stesso modo, di conseguenza ognuna dev'essere attivata coi propri elettrodi. Nella versione seriale le placche vengono polarizzate in senso opposto e vengono attivate con due soli elettrodi, che però implica tensioni maggiori.

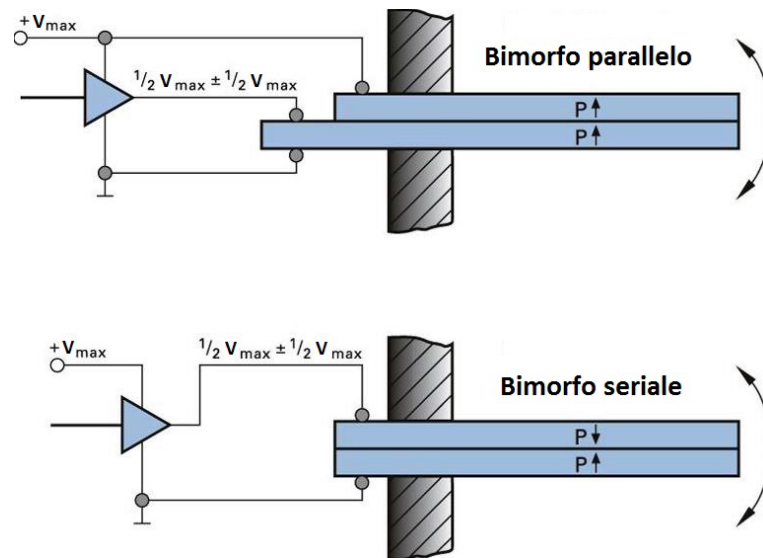


Figura 2.4: Schema di attuatori flessibili

Per questo progetto è stato utilizzato un bimorfo parallelo.

2.3 Applicazioni

Grazie alle caratteristiche appena elencate, trovano impiego in applicazioni di posizionamento ad alta precisione, tra i principali ambiti si possono citare:

- Settore dei semiconduttori, nel quale sono richiesti sistemi di posizionamento con elevatissima risoluzione, corse dell'ordine di alcuni millimetri e grande rigidità strutturale. In questo contesto risultano particolarmente importanti anche l'elevata affidabilità nel tempo e la capacità di operare in condizioni ambientali particolari, come vuoto, presenza di elio o campi magnetici.
- Applicazioni ottiche, dove la rapidità di risposta e la precisione di posizionamento sono fondamentali per ottenere immagini di elevata qualità. In microscopia, ad esempio, gli attuatori piezoelettrici vengono utilizzati per il posizionamento fine delle lenti. In telescopio, invece, permettono di compensare gli effetti della turbolenza atmosferica e delle vibrazioni attraverso sistemi di stabilizzazione basati su specchi secondari controllati in tempo reale. Grazie alla loro compattezza e precisione, sono inoltre ampiamente impiegati nei sistemi di autofocus di smartphone e dispositivi portatili.
- Biotecnologie e ambito medico, nei quali tali attuatori trovano impiego nella manipolazione e nell'ordinamento di cellule all'interno di laboratori di ricerca, oppure in micropompe capaci di erogare quantità estremamente ridotte di fluido, dell'ordine dei nanolitri. L'elevata efficienza

energetica, la lunga durata operativa e le dimensioni ridotte li rendono inoltre adatti allo sviluppo di protesi e impianti biomedicali.

- Tecnologie per l'archiviazione dei dati, in cui precisione e velocità di risposta risultano essenziali nei processi di stampa, assemblaggio e fabbricazione di componenti. Gli attuatori piezoelettrici vengono anche utilizzati nelle attività di test e misura dei sistemi di memorizzazione ad alta densità.
- Settore aerospaziale, dove questi dispositivi sono apprezzati per la loro capacità di funzionare in condizioni ambientali estreme, quali vuoto, basse temperature o elevati livelli di radiazione. Nelle applicazioni quasi statiche, come nel controllo e nell'allineamento delle ottiche satellitari, il ridotto fabbisogno di potenza rappresenta un ulteriore vantaggio.
- Lavorazioni di alta precisione, nelle quali gli attuatori piezoelettrici vengono utilizzati per il posizionamento estremamente accurato sia del pezzo sia dell'utensile. Questo avviene, ad esempio, nella produzione di componenti ottici, cuscinetti, cilindri e pistoni, oltre che nelle lavorazioni particolarmente delicate del diamante.
- Telecomunicazioni, ambito in cui trovano applicazione nei sistemi di allineamento automatico delle fibre ottiche, garantendo precisione e stabilità nel posizionamento.

2.4 Modellizzazione

Come è possibile osservare dalla figura sottostante, che rappresenta un bender piezoelettrico con un'estremità libera, in seguito alla flessione, le fibre superiori vengono tese mentre quelle inferiori risultano compresse: Si osserva che la

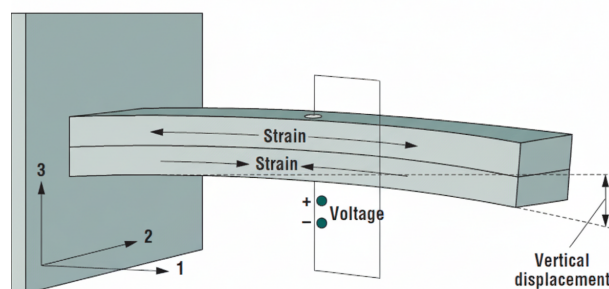


Figura 2.5: Flessione di un attuttore piezoelettrico bimorfo

deformazione (strain) avviene lungo la direzione 1 e per l'effetto piezoelettrico, sui due layer si crea una tensione elettrica. A seconda che gli strati siano collegati in serie o in parallelo si ha rispettivamente un incremento della tensione

o della corrente. Il collegamento in serie è più prestante di quello in parallelo. Di solito tra i due strati di materiale piezoelettrico è presente un terzo strato elastico, neutro elettricamente, di materiale metallico, che conferisce robustezza alla struttura e che permette anche di migliorare l'accoppiamento elettromeccanico.

2.4.1 Modello a parametri concentrati

Gli schemi meccanici più semplici da studiare sono quelli a parametri concentrati con smorzamento. Essendo la maggior parte delle eccitazioni collocate in un range di frequenze vicine alle frequenze dei primi modi del sistema, conviene considerare un sistema equivalente che avrà una massa concentrata, una rigidità ed uno smorzamento equivalenti. Tali da garantire risultati in termini di frequenze e ampiezze di spostamento i più vicini possibili a quelli che si hanno con il primo modo del sistema continuo. Il modello con smorzamento è rappre-

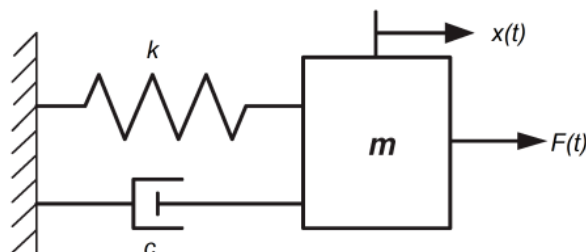


Figura 2.6: Modello equivalente a parametri concentrati

sentato in Figura 2.6. In particolare, il sistema continuo viene approssimato con:

- una massa equivalente m , che rappresenta l'inerzia associata al primo modo di vibrazione
- una molla di rigidità k , che modella il comportamento elastico della mensola
- uno smorzatore viscoso c , che rappresenta le dissipazioni energetiche

Imponendo l'equilibrio delle forze che agiscono sul sistema è possibile ottenere la seguente equazione del moto:

$$M\ddot{x} + C\dot{x} + Kx = F(t)$$

Dove $x(t)$ rappresenta lo spostamento, \dot{x} la velocità e \ddot{x} l'accelerazione della massa.

Nel caso di una forzante armonica, la risposta del sistema in regime stazionario risulta anch'essa armonica. Tale risposta può essere espressa in forma complessa come:

$$x(t) = x_0 e^{i\omega t + \varphi}$$

Nella quale φ è la fase della risposta rispetto alla forzante. Per ottenere le formulazioni di velocità e accelerazione sarà sufficiente risolvere la derivata prima e seconda dello spostamento rispetto al tempo. Sostituendole nell'equazione del moto si ottiene la soluzione dell'integrale particolare:

$$(k - \omega^2 m + i\omega c)\bar{x} = F_0$$

Dove il termine \bar{x} è nominato rigidità dinamica. Definendo il fattore di smorzamento $\xi = \frac{c}{2\sqrt{mk}}$ e la frequenza naturale $\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}}$, dall'integrale particolare è possibile ricavare la risposta a regime del sistema. Nella figura successiva è espressa in funzione del termine $r = \omega/\omega_n$.

In figura 2.7 è riportato l'andamento del fattore di amplificazione in funzione

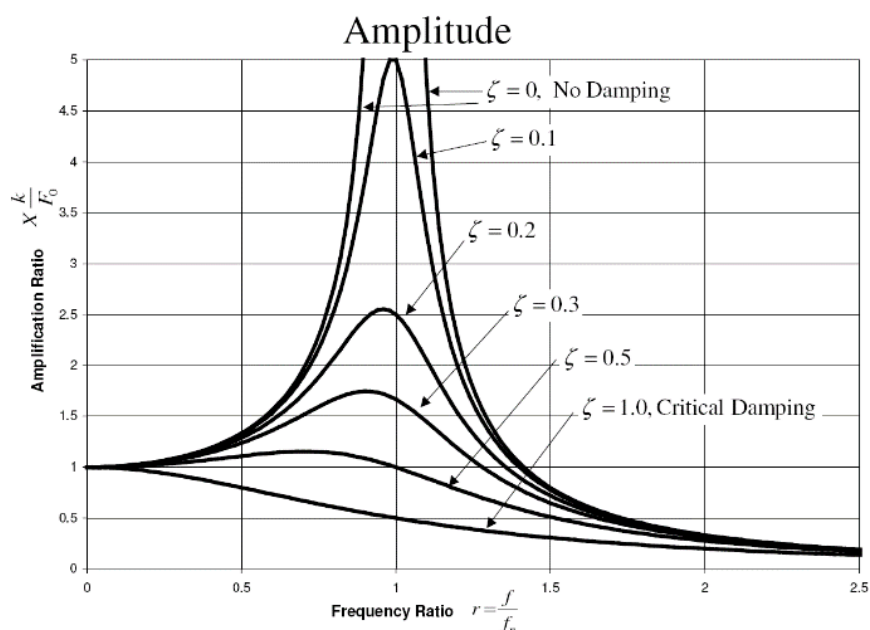


Figura 2.7: Risposta a forzante armonica

del rapporto di frequenza $r = \frac{\omega}{\omega_n}$, per diversi valori del fattore di smorzamento ξ . Si nota come, per sistemi poco smorzati, sia presente un marcato picco in corrispondenza della risonanza ($r \approx 1$), che porta a un'elevata amplificazione della risposta. All'aumentare dello smorzamento, tale picco si riduce e la risposta diventa più attenuata.

Nel caso in esame, il sistema risulta sottosmorzato ($\xi < 1$) e quindi presenta un comportamento caratterizzato da un picco di risonanza ben evidente, come mostrato dalle curve con bassi valori di smorzamento. Questo implica che, in prossimità della frequenza naturale, anche eccitazioni di ampiezza contenuta possono generare spostamenti significativi.

2.4.2 Modellizzazione dell'isteresi

Dal punto di vista del sistema e del controllo, l'isteresi può essere vista come una non linearità quasi statica a valori multipli, influenzata da una memoria non locale. Questo implica che una parte della storia degli stati precedenti venga conservata e influenzi lo stato attuale del sistema.

I fenomeni di isteresi si verificano in sistemi fisici e tecnici molto diversi, i materiali ferroelettrici con le proprietà piezoelettriche più elevate sono solitamente quelli con l'isteresi elettromeccanica più forte (vedi [7]).

Nei capitoli successivi viene definito l'operatore di isteresi: un concetto matematico che non è direttamente correlato alle cause fisiche intrinseche dell'isteresi. In sezione 6.3 vedremo che uno dei modelli scalari di isteresi più potenti è stato proposto dal fisico F. Preisach nel 1935 per rappresentare il ferromagnetismo scalare. Questi modelli continuano ad essere uno strumento potente per la progettazione di dispositivi e tentano di spiegare i fatti sperimentali a partire dai principi primi. Ad esempio, nella micromagnetica questi principi richiedono che la distribuzione di magnetizzazione all'equilibrio corrisponda a un minimo di energia. Questo approccio micromagnetico è strettamente correlato alla struttura del materiale.

Capitolo 3

Setup sperimentale

Il sistema di controllo sperimentale è costituito da una catena hardware-software che permette la generazione del segnale di controllo, l'attuazione sul sistema piezoelettrico e la misura dello spostamento risultante.

Il PC esegue l'algoritmo di controllo tramite Matlab®/Simulink Desktop Real-Time™. Il collegamento con l'hardware avviene tramite una scheda di acquisizione National Instruments PCIe-6289, dotata di ingressi e uscite analogiche e digitali. Questa scheda gestisce sia l'invio dei segnali di comando sia l'acquisizione delle misure provenienti dal sensore.

Il segnale di controllo generato dal PC viene inviato alla scheda di acquisizione e successivamente all'amplificatore PI E-650.00 LVPZT.

L'uscita dell'amplificatore alimenta l'attuatore piezoelettrico a flessione PIC-MA® PL122.10, prodotto da PI Ceramic. Questo dispositivo converte la tensione applicata in una deformazione meccanica, generando uno spostamento della struttura.

Lo spostamento viene misurato mediante un sensore laser Keyence, il quale fornisce una misura ad alta precisione della posizione.

Infine, il segnale di misura proveniente dal controller viene acquisito dalla scheda National Instruments e inviato al PC, chiudendo così l'anello di retroazione del sistema di controllo.

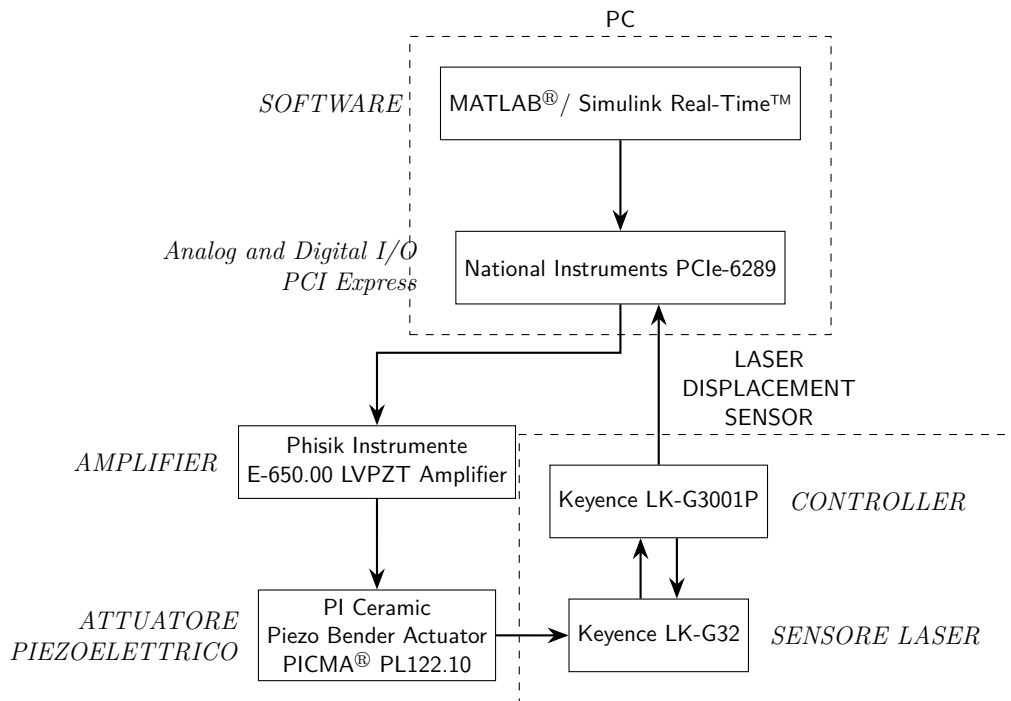


Figura 3.1: Setup sperimentale

3.1 Il Bender PICMA® PL122.10

Gli attuatori piezoelettrici multistrato a flessione PICMA® [8] sono in grado di generare deflessioni fino a 2 mm, forze fino a 2 N e presentano tempi di risposta dell'ordine dei millisecondi. Essi sono realizzati mediante strati ceramici di circa 50 μm di spessore, integrati con elettrodi interni in argento-palladio e isolamento ceramico ottenuto tramite un processo di co-cottura. La struttura del bender prevede due aree attive esterne e una rete di elettrodi centrale che suddivide l'attuatore in due segmenti di uguale capacità elettrica.

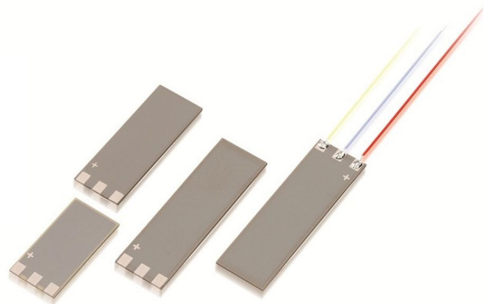


Figura 3.2: Attuatori piezoelettrici multistrato a flessione

Tabella 3.1: Specifiche del bender PL122.10

	PL122.10	UNITA'	TOLLERANZA
Intervallo di tensione di esercizio	0 to 60 (± 30)	V	
Spostamento	+310	μm	$\pm 20\%$
Lunghezza rimanente LF	22	mm	
Lunghezza L	25	mm	$\pm 0.5mm$
Larghezza W	9.60 ± 0.2	mm	
Altezza TH	0.67	mm	$\pm 0.5mm$
Forza di bloccaggio	± 1.25	N	$\pm 20\%$
Capacità elettrica	2×2.5	μF	$\pm 20\%$
Frequenza di risonanza	600	Hz	$\pm 20\%$
Intervallo di temperatura di esercizio	-20 to 85	$^{\circ}C$	
Piezoceramica	PIC251		
Elettronica consigliata	E-650, E-651, E-614		

Si tratta di un attuatore a flessione bimorfo in cui lo spostamento dell'estremità è ottenuto tramite un controllo in tensione differenziale in due modalità: da 0 a 60 V (spostamento nella direzione perpendicolare lato “+” dell'attuatore), da -30 a 30 V (spostamento in entrambe le direzioni).

Le tensioni devono essere applicate rispettando lo schema in figura 3.3. Per raggiungere queste tensioni differenziali è spesso necessario l'uso di un amplificatore, in particolare per l'attuatore in esame è consigliato E - 650.00 LVPZT Amplifier prodotto da PI Ceramic (vedi sezione 3.2).

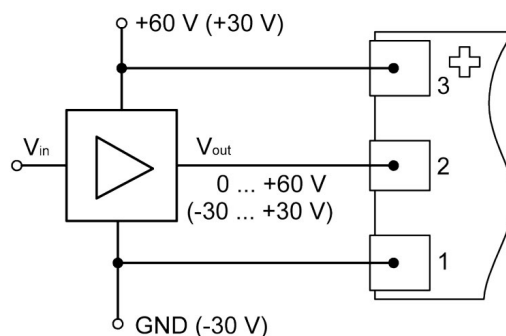


Figura 3.3: Circuito di controllo bender

Fissaggio consigliato: materiale non conduttivo con superficie di serraggio arrotondata per la protezione della ceramica (vedi figura 3.4)

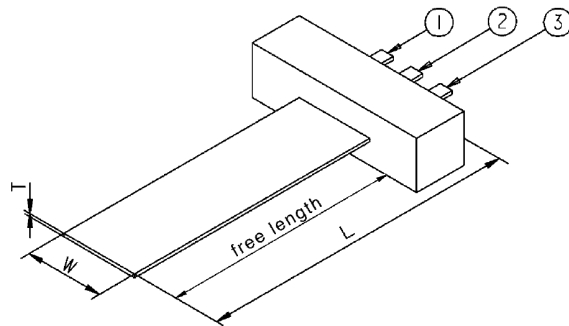


Figura 3.4: Fissaggio bender

3.2 Amplificatore

L'amplificatore da banco PI E-650, progettato specificatamente per piezo multistrato a flessione, ha il compito di amplificare il segnale elettrico fino ai livelli di tensione necessari per pilotare l'attuatore. In tabella 3.2 si riportano le specifiche tecniche.



Figura 3.5: Alimentatore PI E-650

Tabella 3.2: Specifications of the E-650.00 power amplifier

Function	Power amplifier, benchtop device
Amplifier	
Input voltage range	0 to 10 V
Output voltage	0 to 60 V, additionally 60 V fixed voltage
Peak power	18 W
Average output power	6 W
Peak current (< 5 ms)	300 mA
Average output current (> 5 ms)	100 mA
Current limitation	Short-circuit proof
Voltage gain	6 ± 0.1
Amplifier bandwidth (large signal)	600 Hz with 1000 nF load, 6 kHz without load
Input impedance	100 k Ω
Interfaces and operation	
Piezo connection socket	Sub-D 9 (f)
Analog input socket	BNC
Display and indicators	3½-digit LCD
Miscellaneous	
Operating temperature range	5 to 50 °C
Dimensions	160 mm \times 125 mm \times 50 mm
Mass	0.7 kg
Operating voltage	90 to 240 VAC, 50 to 60 Hz (external switching power adapter)

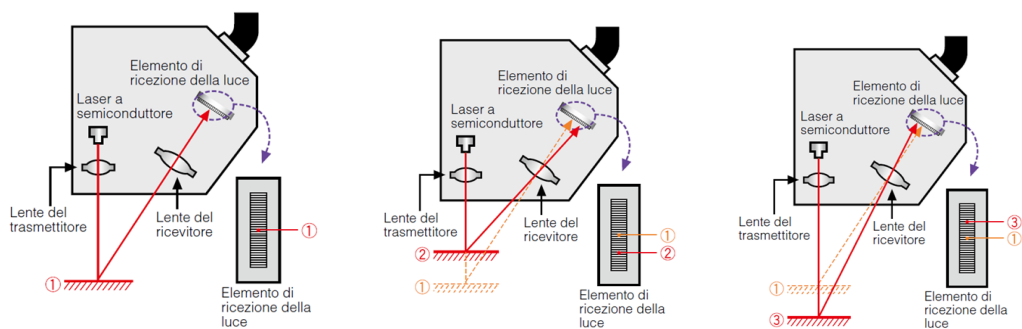
3.3 Sistema laser

La misura di posizione viene eseguita dal sensore laser Keyence LK-G32. Quest'ultimo è collegato al controller Keyence LK-G3001P, responsabile dell'elaborazione del segnale del sensore e della generazione dell'uscita analogica corrispondente alla misura. La lettura viene trasmessa alla scheda di acquisizione.

3.3.1 Principio base della triangolazione

Per comprendere il funzionamento è necessario introdurre nozioni di base dei sensori di spostamento laser (riportate in [9]), tra cui il principio della triangolazione. Come mostrato dalla figura 3.6, sul target viene inviato un fascio luminoso emesso dal laser a semiconduttore. La luce riflessa dal target viene raccolta dalla lente del ricevitore e concentrata sull'elemento di ricezione della luce. Al variare della distanza dal target, l'angolo della luce riflessa che attra-

Figura 3.6: Esempi di misurazioni



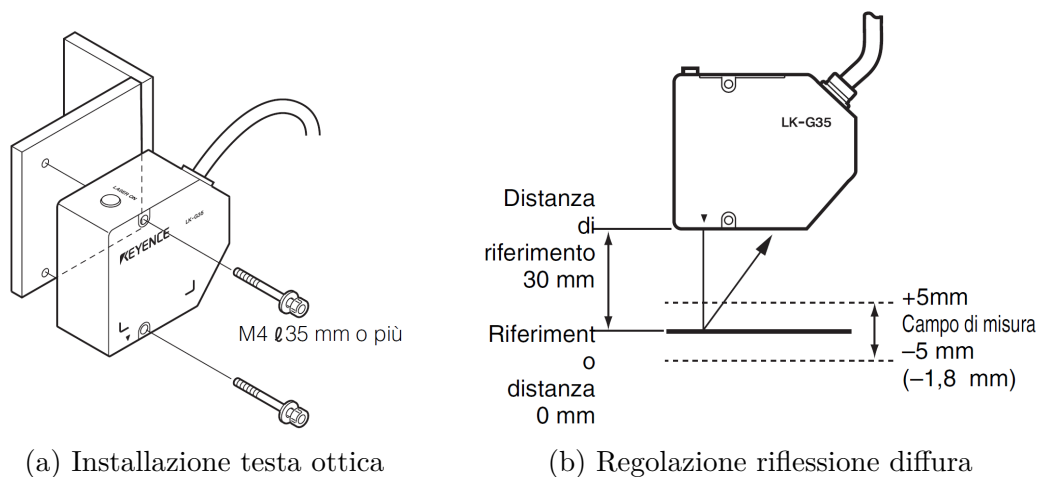
(a) alla distanza di riferimento (b) a una distanza inferiore (c) una distanza superiore

versa la lente del ricevitore cambia, e la luce viene messa a fuoco in un altro punto dell'elemento di ricezione della luce.

3.3.2 Sensore

Per l'installazione è necessario regolare la distanza tra la testa e l'oggetto da misurare (si veda figura 3.7a). Figura 3.7b mostra il campo di misura.

Le specifiche di interesse sono riportate in Appendice A.

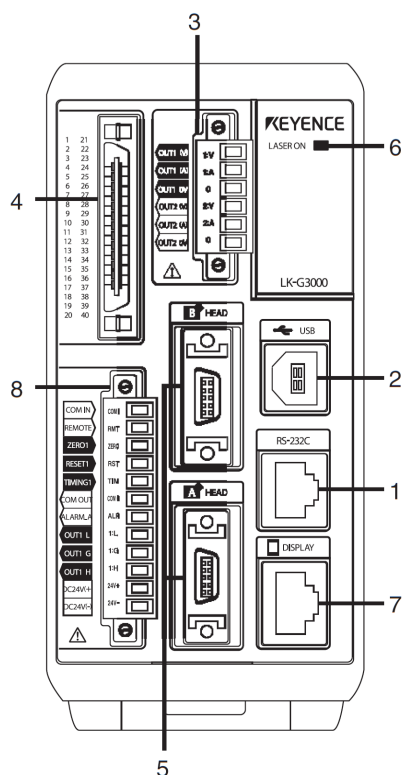


(a) Installazione testa ottica

(b) Regolazione riflessione diffusa

3.3.3 Controller

Il controller Keyence LK-G3001P è un'unità di controllo separata per i sensori di spostamento laser della serie LK-G3000.



1. Connettore RS-232C: permette la comunicazione con PC o PLC
2. Connettore USB: è usato per il collegamento ad un PC tramite USB
3. Morsettiera di I/O a 6 pin
4. Connettore di espansione
5. Connettori testa ottica
6. LED emissione laser: si accende quando l'LK-G series è in funzione
7. Connettore pannello display
8. Morsettiera di I/O a 12 pin

Figura 3.8: Pannello delle connessioni

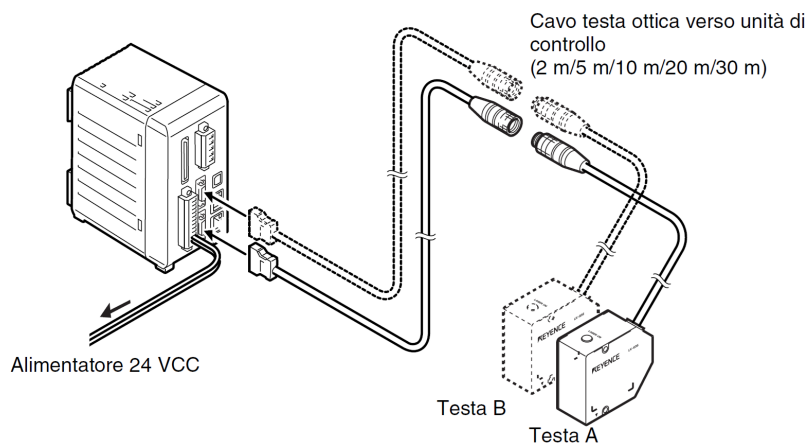


Figura 3.9: Collegamento della testa ottica

3.3.4 LK Navigator

LK-Navigator di Keyence è un software PC dedicato alla configurazione, monitoraggio e analisi dati dei sensori di spostamento laser serie LK-G e LK-G5000. Questo strumento richiede una connessione seriale tra il PC e il controller. Offre un'interfaccia per la gestione rapida, la visualizzazione delle misurazioni

in tempo reale, l'impostazione dei parametri e la gestione dei dati.

In figura 3.10 sono riportate modalità di misura e tipo di riflessione per

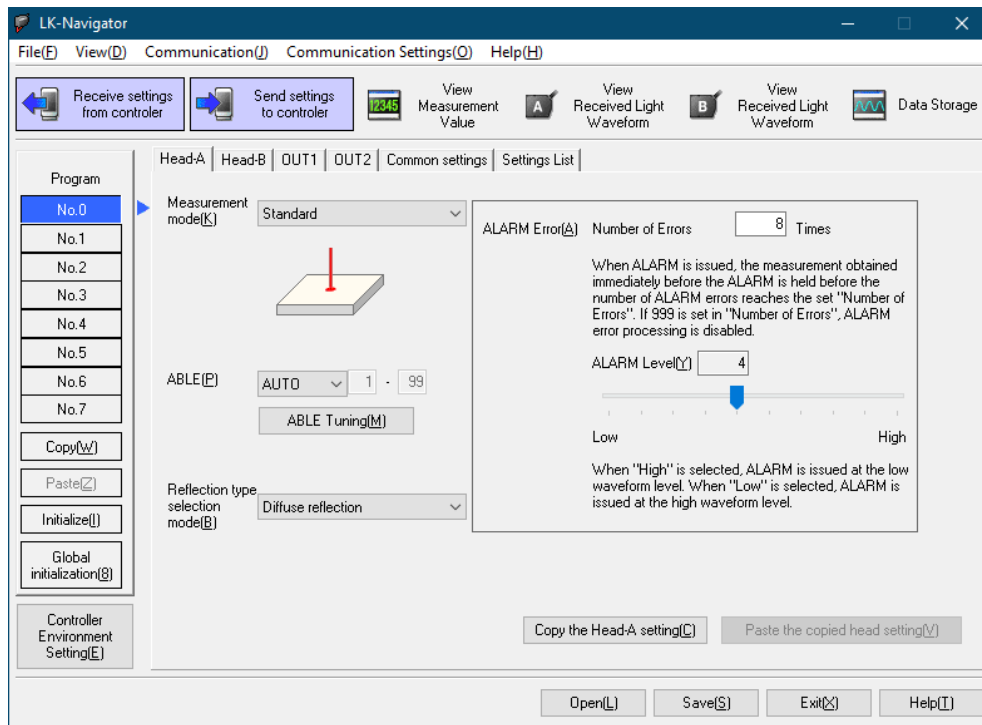
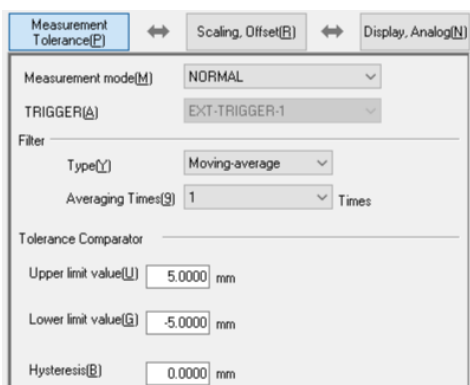


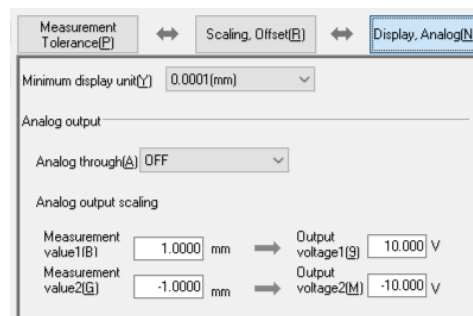
Figura 3.10: Impostazioni della testa

la testa (sensore). In seguito per l'uscita interessata (OUT1) si definiscono tolleranza di misura (figura 3.11a) e la scalatura dell'uscita analogica (figura 3.11b).

Il software prevede la possibilità di applicare un filtro a media mobile. Que-



(a) Impostazione della tolleranza di misura



(b) Scalatura dell'uscita analogica

sta funzione, che permetterebbe di ripulire il segnale dal rumore, introduce un ritardo e di conseguenza non presenta beneficio per questo progetto. In

figura 3.11b si nota l'impostazione del range di tensione $[-10, 10]V$ e il range di misura $[-1.0000, 1.0000]mm$.

Le impostazioni comuni sono indicate in figura 3.12.

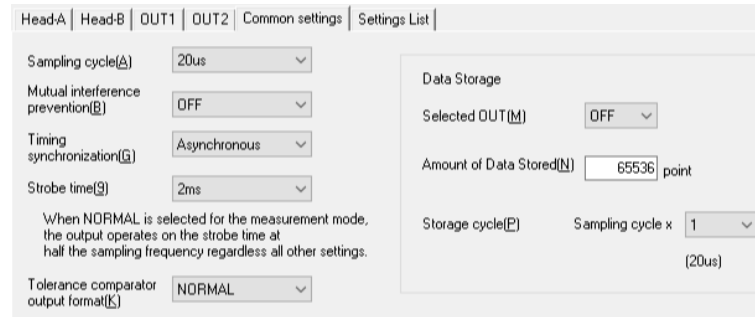


Figura 3.12: Impostazioni generali

3.4 Acquisizione dati e controllo

Per l'acquisizione delle misure di posizione e il comando dell'azione di controllo sul piezo è stata utilizzata la scheda PCI-6289 di National Instruments. L'hardware DAQ digitalizza i segnali, esegue conversioni D/A per generare segnali di uscita analogici, misura e controlla i segnali I/O digitali. Figura ?? mostra i componenti comuni a tutti i dispositivi della serie M. E' una scheda

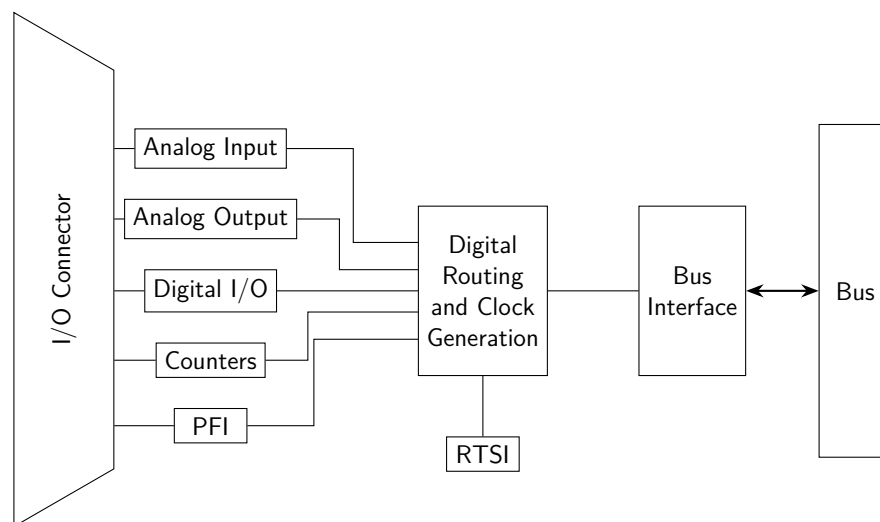


Figura 3.13: Schema a blocchi schede DAQ serie M

di acquisizione dati multifunzione ad alta risoluzione, ideale per applicazioni avanzate di misurazione, test e controllo industriale. Offre 32 canali di input analogico a 18 bit (fino a 625 kS/s), 4 output analogici, 48 canali digitali e 2 contatori a 32 bit (tutte le specifiche sono disponibili in [10]). Per questa tesi

sono stati utilizzati un ingresso analogico (range $\pm 10V$) e un'uscita analogica (range $\pm 10V$), la scheda si interfaccia al PC tramite bus PCI Express.

Come unità di controllo è stato utilizzato Simulink Desktop Real-Time, un

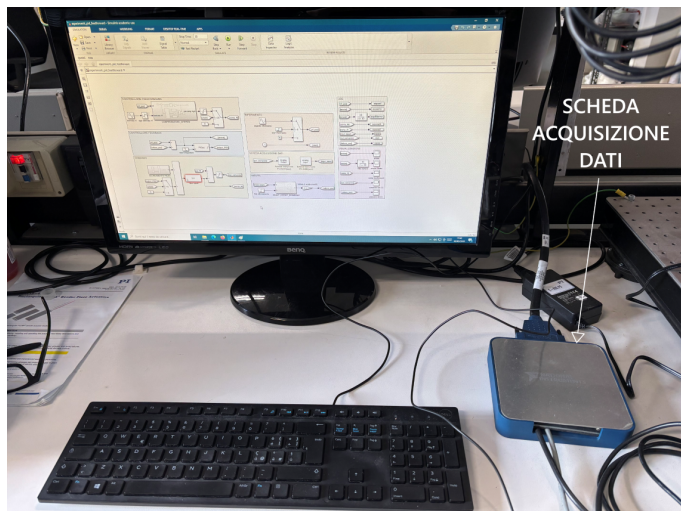


Figura 3.14: Interfaccia Matlab

ambiente software MathWorks che abilita l'esecuzione in tempo reale (real-time) di modelli Simulink. Consente la prototipazione rapida, il test Hardware-in-the-Loop (HIL) e l'interfacciamento con hardware I/O off-the-shelf senza bisogno di computer target dedicati.

3.5 Piano di lavoro

I tavoli antivibranti sono necessari per ridurre al minimo le vibrazioni ambientali, dove è richiesta una particolare attenzione per l'utilizzo di strumenti ad alta precisione.

In questo progetto di tesi è stato utilizzato un tavolo della Newport, classe Precision Grade (figura 3.15).

Il controllo delle vibrazioni riveste un ruolo cruciale per mantenere la stabilità dell'allineamento ottico e garantire l'accuratezza delle misure sperimentali. Le vibrazioni ambientali, provenienti da sorgenti esterne, possono infatti eccitare i modi propri della struttura del tavolo, generando oscillazioni che degradano le prestazioni del sistema.

Il piano utilizza la tecnologia di smorzamento modale mediante smorzatori combinati con elastomeri, per dissipare le vibrazioni in modo uniforme, rapido ed efficace. Gli smorzatori modali sono installati come pannelli laterali lungo i quattro lati della breadboard ottica.



Figura 3.15: Piano antivibrante

3.5.1 Piattaforma metrica

L'attuatore piezoelettrico è montato su una piattaforma lineare metrica di precisione M-562-XYZ ULTRAlign™, che permette il posizionamento meccanico di precisione del piezo. E' dotata di cuscinetti a rulli incrociati in acciaio tem-



Figura 3.16: Posizionatore lineare a tre assi

prato termicamente accoppiati, i quali offrono una corsa lineare di 13 mm, con una deviazione angolare inferiore a $100 \mu\text{rad}$ attorno a qualsiasi asse. L'elevato diametro dei cuscinetti garantisce la rigidità della piattaforma. Il posizionamento viene eseguito tramite la regolazione di tre viti.

3.5.2 Installazione

In fase di installazione, particolare attenzione è stata posta all'allineamento tra la testa laser e la superficie dell'attuatore, al fine di garantire una corretta acquisizione della misura di spostamento.

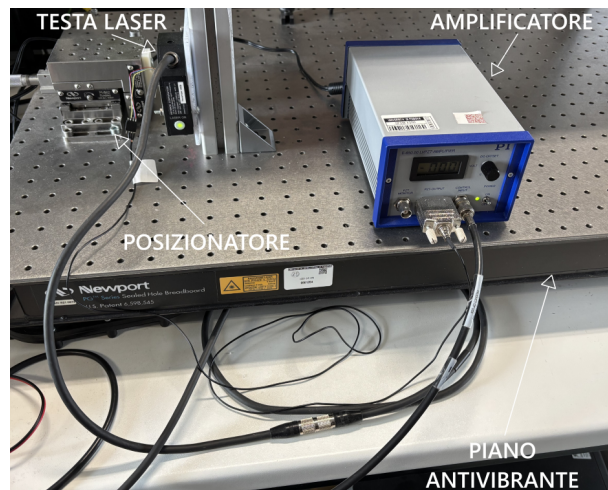


Figura 3.17: Vista del piano antivibrante

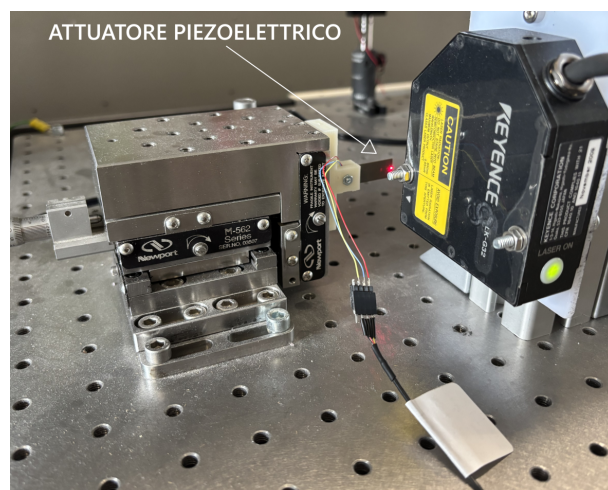


Figura 3.18: Vista installazione piezo

Capitolo 4

Identificazione del modello del sistema

La prima fase sperimentale di questo lavoro di tesi prevede l'identificazione del modello che rappresenta l'attuatore piezoelettrico in esame. Nello specifico, ricavarne la sua funzione di trasferimento.

Il sistema da identificare ha ingresso in tensione (la tensione di comando dell'attuatore piezoelettrico) e uscita in tensione (la misura eseguita dal laser).

L'identificazione è stata eseguita applicando un segnale chirp (vedi Appendice B) in catena aperta al sistema, ponendosi nella condizione di piccoli segnali per ridurre l'influenza di rumore e non idealità.

4.1 Aspetti teorici

Sebbene siano disponibili numerose tecniche di stima della funzione di trasferimento, date le limitazioni dei dati, queste possono produrre risultati scadenti. Uno di questi metodi è la *stima empirica della funzione di trasferimento* (ET-FE), la quale stima la funzione di trasferimento prendendo i rapporti delle trasformate di Fourier dell'output $y(t)$ e dell'input $u(t)$. La stima è data da

$$G(w) = F(y(t))/F(u(t))$$

Se il set di dati è affetto da rumore, anche la stima della funzione di trasferimento risulta inevitabilmente rumorosa. Un eventuale aumento del numero di punti acquisiti non comporterebbe, in questo caso, una riduzione della varianza della stima. Infatti, non essendo presente un meccanismo di compressione o mediazione dell'informazione, l'incremento dei dati non determina un miglioramento statistico della stima stessa.

Un metodo per stimare la funzione di trasferimento basato su un'analisi nel dominio tempo-frequenza [11] utilizza un segnale di eccitazione di tipo chirp, caratterizzato da una frequenza istantanea variabile nel tempo.

Assumendo che il sistema da identificare sia lineare e tempo-invariante, la componente del segnale di uscita associata a una determinata frequenza istantanea deve essere direttamente riconducibile alla corrispondente componente del segnale di ingresso alla stessa frequenza. Eventuali contributi che non rispettano tale corrispondenza possono essere attribuiti a rumore o a disturbi non modellati.

L'analisi congiunta tempo-frequenza dei segnali di ingresso e uscita, consente quindi di isolare le componenti coerenti con la dinamica del sistema, separandole da quelle dovute al rumore. La successiva rimozione delle componenti non coerenti permette di ottenere una stima più accurata della funzione di trasferimento.

4.1.1 Analisi di segnali Tempo-Frequenza

Un modo comune ed efficace per determinare il contenuto in frequenza di un segnale campionato è calcolare la trasformata discreta di Fourier

$$X(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n e^{-j2\pi f n \Delta t}$$

dove $x_n = x(n\Delta t)$ e Δt è l'intervallo di campionamento. Poiché i dati sperimentali sono finiti, si assume che gli unici valori non nulli siano presenti durante la prova, quando $t \in [0, T]$. Pertanto, la trasformata discreta di Fourier del segnale diventa

$$X(f) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j2\pi f n \Delta t}$$

dove N è il numero totale di punti campionati. Per la natura della trasformazione dal dominio del tempo a quello della frequenza, la funzione risultante $X(f)$ contiene esclusivamente informazioni sul contenuto in frequenza del segnale x e quindi non fornisce informazioni dirette sull'evoluzione temporale. Analizzare un segnale di questo tipo esclusivamente nel dominio del tempo oppure esclusivamente nel dominio della frequenza risulta spesso insufficiente. Il dominio della frequenza, da solo, trascura inevitabilmente alcune informazioni importanti.

La stima della funzione di trasferimento e della risposta all'impulso di un sistema a partire da dati sperimentali rappresenta un'altra situazione in cui è utile disporre simultaneamente di informazioni nel dominio del tempo e della frequenza. Quando si stima la risposta all'impulso, è ragionevole imporre il vincolo che essa sia causale e a durata limitata. Inoltre, il contenuto in frequenza della funzione di trasferimento dovrebbe includere soltanto quelle frequenze che costituiscono realizzazioni fisiche del sistema, escludendo quindi rumore o disturbi esterni.

Pertanto, per imporre opportuni vincoli sia nel dominio del tempo sia in quello della frequenza, è necessaria una rappresentazione tempo-frequenza. La

rappresentazione generale di una trasformazione tempo–frequenza è

$$X(f, p) = \sum_{p=1}^{N_w} \sum_{n=0}^{N-1} (x_n \cdot w_{p,n}) e^{-j2\pi f n \Delta t} \quad (4.1)$$

dove w_p è un insieme di N_w finestre che filtrano porzioni del segnale x . L'insieme delle finestre suddivide essenzialmente il segnale in più segmenti o blocchi di dati. La rappresentazione risultante di x assume forma matriciale, contenendo informazioni sul contenuto in frequenza di ciascun segmento finestrato del segnale. [12]

4.1.2 Stima empirica della funzione di trasferimento

Il metodo di analisi tempo-frequenza inizia con la stima approssimativa della risposta all'impulso. Questa stima viene quindi mappata in una rappresentazione tempo-frequenza utilizzando la trasformata dell'equazione 4.1.

La mappatura viene utilizzata per distinguere le informazioni del segnale dovute alla dinamica del sistema da quelle dovute a rumore o disturbi. Le informazioni che costituiscono una realizzazione fisica del sistema vengono mantenute, mentre le informazioni che si ritiene siano dovute al rumore vengono scartate. Le informazioni rimanenti sul segnale vengono utilizzate per ricostruire una stima più precisa della risposta all'impulso, che a sua volta può essere utilizzata per ottenere una stima della funzione di trasferimento.

4.1.3 Smoothing della ETFE

L'unico modo per migliorare le scarse proprietà di varianza dell'ETFE è supporre che i valori della vera funzione di trasferimento a diverse frequenze siano correlati [13]. Introduciamo ora il presupposto, piuttosto ragionevole, che la vera funzione di trasferimento $G_o(e^{i\omega})$ sia una funzione smussata di ω .

Funzione di pesatura $W_\gamma(\xi)$: finestra in frequenza

Si consideri la funzione di pesatura $W_\gamma(\xi)$, comunemente denominata *finestra in frequenza* nell'ambito dell'analisi spettrale. In modo duale, la corrispondente funzione $w_\gamma(\tau)$ nel dominio dei ritardi viene indicata come *finestra nel dominio temporale*.

La larghezza della finestra gioca un ruolo fondamentale nel determinare il compromesso tra bias e varianza nella stima spettrale. Una finestra ampia comporta una media su un intervallo di frequenze esteso, riducendo la varianza dello stimatore. Tuttavia, tale media può includere contributi provenienti da frequenze significativamente distanti da ω_0 , i cui valori attesi possono differire in modo rilevante dal valore reale $G_0(e^{i\omega_0})$, introducendo quindi un aumento del bias.

Per formalizzare tale compromesso, si introduce il parametro scalare γ , che

rappresenta l'ampiezza della finestra. In particolare, un valore elevato di γ corrisponde a una finestra più stretta nel dominio della frequenza. Nella Tabella 4.1 sono riportate alcune finestre comunemente impiegate nell'analisi spettrale.

Tabella 4.1: Finestre tipiche per l'analisi spettrale

Finestra	$w_\gamma(\tau), \quad 0 \leq \tau \leq \gamma$
Bartlett	$w_\gamma(\tau) = 1 - \frac{ \tau }{\gamma}$
Parzen	$w_\gamma(\tau) = \begin{cases} 1 - 6\left(\frac{\tau}{\gamma}\right)^2 + 6\left(\frac{ \tau }{\gamma}\right)^3, & 0 \leq \tau \leq \frac{\gamma}{2} \\ 2\left(1 - \frac{ \tau }{\gamma}\right)^3, & \frac{\gamma}{2} \leq \tau \leq \gamma \end{cases}$
Hamming	$w_\gamma(\tau) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi\tau}{\gamma}\right)\right)$

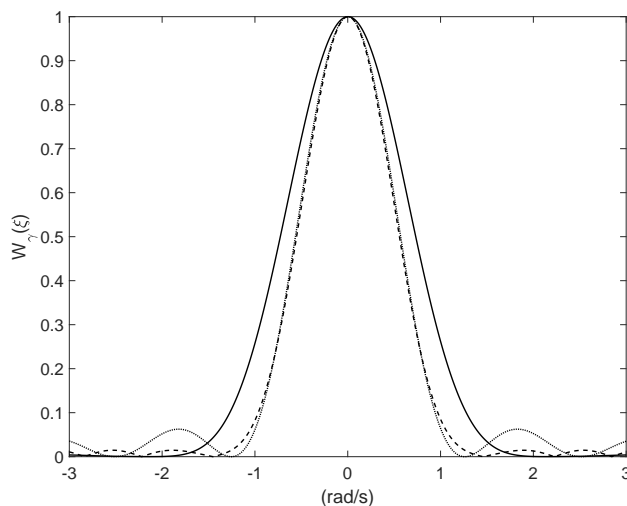


Figura 4.1: Alcune finestre di frequenza comuni. Linea continua: Parzen; linea tratteggiata: Hamming; linea punteggiata: Bartlett. $\gamma = 5$.

4.1.4 Coerenza spettrale

Per valutare il grado di linearità e l'affidabilità della relazione tra il segnale di ingresso $x(t)$ e il segnale di uscita $y(t)$ nel dominio della frequenza, si definisce la *funzione di coerenza spettrale* (o coerenza ordinaria) $\gamma_{xy}^2(f)$ [14]. Essa è un coefficiente adimensionale, normalizzato tra 0 e 1, definito come il rapporto tra il quadrato del modulo della densità spettrale incrociata e il prodotto delle densità spettrali di potenza dei singoli segnali:

$$\gamma_{xy}^2(f) = \frac{|G_{xy}(f)|^2}{G_{xx}(f)G_{yy}(f)}$$

dove:

- $G_{xy}(f)$ è la densità spettrale incrociata tra x e y ;
- $G_{xx}(f)$ è la densità spettrale di potenza del segnale x ;
- $G_{yy}(f)$ è la densità spettrale di potenza del segnale y .

L'interpretazione fisica del risultato è immediata:

- Se $\gamma_{xy}^2(f) = 1$, il sistema è perfettamente lineare e l'uscita è totalmente causata dall'ingresso a quella frequenza.
- Se $\gamma_{xy}^2(f) = 0$, i due segnali sono completamente scorrelati.
- Se $0 < \gamma_{xy}^2(f) < 1$, la relazione lineare è degradata dalla presenza di rumore nelle misure, da comportamenti non lineari del sistema o dall'influenza di altri ingressi non considerati.

4.1.5 Algoritmo di identificazione

La procedura di identificazione si basa sul metodo di *equation error*. Tale approccio consente di determinare i polinomi b e a risolvendo il seguente problema di minimizzazione:

$$\min_{b,a} \sum_{k=1}^n w_t(k) |h(k)A(\omega(k)) - B(\omega(k))|^2 \quad (4.2)$$

Il problema viene ricondotto alla costruzione di un sistema di equazioni lineari, successivamente risolto mediante l'operatore di divisione sinistra (\setminus). Nella (4.2), $A(\omega(k))$ e $B(\omega(k))$ rappresentano le trasformate di Fourier dei polinomi a e b , rispettivamente, valutate alla frequenza $\omega(k)$, mentre n indica il numero di punti in frequenza (ovvero la lunghezza dei vettori a e ω).

L'algoritmo è basato sul metodo di Levi [15]. In letteratura sono state proposte diverse varianti, nelle quali la funzione di pesatura w_t viene scelta in modo da ridurre l'influenza delle alte frequenze.

Un algoritmo considerato superiore, noto come metodo *output-error*, impiega invece una procedura iterativa di Gauss-Newton smorzato [16], utilizzando come stima iniziale il risultato ottenuto con il metodo precedente. In questo caso viene risolto direttamente il problema di minimizzazione della somma pesata degli errori quadratici tra la risposta in frequenza stimata dal modello e quella desiderata:

$$\min_{b,a} \sum_{k=1}^n w_t(k) \left| h(k) - \frac{B(\omega(k))}{A(\omega(k))} \right|^2 \quad (4.3)$$

4.2 Toolbox Matlab utilizzati

In Matlab i toolbox sono pacchetti o raccolte specializzate di funzioni, app e codice pre-costruito, progettate per ambiti applicativi specifici come il controllo, l'elaborazione dei segnali, il deep learning e l'acquisizione dati. In questa sezione sono riportati i due pacchetti richiesti in questo progetto, descrivendo le funzioni utilizzate.

4.2.1 System Identification Toolbox

Il System Identification Toolbox™ fornisce funzioni Matlab®, blocchi Simulink® e app per la modellazione di sistemi dinamici, l'analisi di serie temporali e la previsione. È possibile apprendere le relazioni dinamiche tra variabili misurate per creare funzioni di trasferimento, modelli di processo e modelli in spazio di stato, sia a tempo continuo sia a tempo discreto, utilizzando dati nel dominio del tempo o dati nel dominio della frequenza. Per approfondire si veda [17].

Dati di input-output e relative proprietà per l'identificazione del sistema nel dominio del tempo o della frequenza

L'oggetto `iddata` [18] si utilizza per inglobare i dati di misurazione di input e output per il sistema che si desidera identificare. Le funzioni di identificazione del sistema utilizzano queste misurazioni per stimare un modello. Le funzioni di validazione del modello utilizzano le misurazioni di input per fornire l'input per le simulazioni e le misurazioni di output per confrontare in che misura la risposta stimata del modello si adatta ai dati originali.

Gli oggetti `iddata` possono contenere un singolo insieme di misurazioni o più insiemi. Ogni insieme di dati corrisponde a un esperimento. Gli oggetti hanno le seguenti caratteristiche, che sono codificate nelle proprietà dell'oggetto:

- I dati possono essere nel dominio della frequenza o nel dominio del tempo ed è possibile convertire gli oggetti da un dominio all'altro.
- Nel dominio del tempo, i dati possono essere campionati in modo uniforme o non uniforme. Tuttavia, per utilizzare l'oggetto `iddata` per la stima, i dati devono essere campionati in modo uniforme e i dati di input e output per ogni esperimento devono essere registrati negli stessi istanti.
- È possibile specificare le proprietà dei dati, come il tempo di campionamento, il tempo di inizio, i punti temporali, i punti di campionamento in frequenza e il comportamento intercampione.
- È possibile fornire etichette e commenti per differenziare e annotare i componenti dei dati, gli esperimenti e l'oggetto nel suo complesso.

Per accedere alle proprietà dell'oggetto, si utilizza la notazione col punto. Ad esempio, si supponga di creare un oggetto `iddata` con il comando `sys = iddata(ym,um,Tsamp)`: dove `ym` sono i dati di output misurati, `um` sono i dati di input misurati e `Tsamp` è il tempo di campionamento. `iddata` memorizza queste variabili rispettivamente nelle proprietà `InputData`, `OutputData` e `Ts`. È possibile visualizzare o modificare i dati utilizzando `sys.InputData`, `sys.OutputData` e `sys.Ts`.

Funzione di stima empirica della funzione di trasferimento

La funzione `g = etfe(data)` [19] stima una funzione di trasferimento della forma:

$$y(t) = G(q)u(t) + v(t)$$

`data` contiene dati di input/output nel dominio del tempo o della frequenza, oppure dati di serie temporali. Può essere in formato tabella oraria, coppia di matrici numeriche separate da virgole o oggetto `iddata` nel dominio del tempo o della frequenza.

Se `data` contiene segnali di input/output nel dominio del tempo, `g` rappresenta il rapporto tra la trasformata di Fourier di output e la trasformata di Fourier di input per i dati.

Per dati non periodici, la funzione di trasferimento viene stimata a 128 frequenze equispaziate.

Se i dati contengono segnali di ingresso/uscita nel dominio della frequenza, `g` rappresenta il rapporto tra uscita e ingresso a tutte le frequenze in cui l'ingresso è diverso da zero.

Se i dati contengono dati di serie temporali (senza canali di ingresso), `g` rappresenta il periodogramma, ovvero il quadrato assoluto normalizzato della trasformata di Fourier dei dati. La stima spettrale corrispondente viene normalizzata.

Funzione di analisi spettrale con risoluzione dipendente dalla frequenza

La funzione `g = spafdr(data)` [20] stima la risposta in frequenza ingresso-uscita $G(\omega)$ e lo spettro di rumore ϕ_ν del modello lineare generale.

$$y(t) = G(q)u(t) + v(t)$$

dove $\phi_\nu(\omega)$ è lo spettro di $\nu(t)$.

`data` contiene dati di ingresso/uscita nel dominio del tempo o della frequenza, oppure dati di serie temporali. Può essere in formato tabella, coppia di matrici numeriche separate da virgole o un oggetto `iddata`. I dati possono essere a valori complessi e nel dominio del tempo o della frequenza. In caso di esperimenti multipli, `data` può essere un array di celle.

Può anche essere un oggetto `idfrd` contenente dati di risposta in frequenza. `g` è

un oggetto `idfrd` con la stima di $G(e^{i\omega})$ alle frequenze ω specificate dal vettore riga `w`.

Include anche informazioni sulla stima dello spettro di $\phi_\nu(\omega)$ alle stesse frequenze. Entrambi i risultati vengono restituiti con le covarianze stimate, incluse in `g`.

`g = spafdr(data,Resol,w)` specifica le frequenze e la risoluzione in frequenza.

4.2.2 Signal Processing Toolbox

Signal Processing Toolbox™ fornisce funzioni e app per gestire, analizzare, pre-elaborare ed estrarre caratteristiche da segnali campionati in modo uniforme e non uniforme. La toolbox include strumenti per la progettazione e l'analisi dei filtri, il ricampionamento, lo smoothing, il detrending e la stima dello spettro di potenza.

È possibile accedere ed elaborare raccolte di file e grandi set di dati utilizzando i datastore dei segnali. Per approfondire si veda [21].

Magnitude-squared coherence

La funzione `cxy = mscohere(x,y)` [22] calcola la stima della coerenza al quadrato dell'ampiezza, `cxy`, dei segnali di ingresso `x` e `y`.

- Se `x` e `y` sono entrambi vettori, devono avere la stessa lunghezza.
- Se uno dei segnali è una matrice e l'altro è un vettore, la lunghezza del vettore deve essere uguale al numero di righe della matrice. La funzione espande il vettore e restituisce una matrice di stime della coerenza al quadrato dell'ampiezza, colonna per colonna.
- Se `x` e `y` sono matrici con lo stesso numero di righe ma un numero diverso di colonne, `mscohere` restituisce una matrice di coerenza multipla. La `m`-esima colonna di `cxy` contiene una stima del grado di correlazione tra tutti i segnali di ingresso e il `m`-esimo segnale di uscita.
- Se `x` e `y` sono matrici di dimensioni uguali, allora `mscohere` opera per colonne: `cxy(:,n) = mscohere(x(:,n),y(:,n))`. Per ottenere una matrice di coerenza multipla, aggiungere 'mimo' all'elenco degli argomenti.

Identify continuous-time filter parameters from frequency response data

`[b,a] = invfreqs(h,w,n,m,wt)` [23] pondera gli errori di adattamento rispetto alla frequenza utilizzando il peso `wt`.

Argomenti di input:

- `h`: risposta frequenziale, specificata come vettore

- w : frequenza angolare
- n, m : ordine desiderato dei polinomi al numeratore e al denominatore, specificato come scalari interi positivi
- w_t : fattori di ponderazione, specificati come un vettore. w_t è un vettore di fattori di ponderazione che ha la stessa lunghezza di w .

Argomenti di output:

- b, a : coefficienti della funzione di trasferimento, restituiti come vettori. Esprimere la funzione di trasferimento in termini di b e a come

$$H(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b(1)s^n + b(2)s^{n-1} + \dots + b(n+1)}{a(1)s^m + a(2)s^{m-1} + \dots + a(m+1)}$$

La funzione utilizza un metodo di equation error (visto in sezione 4.1.5) per identificare il modello che meglio approssima i dati disponibili.

4.3 Prove di identificazione

L'esperimento è stato eseguito tramite il modello simulink di figura 4.2. Si nota la presenza del segnale chirp (con la possibilità di sceglierne l'ampiezza) a cui viene sommato un offset di 5V. Questo offset rappresenta la posizione centrale del piezo, considerando infatti che questo segnale verrà moltiplicato per un fattore 6 (tramite l'amplificatore), ci si "posiziona" a 30V. Corrispondenti alla posizione zero della corsa dell'attuatore, garantendo una corretta procedura di identificazione.

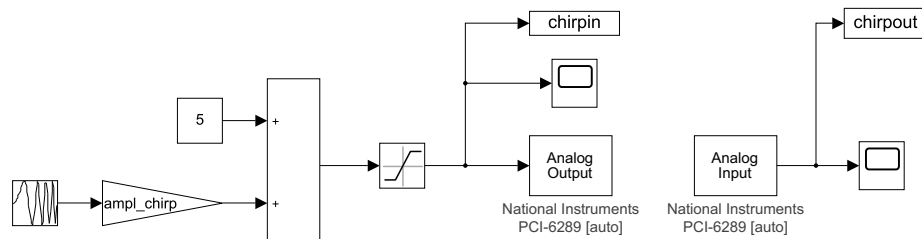


Figura 4.2: Modello Simulink per le prove di identificazione della funzione di trasferimento

Nella catena di controllo è presente in seguito un saturatore, per salvaguardare la strumentazione e non uscire dal range nominale di tensione. I blocchi Analog Output e Analog Input rappresentano rispettivamente l'uscita analogica in tensione e l'ingresso analogico in tensione della scheda DAQ. Come è stato specificato in sezione 3.4, i range di tensione sono $[-10V, +10V]$ per entrambe. All'uscita seguirà poi l'amplificatore (vedi 3.2), mentre l'ingresso

segue l'uscita del laser (che effettua la misura di posizione).

Sono stati eseguiti diversi esperimenti applicando il segnale chirp, con differenti ampiezze.

In figura 4.3, si riporta la lettura di posizione, ottenuta dall'esperimento eseguito con i parametri riportati in tabella 4.2. Si nota la risonanza meccanica del sistema. La misura di posizione è stata ottenuta a partire dalla lettura del

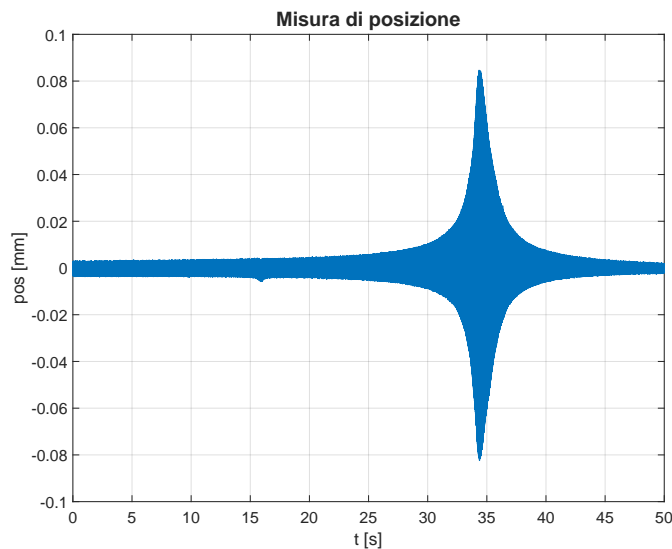


Figura 4.3: Misura di posizione dell'esperimento chirp (vedi tabella 4.2)

laser in volt, moltiplicata per il fattore di scala $0.1[mm/V]$.

Per ogni ampiezza del chirp, sono state eseguite prove multiple (nelle stesse

Tabella 4.2: Parametri esperimento chirp

Frequenza di Campionamento	[kHz]	5
Durata esperimento	[s]	50
Ampiezza segnale chirp	[V]	0.1
Frequenza iniziale chirp	[Hz]	50
Frequenza finale chirp	[Hz]	850

condizioni), constatando la ripetibilità delle misure. Delle diverse ampiezze sono stati privilegiati gli esperimenti con ampiezza minore, permettendo di contenere l'effetto delle non linearità.

E' necessario però valutare un importante aspetto dell'analisi dei segnali, nell'intervallo di frequenze considerato, la risposta frequenziale deve fare fede alle caratteristiche del sistema. In un esperimento reale, infatti, sono tanti i fenomeni che intervengono e discostano i risultati attesi da quelli ottenuti.

```

1      % remove mean value
2      pos_m = detrend(pos,0);
3      u_m = detrend(u_volt,0);

```

```

4
5      % Coherence
6      [Cxy,F] = mscohere(u_m,pos_m,[],[],[],Fs);

```

Listing 4.1: Codice per rimuovere eventuali regressioni del segnale e calcolare la coerenza

La coerenza del segnale (vedi sezione 4.1.4) viene calcolata utilizzando la funzione `mscohere`. Nel codice riportato al listato 4.1, è stata utilizzata in primis la funzione `detrend` per rimuovere la retta di regressione più vicina dal segnale di posizione e dal segnale di comando. I dati puliti sono stati forniti in input a `mscohere`, il risultato è visibile in figura 4.4: dove è stata riportata la Coherence e la Coherence "smussata", applicando un filtro moving average di 40 campioni. Il range in cui la coerenza è superiore a 0.9 è compreso tra i 60 e

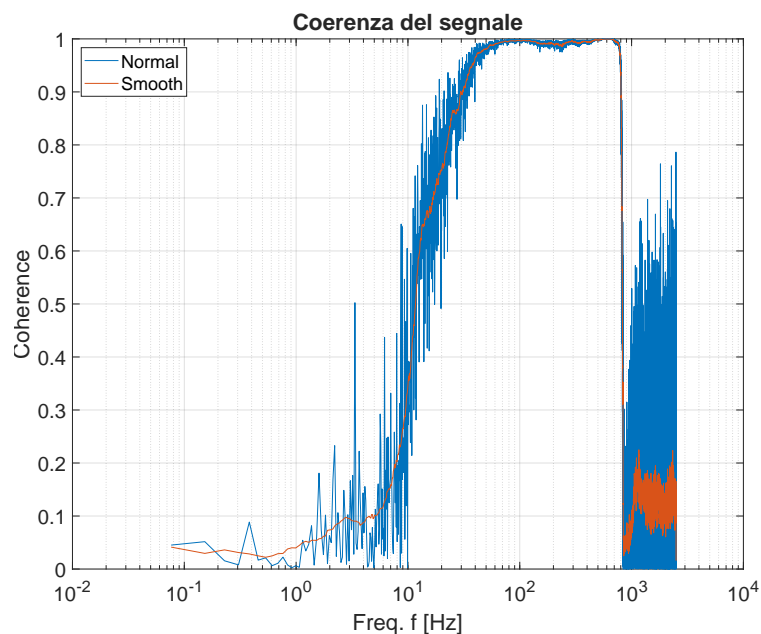


Figura 4.4: Coerenza del segnale (normal) e versione filtrata applicando filtro moving average (smooth)

gli 800Hz, conseguentemente le prove successive sono state eseguite applicando un segnale chirp in questo intervallo di frequenze. La coerenza filtrata risulta un po' ripulita dal rumore.

4.4 Determinazione della risposta frequenziale

Le misure ottenute hanno permesso di effettuare la stima della risposta frequenziale, inizialmente con la funzione `etfe` di Matlab (descritta in sezione 4.2.1). Successivamente, applicando una finestra di smoothing, è stata ricavata una stima pulita dalle non idealità con la funzione `spafdr` (sezione 4.2.1).

```

1      f_init = 60;
2      f_fin = 800;
3
4      % number of freq. points
5      n_freq = 2^12;
6
7      % Hamming window value
8      M_hamming = round(length(pos_m)/100);
9      N_grid = 2^10;
10
11     data = iddata(pos_m, u_m, Ts);
12
13     Getfe = etfe(data, M_hamming, N_grid);
14     [mag_etfe, phase_etfe, w_etfe] = bode(Getfe);
15     mag_etfe = squeeze(mag_etfe);
16     phase_etfe = squeeze(phase_etfe);
17     w_etfe = squeeze(w_etfe); % rad/s
18
19     % extract characteristic in specific frequency
20     % range
21     f = logspace(log10(f_init), log10(f_fin), n_freq)';
22     Gspafdr = spafdr(data, 2*pi, 2*pi*f); %Smoothing by
23     % data compression
24     [mag_spa, phase_spa, w_spa] = bode(Gspafdr);
25     mag_spa = squeeze(mag_spa);
26     phase_spa = squeeze(phase_spa);
27     w_spa = squeeze(w_spa);

```

Nel codice riportato si nota che:

- i dati di input e output ottenuti dalle prove vengono inglobati in un oggetto `iddata` (visto in sezione 4.2.1)
- per la funzione `etfe` è stata utilizzata una finestra di tipo Hamming
- il range di frequenze è compreso tra `f_init` e `f_fin` ed è stato scelto secondo i valori della coherence
- i dati ottenuti da `etfe` e `spafdr` vengono ripuliti dalle dimensioni superflue tramite la funzione `squeeze` di Matlab [24]

Dai diagrammi di modulo e fase in figura 4.5, si nota che il risultato della stima empirica e l'analisi spettrale con risoluzione dipendente dalla frequenza producono la stessa risposta frequenziale.

4.4.1 Ritardo del sistema di acquisizione

Dal diagramma in figura 4.5, si nota un calo anomalo della fase rispetto a quanto atteso per un tipico sistema del secondo ordine. Per comprendere la natura del fenomeno, è necessario quantificare questa deriva della fase. Osservando la deriva della fase si nota che in corrispondenza del picco di risonanza

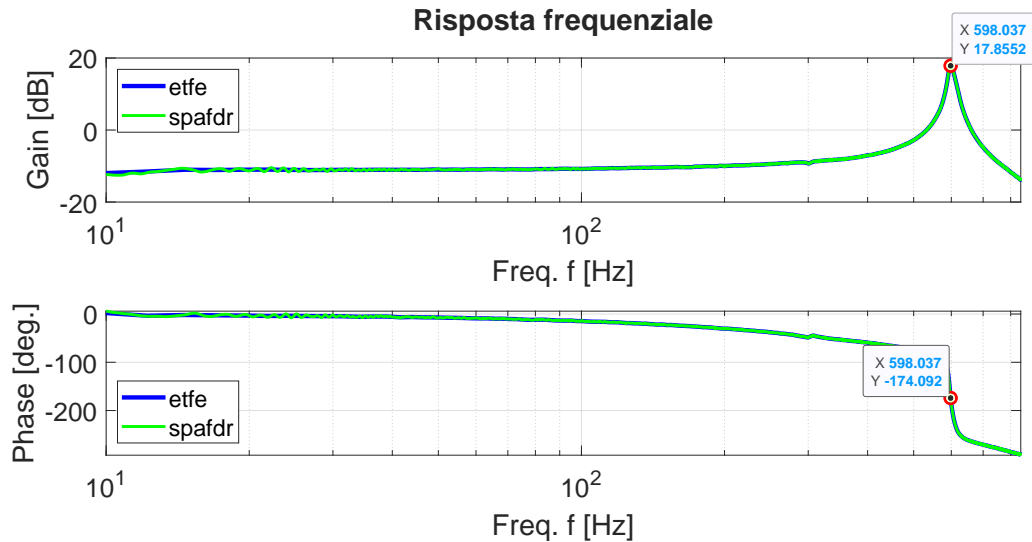


Figura 4.5: Diagramma di Bode della risposta frequenziale, ricavata con la funzione `etfe` (blu) e `spafdr` (verde). Alla frequenza di risonanza è evidenziato il valore della fase

($\omega_r = 3771,02 \text{ rad/s}$), la fase si trova a $-177,627^\circ$ rispetto ai -90° attesi. Di conseguenza il ritardo di fase è pari a:

$$\Delta\varphi = |-174,092^\circ - (-90^\circ)| = 84,092^\circ$$

in radianti corrisponde a $\Delta\varphi = 1,4677 \text{ rad}$. Il ritardo temporale è dato da:

$$\Delta T = \frac{\Delta\varphi}{\omega_r} = 390,59 \mu\text{s}$$

Dividendo quest'ultimo per il tempo di campionamento T_S , risulta un ritardo di due campioni, che trova origine nella catena di acquisizione dati.

```

1     m = abs(Gspafdr.ResponseData(:));
2     p = unwrap(angle(squeeze(Gspafdr.ResponseData
3         (:))) + w_spa*2*Ts);
4
5     response_delayed = m .* exp(1j * p);
6     response_delayed = squeeze(response_delayed(:))
7     ;

```

Listing 4.2: Calcolo della risposta ritardata

Nel listato 4.2 viene calcolata la risposta ritardata del sistema, a partire dal modulo della `spafdr` e dalla fase con l'aggiunta del ritardo di 2 campioni. Verrà utilizzata per il fitting.

4.4.2 Fitting del sistema

Per effettuare il fitting del sistema e ricavare la corrispondente funzione di trasferimento a partire dai dati in frequenza, è stata impiegata la funzione `invfreqs` (vista in sezione 4.2.2).

```
1      order_n = 0;
2      order_d = 2;
3
4      % modeling by matlab command 'invfreqs'
5      n_freq_points = 10000;
6      weight = [1000*ones(1,1000) 10*ones(1,2000)
7                0.1*ones(1,200) 0.0001*ones(1,296) 0.01*ones
8                (1,600)];
9      [b_dxmu,a_dxmu] = invfreqs(response_delayed,
10     Gspafdr.Frequency(:), ...
11     order_n, order_d, weight, n_freq_points);
12
13     [mag_fitting,phase_fitting, w_fit] = bode(tf(
14     b_dxmu,a_dxmu),2*pi*f);
```

Listing 4.3: Codice per eseguire il fitting del modello del sistema

Come si evince dal codice riportato al listato 4.3, la funzione di trasferimento del sistema è stata ottenuta ponendo:

- grado denominatore = 2
- grado numeratore = 1
- considerando la risposta frequenziale ottenuta con `spafdr` e tenendo conto del ritardo di acquisizione
- tarando una matrice di pesi `weight`

La matrice dei pesi è stata tarata in maniera iterativa, verificando graficamente che il fitting ottenuto seguisse la risposta frequenziale.

In figura 4.6 si nota che il fitting non è perfettamente identico alla risposta frequenziale ricavata, infatti essa stessa è ottenuta da una stima e quindi non rappresenta il sistema reale alla perfezione.

Una scelta opportuna della matrice dei pesi ha permesso di trovare il giusto compromesso per rispecchiare al meglio l'andamento della risposta frequenziale. Nello specifico i pesi hanno favorito le frequenze più basse principalmente (guadagno statico) e la posizione del picco di risonanza.

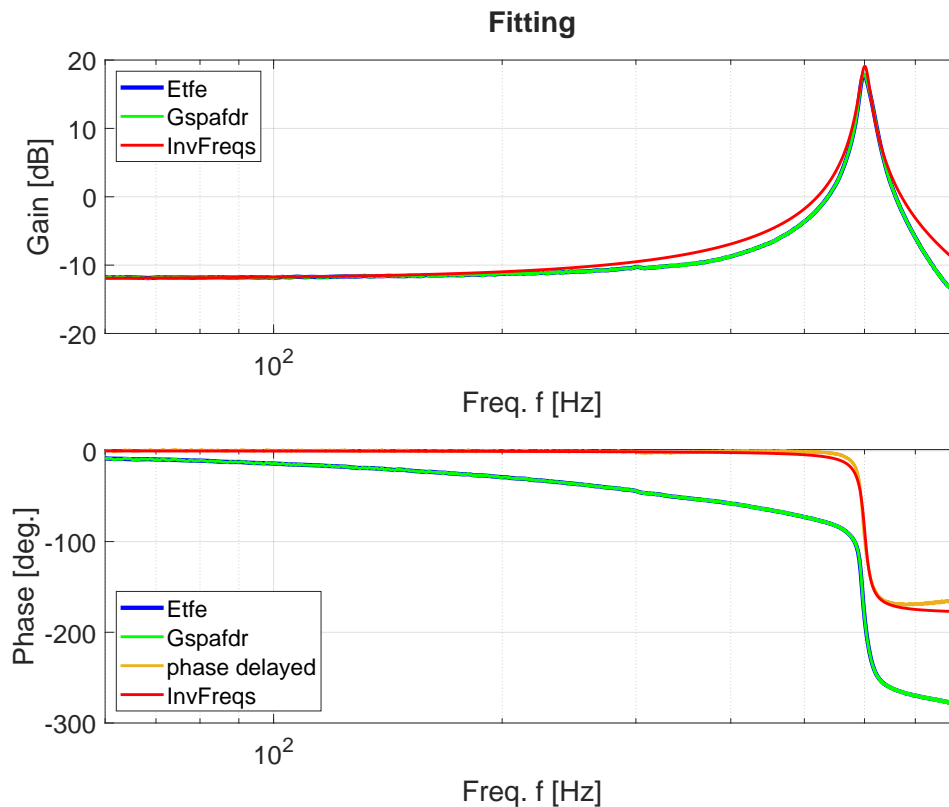


Figura 4.6: Confronto tra risposta frequenziale ottenuta con `etfe`, `spafdr`, fase ritardata e `invfreqs`

4.4.3 Modello ottenuto

La funzione di trasferimento ottenuta è la seguente:

$$G(s) = \frac{3.591 \cdot 10^6}{s^2 + 89.65s + 1.429 \cdot 10^7}$$

Di cui si evidenziano i parametri di interesse:

- frequenza naturale: $\omega_n = 3770 \text{ rad/s}$
- fattore di smorzamento: $\xi = 0.014$
- poli: $s_{1,2} = -52,7 \pm 3770i$

Risulta quindi un sistema molto sottosmorzato, con oscillazioni ad alta frequenza e un decadimento lento.

Considerando il ritardo di due campioni (calcolato in sezione 4.4.1) si ha:

$$G(s) = \frac{3.591 \cdot 10^6}{s^2 + 89.65s + 1.429 \cdot 10^7} \cdot e^{-2 \cdot T_s \cdot s} = \frac{6.792 \cdot 10^6}{s^2 + 260.7s + 3.081 \cdot 10^7}$$

Capitolo 5

Sistema di Controllo in feedback

Il progetto del sistema di controllo prevede un anello in feedback, con un controllore di tipo PID, e uno in feedforward, per la compensazione dell'isteresi. Quest'ultimo verrà trattato nel capitolo 6.

5.1 Filtro Notch

Per progettare un PID stabile e performante tramite la sintesi di Bode, è fondamentale che la funzione di trasferimento ad anello aperto abbia un solo attraversamento del guadagno unitario. Avere un unico attraversamento garantisce la stabilità (margine di fase univoco) ed evita comportamenti oscillatori indesiderati causati da molteplici intersezioni. Per questo è stato progettato un filtro notch, con l'obiettivo di eliminare la risonanza del sistema meccanico.

5.1.1 Premessa

L'attenuazione di solo una piccola porzione dello spettro di frequenza di un segnale, lasciando inalterato il resto dello spettro, si ottiene comunemente utilizzando un filtro biquadratico, la cui risposta in frequenza è caratterizzata da un taglio attorno a una frequenza centrale specificata.

Oltre alla frequenza centrale, un filtro equalizzatore parametrico è caratterizzato anche dalla sua larghezza di banda. Nello specifico, filtri notch sono caratterizzati da una larghezza di banda ridotta rispetto alla loro frequenza centrale.

La struttura biquad dei filtri parametrici digitali è trattata in [25].

5.1.2 Progettazione

In alternativa alla trasformazione di un progetto analogico, i filtri vengono talvolta progettati direttamente nel dominio digitale.

Un modo efficiente per realizzare il notch, è utilizzare un filtro a risposta impulsiva infinita (IIR) di secondo ordine (filtro biquadratico).

La funzione di trasferimento del filtro deriva da prototipi analogici:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}$$

Normalizzando:

$$H(z) = \frac{\frac{b_0}{a_0} + \left(\frac{b_1}{a_0}\right)z^{-1} + \left(\frac{b_2}{a_0}\right)z^{-2}}{1 + \left(\frac{a_1}{a_0}\right)z^{-1} + \left(\frac{a_2}{a_0}\right)z^{-2}}$$

Il progetto dipende dai parametri iniziali che seguono

- frequenza di campionamento: $F_S = 5kHz$
- pulsazione risonanza: $\omega_r = 3850rad/s$
- guadagno in dB: $Q_{dB} = -30dB$
- fattore di qualità: $Q = 1$

Dove il guadagno in dB è stato determinato con l'obiettivo di cancellare il picco di risonanza. Infatti osservando figura 4.6, si ricava facilmente l'escursione del picco rispetto al guadagno statico (pari a 30dB). Il guadagno del filtro viene poi calcolato a partire dal valore in dB:

$$G = 10^{G_{db}/20}$$

La pulsazione centrale del filtro è data dal seguente rapporto:

$$\omega_0 = \frac{\omega_r}{F_S}$$

Di seguito sono riportate le espressioni per il calcolo dei coefficienti del filtro. Polinomio numeratore:

$$b_0 = 1 + \alpha G \qquad b_1 = -2\cos(\omega_0) \qquad b_2 = 1 - \alpha G$$

Polinomio denominatore:

$$a_0 = 1 + \frac{\alpha}{G} \qquad a_1 = -2\cos(\omega_0) \qquad a_2 = 1 - \frac{\alpha}{G}$$

Dove

$$\alpha = \frac{\sin(\omega_0)}{2Q}$$

La progettazione di notch IIR di secondo ordine con posizionamento di poli/zeri è approfondita in [26], come parte di un quadro generale di filtri notch digitali. Il codice per il calcolo dei coefficienti del filtro è riportato in Appendice C e ha consentito di ottenere una curva monotonicamente decrescente intorno alla frequenza di taglio desiderata.

5.2 Identificazione del sistema piezo+notch

Il progetto del controllore viene eseguito a partire dal sistema filtrato, che comprende l'attuatore piezoelettrico e il filtro notch. Pertanto è stata eseguita una nuova procedura di identificazione per stimare la funzione di trasferimento dell'attuatore filtrato. Come riportato in figura 5.1, la schema è equivalente a quello visto in precedenza (figura 4.2, sezione 4.3), se non per la presenza del filtro notch, che corrisponde all'ingresso del sistema da identificare.

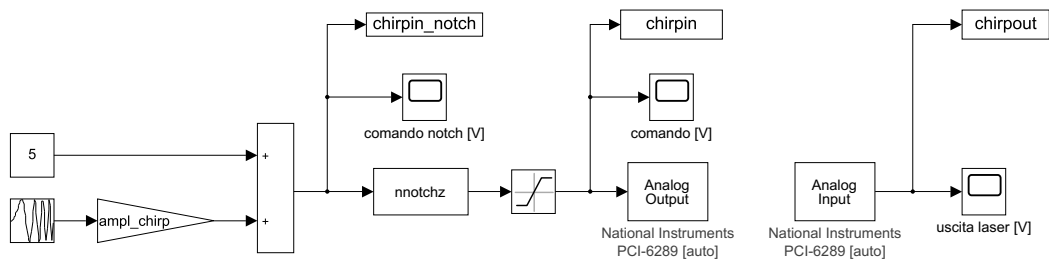


Figura 5.1: Modello Simulink per le prove di identificazione del sistema notch + attuatore

Il miglior modo per verificare l'effetto del filtro notch è osservare l'andamento dell'uscita di posizione.

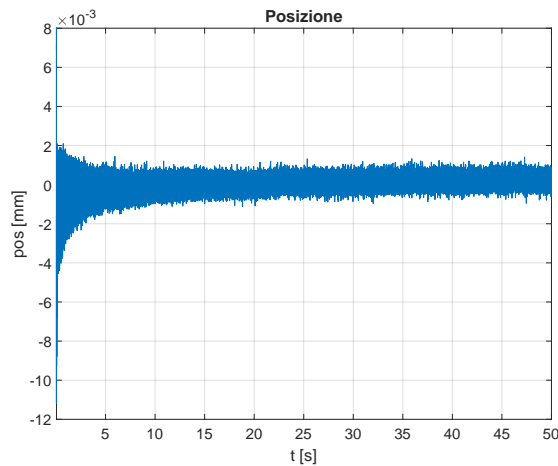


Figura 5.2: Misura di posizione del sistema filtrato (notch + attuatore)

Osservando figura 5.2, si nota che il picco di risonanza è stato cancellato correttamente. Il transitorio iniziale è dovuto all'allineamento del piezo al centro della sua corsa, corrispondente allo zero di posizione. Dalla procedura di identificazione, secondo quanto visto al capitolo precedente, è stato eseguito il fitting. In figura 5.3 si riporta il diagramma di bode ottenuto.

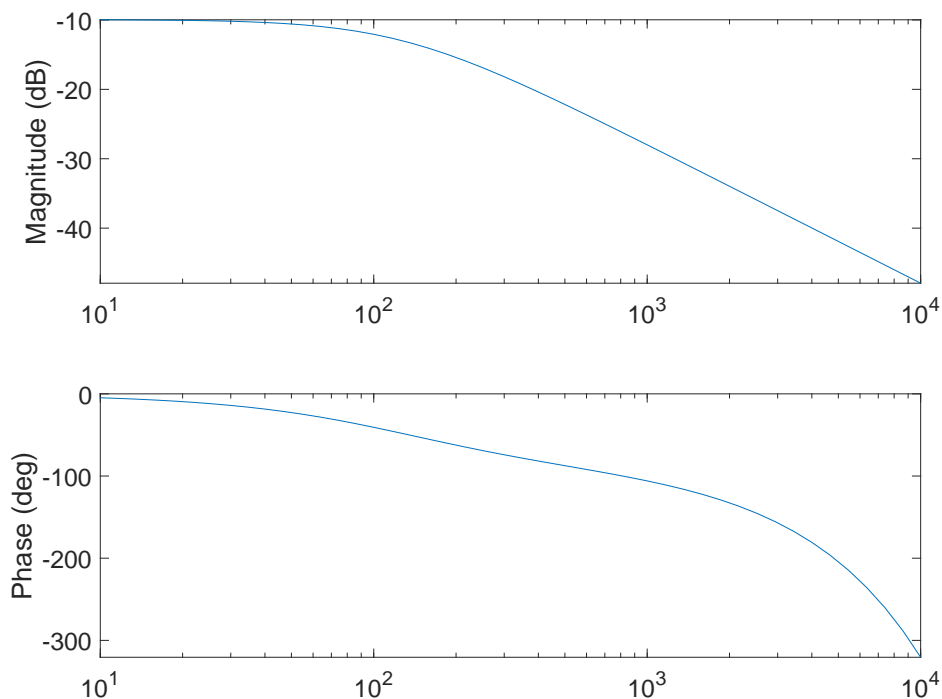


Figura 5.3: Diagramma di Bode del sistema fittato, comprendente notch e attuatore

A partire da questo sistema equivalente, verrà eseguita la sintesi del controllore PID.

5.3 Sintesi del controllore PID

La frequenza di attraversamento è stata scelta significativamente inferiore alla risonanza meccanica del sistema, in accordo con i criteri di robustezza per sistemi elastici, al fine di evitare l'eccitazione delle dinamiche flessibili non completamente compensate dal filtro notch.

In tabella 5.1 si riportano i parametri di progetto per il controllore. Lo script

Tabella 5.1: Parametri di progetto PID

Pulsazione di attraversamento	[rad/s]	5
Margine di fase	[°]	50
Rapporto T_I/T_d		15

utilizzato per il calcolo dei parametri del PID è riportato in Appendice D, di seguito l'output:

- $K_P = 0.7457$
- $K_I = 395$

- $K_D = 9.3846 \cdot 10^{-5}$

Per verificare le prestazioni del controllore ottenuto, prima ancora della simulazione, è stato utilizzata la funzione `margin` (vedi figura 5.4).

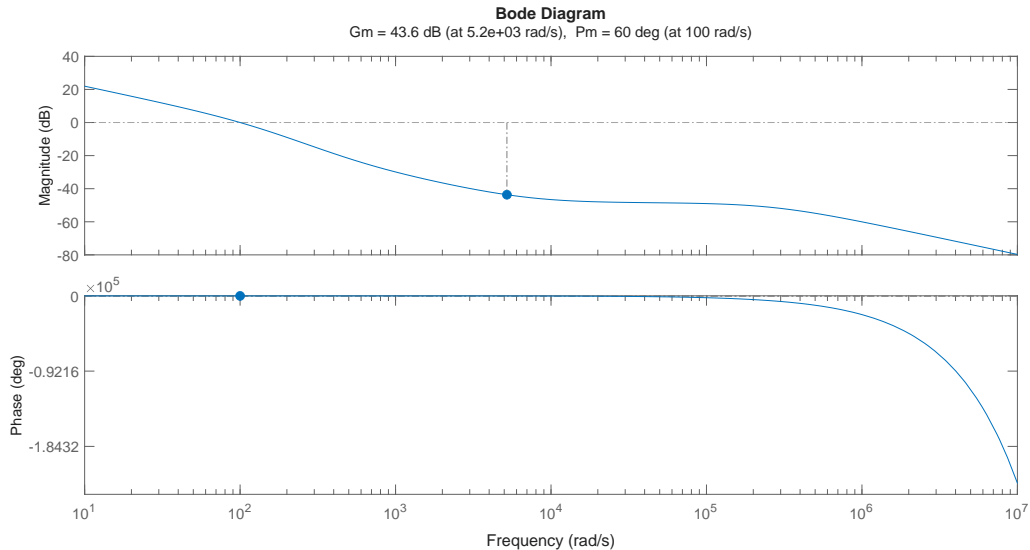


Figura 5.4: Diagramma di Bode del sistema controllore + filtro notch + attuatore piezo

Si nota che, per soddisfare le specifiche di progetto richieste, il guadagno dell'integratore ottenuto è di un ordine di grandezza troppo elevato, considerando i limiti posti dal saturatore. Per far fronte a questa problematica, è stata prevista la desaturazione dell'azione integrale.

5.4 Simulazioni

La simulazione è stata eseguita secondo lo schema del modello simulink riportato in appendice E, figura E.1 (devo ancora inserirla).

Come riferimento è stato previsto un segnale a gradino di ampiezza 0.1mm. Il regolatore PID (progettato a tempo continuo), è preceduto da un quantizzatore, per simulare la natura discreta del controllore nel sistema reale. L'azione integrale, oltre a prevedere la desaturazione, viene attivata in seguito al completamento dell'allineamento del piezo (descritto in sezione 5.5.1) evitando che si integri anche l'errore iniziale.

Il filtro Notch è implementato a tempo discreto, come da progetto.

La saturazione del comando introduce il limite all'ampiezza del segnale di controllo ($\pm 10V$).

E' stato introdotto il ritardo del sistema di acquisizione (2 campioni).

L'attuatore è rappresentato dalla funzione di trasferimento ricavata dal fitting

del sistema (vedi sezione ??).

La lettura di posizione eseguita dal laser, viene corretta con il fattore di scala di 0.1 [V/mm].

Per la simulazione si è scelto un tempo di campionamento 10 volte inferiore

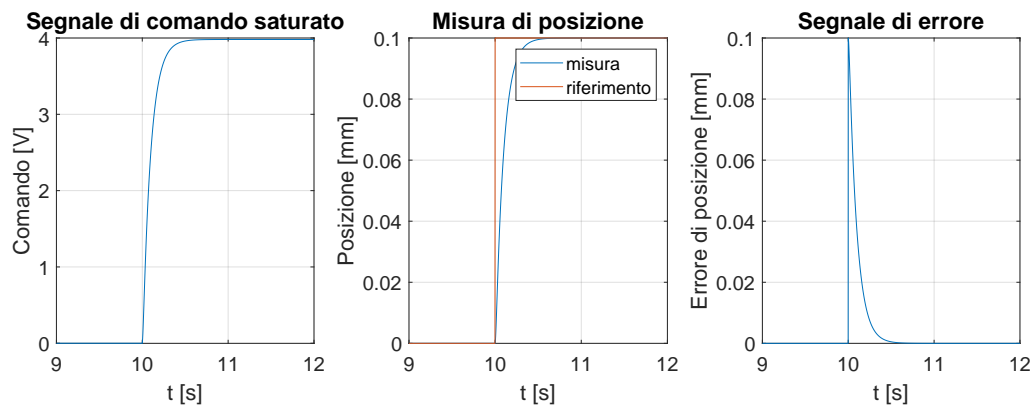


Figura 5.5: Segnale di comando, misura di posizione, errore di posizione ottenuti dalla simulazione

a quello previsto per gli esperimenti, con l'obiettivo di rendere il modello a tempo continuo del piezo più vicino possibile al reale.

In figura 5.5, sono riportati alcuni grafici di interesse: il segnale di comando non satura e l'uscita di posizione segue con buone prestazioni il riferimento richiesto, annullando l'errore rapidamente.

5.5 Esperimenti

Si riporta in figura 5.6 lo schema a blocchi del sistema di controllo in catena chiusa del piezo.

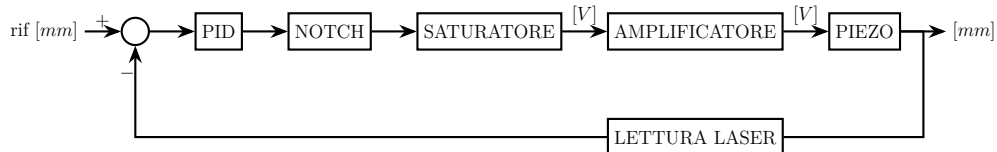


Figura 5.6: Schema a blocchi del controllo in feedback

In Appendice E (figura E.2), è riportato lo schema Simulink corrispondente.

Prima di eseguire gli esperimenti, c'è un'importante fase da svolgere: posizionare il piezo al centro della sua corsa.

5.5.1 Allineamento

Conoscendo le informazioni in merito all'intervallo di tensione di esercizio (visti in sezione 3.1), la posizione centrale corrisponde alla tensione di 30V. L'allineamento del piezo avviene applicando una rampa di tensione fino al raggiungimento del valore necessario. Sapendo che l'amplificatore ha guadagno 6, per raggiungere i 30V richiesti, la rampa porta il segnale di comando a 5V.

In seguito il comando viene trasferito al controllore PID con uno switch.

La necessità di portare l'attuatore al suo zero di posizione, di conseguenza richiede che anche la misura della posizione (terminato l'allineamento) venga azzerata.

Il laser è dotato di un'uscita digitale di reset dedicata. Tuttavia, senza complicare l'hardware e il condizionamento dei segnali, il reset è stato eseguito via software in Simulink.

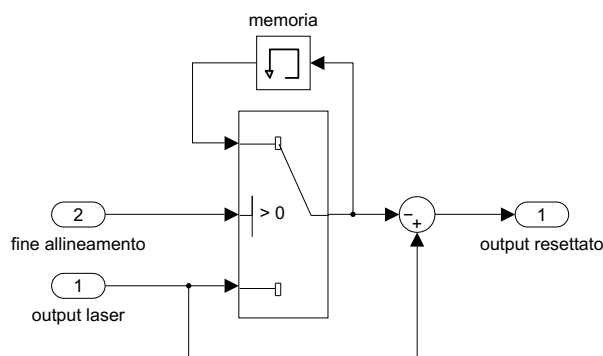


Figura 5.7: Schema Simulink per azzerare la lettura di posizione del laser, dopo aver terminato l'allineamento del piezo

Come riportato in figura 5.7, terminato l'allineamento, viene memorizzata la posizione raggiunta. Quest'ultima poi, sottratta alla lettura del laser, fornisce la misura di posizione resettata.

5.5.2 Risultati ottenuti

I risultati ottenuti in risposta ad un segnale di riferimento a gradino sono soddisfacenti e validano la scelta del controllo in retroazione. Nelle figure seguenti sono riportate le grandezze di interesse per due esperimenti eseguiti con un riferimento di ampiezza differente.

Tuttavia, cambiando il tipo di segnale di riferimento, si risente delle non idealità che il controllo in retroazione non è in grado di compensare. Ad esempio in figura 5.10 è riportato un esperimento con segnale di riferimento sinusoidale, di ampiezza 0.1mm e frequenza 1Hz. Si comprende la necessità di un controllo più sofisticato per migliorare le prestazioni, che verrà trattato nel capitolo seguente.

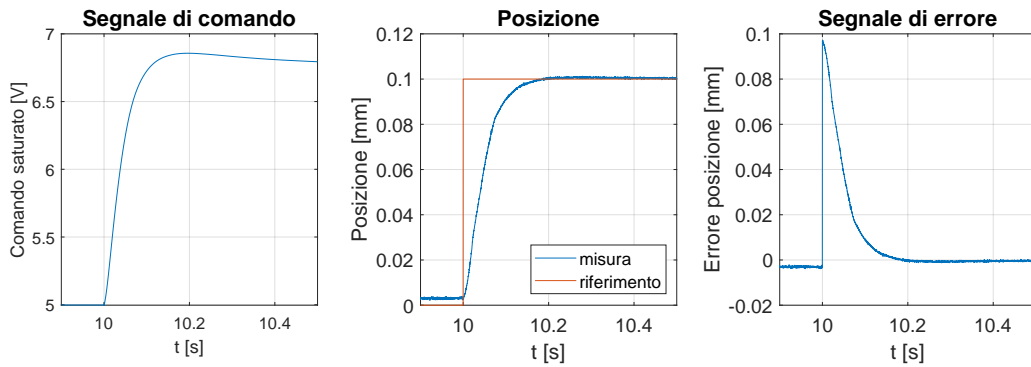


Figura 5.8: Segnale di comando, posizione ed errore ottenuti dall'esperimento con riferimento a gradino di ampiezza 0.1mm

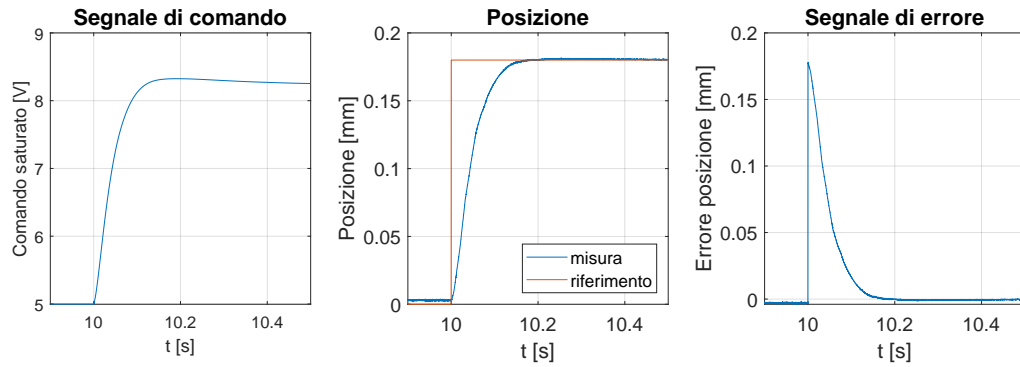


Figura 5.9: Segnale di comando, posizione ed errore ottenuti dall'esperimento con riferimento a gradino di ampiezza 0.18mm

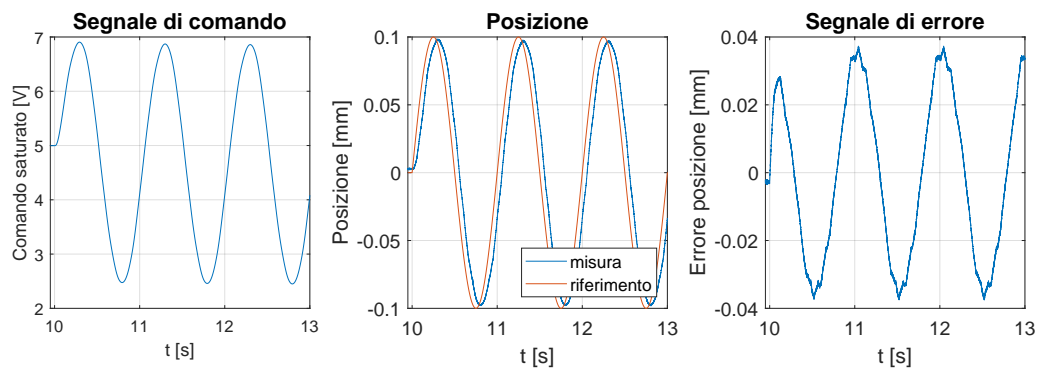


Figura 5.10: Segnale di comando, posizione ed errore ottenuti dall'esperimento sinusoidale di ampiezza 0.1mm e frequenza 1Hz

Capitolo 6

Compensazione dell'isteresi

Gli esperimenti dimostrano che il controllo in feedback senza un'esplicita inclusione dell'isteresi ha scarse prestazioni nelle applicazioni di tracciamento. Pertanto è necessario considerarla. Un approccio generico al controllo dei sistemi isteretici consiste nel combinare la compensazione inversa con il feedback [27].

6.1 Isteresi nei materiali piezoelettrici

Le cause fisiche dell'isteresi risiedono nella presenza di molteplici stati metastabili, associati al funzionale di energia libera termodinamica e nei fenomeni dissipativi. In termini intuitivi, il materiale può essere visto come un sistema che dispone di diverse configurazioni energeticamente “quasi equivalenti”, tra cui può rimanere intrappolato anche quando le condizioni esterne cambiano. Nell'ambito della teoria micromagnetica del ferromagnetismo [28], la simmetria cristallina del materiale determina la presenza di più minimi locali dell'energia libera, da cui derivano diversi stati metastabili. Il passaggio da uno stato all'altro non è immediato, ma richiede il superamento di barriere energetiche, il che introduce una dipendenza dalla storia del sistema.

Quando un campo magnetico esterno viene applicato a un ferromagnete, ciascun momento magnetico elementare precessa attorno alla direzione del campo magnetico efficace e tende ad allinearsi asintoticamente a essa. Tale comportamento è reso possibile dalla presenza di dissipazione di energia; in sua assenza, il momento magnetico totale continuerebbe a variare nel tempo anche in condizioni di campo magnetico esterno nullo.

Dal punto di vista macroscopico, questo comportamento si traduce nel fatto che la risposta del materiale non dipende unicamente dal valore istantaneo del campo applicato, ma anche dal percorso seguito per raggiungerlo, come illustrato in figura 6.1. Ovvero, a parità di campo elettrico, il sistema può trovarsi in stati diversi a seconda della sua storia precedente. Questo effetto è chiaramente visibile nei cicli di isteresi mostrati (figura 6.1), dove si osservano percorsi differenti durante le fasi di aumento e diminuzione del campo elettrico.

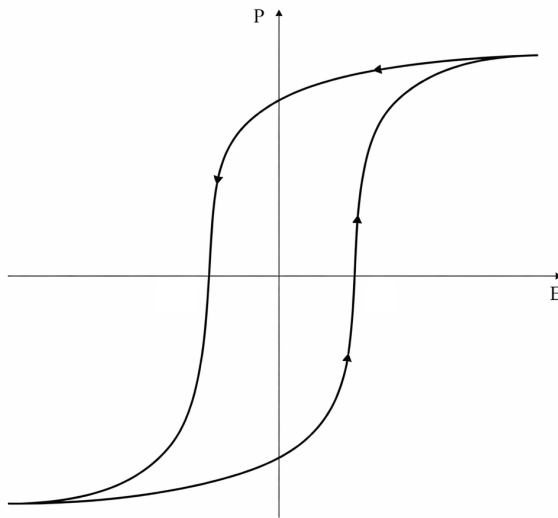


Figura 6.1: Cicli di isteresi ferroelettrica in funzione del campo elettrico applicato. Le frecce indicano la dipendenza dal percorso.

In particolare, P rappresenta la polarizzazione elettrica del materiale, ovvero la densità di dipoli elettrici indotti dal campo applicato E , ed è la grandezza che evidenzia il comportamento isteretico tipico dei materiali ferroelettrici.

La natura delle variazioni quasi statiche nell'ingresso deve essere chiarita per definire con precisione l'isteresi. Questa chiarificazione avviene attraverso il concetto di *operatore indipendente dalla velocità*, approfondito in sezione 6.3.

6.2 Modellizzazione dei sistemi non lineari

Fenomeni come l'isteresi introducono una relazione ingresso-uscita fortemente non proporzionale, con effetti significativi sulla precisione e sulla ripetibilità del sistema. Di conseguenza, diventa necessario adottare approcci di modellizzazione che tengano conto esplicitamente delle non linearità presenti.

In particolare, strutture come i modelli di Hammerstein, Wiener e Wiener - Hammerstein rappresentano il sistema come una combinazione di elementi lineari dinamici e non linearità statiche.

6.2.1 Modello di Hammerstein

Il modello di Hammerstein è il più semplice: la non linearità statica è seguita dalla dinamica lineare. L'ingresso viene prima trasformato da una funzione non lineare e il risultato passa poi in un sistema dinamico. Si utilizza quando la non linearità è all'ingresso.

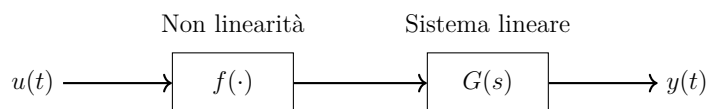


Figura 6.2: Modello di Hammerstein

6.2.2 Modello di Wiener

Nel modello di Wiener la non linearità statica segue la dinamica lineare. Il

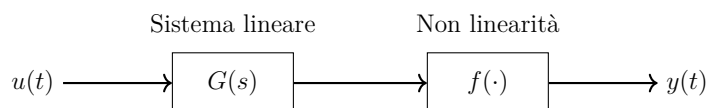


Figura 6.3: Modello di Wiener

sistema lineare filtra l'ingresso e la non linearità agisce sull'uscita. Questo modello viene utilizzato quando la non linearità è sull'uscita (sensori non lineari).

6.2.3 Modello di Wiener-Hammerstein

In questo modello la non linearità statica è tra due blocchi lineari. Combina i

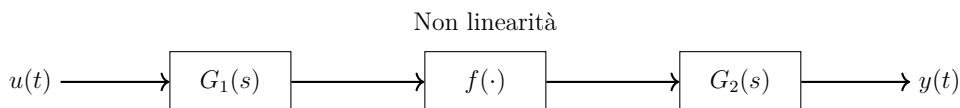


Figura 6.4: Modello di Wiener-Hammerstein

due modelli precedenti, permettendo di descrivere sistemi più complessi. Utile per sistemi con non linearità distribuite.

Nel nostro caso, per rappresentare l'operatore d'isteresi, utilizzeremo il modello di Hammerstein, ideale per attuatori con isteresi semplificata.

6.3 Operatore d'isteresi

Un operatore di isteresi è un sistema causale con memoria che è anche indipendente dalla velocità [29]. Questa definizione di indipendenza dalla velocità cattura l'idea che l'output dipende solo dai valori dell'input e non dalla velocità con cui l'input raggiunge tali valori.

Un sistema dinamico non lineare è un sistema causale con memoria, ma non è generalmente indipendente dalla velocità. I modelli costitutivi come l'operatore di Preisach, sono indipendenti dalla causalità e dalla velocità, e quindi sono operatori di isteresi.

Secondo il modello di Hammerstein, definiamo un sistema con isteresi come una connessione in serie di un operatore d'isteresi e un sistema dinamico, come mostrato in figura 6.5. Tali sistemi si trovano nella modellazione di attuatori basati su materiali piezoelettrici [30].

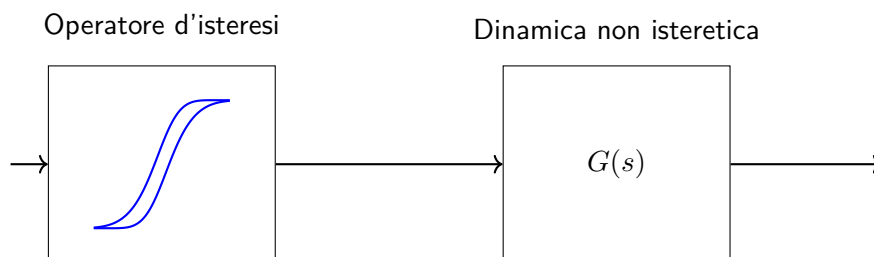


Figura 6.5: Sistema con isteresi

Quando viene applicata una tensione a un attuatore piezoelettrico, il campo elettrico applicato induce polarizzazione, che a sua volta induce sollecitazione nel materiale piezoelettrico attraverso un accoppiamento elettromeccanico. La sollecitazione risultante funge quindi da input al sistema meccanico dell'attuatore, che può essere tipicamente rappresentato come dinamica lineare, per produrre lo spostamento.

Nel nostro caso, la relazione campo-polarizzazione è isteretica e l'elettrodinamica coinvolta è molto più rapida della dinamica meccanica, rendendo la mappa campo-polarizzazione indipendente dalla velocità. Con l'operatore di isteresi che precede la dinamica lineare, è possibile implementare la compensazione dell'isteresi inversa.

6.3.1 Operatore d'isteresi di Preisach

L'operatore di Preisach non fornisce informazioni sulla struttura interna dei materiali stessi. In questo senso, è un modello fenomenologico o a scatola nera. L'operatore di Preisach è costruito come una sovrapposizione pesata di isteroni.

La mappa statica multivalore influenzata dalla memoria dell'operatore di isteresi di Preisach è data da

$$u(t) = \iint_{\alpha \geq \beta} \rho(\alpha, \beta) h(\alpha, \beta)[u(t)] d\alpha d\beta \quad (6.1)$$

in cui l'operatore non lineare elementare $h[\cdot]$ (detto anche isterone) cattura lo stato interno spazialmente distribuito del corrispondente sistema ingresso-uscita. L'isterone non è altro che un relè con ritardo di ampiezza (vedi Fig. 4 a sinistra) parametrizzato da due valori di soglia. Al superamento dei valori di soglia, l'uscita di $h[u]$ commuta tra gli stati binari $+1(up)$ e $-1(down)$, per $u \geq \alpha$ e $u \leq \beta$ rispettivamente. Per $\beta < u(t) < \alpha$, l'isterone mantiene il suo precedente stato binario per $\forall t > t_s$ dove t_s è il tempo dell'ultima

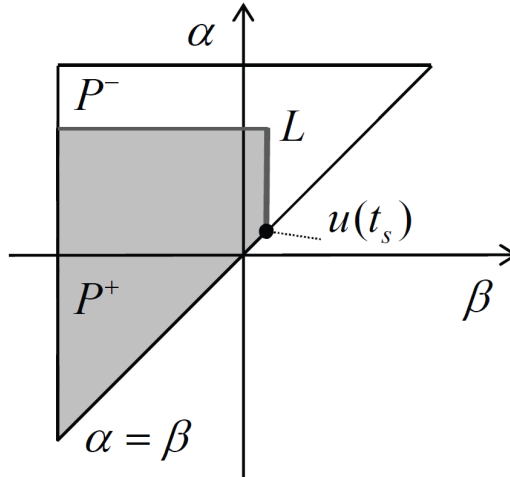


Figura 6.6: Piano di Preisach

commutazione, ovvero del passaggio al valore di soglia. L'intero operatore di Preisach è parametrizzato dalla cosiddetta funzione di densità di Preisach $\rho(\alpha, \beta)$, definita su $P = (\alpha, \beta) | \alpha \geq \beta$. L'interpretazione geometrica più adatta di P e, di conseguenza, delle transizioni di stato dell'operatore d'isteresi di Preisach è tramite il piano di Preisach (indicato in seguito con P). Il piano è dato nelle coordinate relative (α, β) del dominio di ingresso. Vale la pena dire in anticipo che per una considerazione e un utilizzo pratici dell'operatore di isteresi di Preisach, sia il dominio che il codominio di 6.1 sono limitati, in modo che

$$u_{min} \leq (\alpha, \beta) \leq u_{max}$$

e

$$y_{max} - y_{min} = 2 \iint_P \rho(\alpha, \beta) d\alpha d\beta$$

Ad ogni istante di tempo t , il piano di Preisach è diviso in due sottoinsiemi disgiunti, ovvero $P(t) = P^+(t) \cup P^-(t)$, che contengono gli isteroni nello stato 'up' e nello stato 'down', rispettivamente. Entrambi i sottoinsiemi sono separati da un'interfaccia a gradini L , si veda figura 6.6, che rappresenta la memoria istantanea del sistema di isteresi. L'interfaccia si muove dal basso verso l'alto per $\dot{u} > 0$ e da destra a sinistra per $\dot{u} < 0$, mentre le trasformazioni dinamiche di L avvengono includendo i nuovi estremi locali ed eliminando i precedenti, secondo la proprietà di isteresi di cancellazione [31].

6.4 Inversione dell'operatore di isteresi

Il vantaggio principale di questo approccio è che non richiede l'inversione dell'isteresi, ma piuttosto il suo modello. Per questo motivo, lo schema feedforward utilizza il modello di isteresi identificato, determinando l'ingresso di compensazione dell'isteresi senza misurare il valore di uscita.

Il controllo di isteresi senza inversione proposto si basa su un principio di modello interno e incorpora il circuito di retroazione integrale ad alto guadagno, che mira a controllare il modello di isteresi $\hat{f}[\cdot]$, vedi figura 6.7.

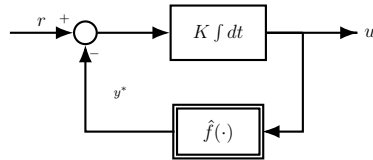


Figura 6.7: Schema per implementare l'inversione dell'operatore d'isteresi

Se il circuito di controllo del modello interno raggiunge il suo obiettivo, ovvero l'uscita di isteresi modellata $\hat{f} : u(t) \mapsto y^*(t)$ segue il riferimento $r(t)$ il più fedelmente possibile, allora l'uscita del regolatore integrale, che è

$$u(t) = K \int (r(t) - y^*(t)) dt \quad (6.2)$$

simula l'inverso della mappa di isteresi, ovvero $\hat{f}^{-1} : y^*(t) \approx r(t) \mapsto u(t)$.

6.5 Identificazione del modello di isteresi

Spesso, l'isteresi si manifesta all'interno di sistemi dinamici più complessi, in modo che l'output dell'isteresi non sia direttamente misurabile per un controllo a retroazione [4].

6.5.1 Prove di identificazione

La procedura per identificare il modello d'isteresi viene eseguita in catena aperta, per eliminare i disturbi che si presentano nella catena di misura. Tuttavia il piezo sarà sottoposto ad un drift, che andrà rimosso nell'analisi dei dati. Prima di iniziare l'identificazione, si procede (come di consueto) all'allineamento del piezo nella posizione centrale della sua corsa. Come già approfondito in sezione 5.5, terminato l'allineamento, la lettura di posizione viene resettata. Lo schema del modello Simulink è riportato in Appendice E, figura E.3. Come segnale di riferimento è stata utilizzata un'onda triangolare smussata quasi statica (frequenza 0.5Hz), per non introdurre nessun tipo di fenomeno dinamico.

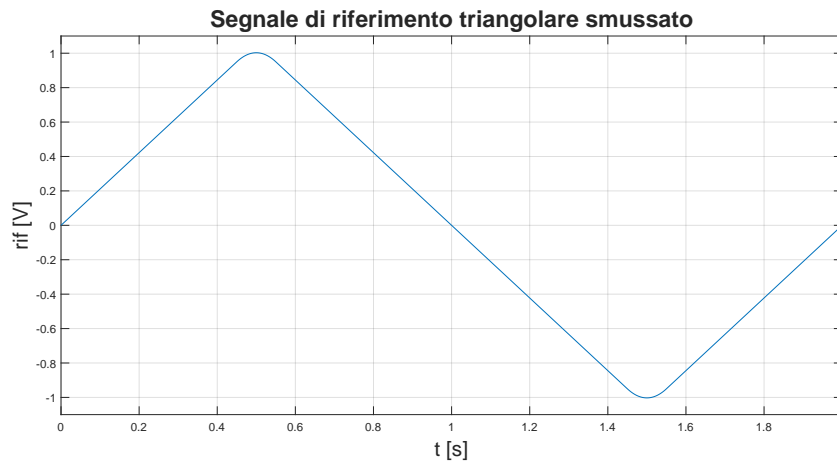


Figura 6.8: Segnale di riferimento utilizzato per la prova d'identificazione del modello d'isteresi

Il segnale è stato costruito combinando una retta e una parabola. Scelti il coefficiente angolare e l'intercetta (per i vari tratti della retta), si è definito il vertice della parabola, per il raccordo è stata imposta la condizione di tangenza tra le due funzioni.

Il segnale è stato inserito nel modello Simulink tramite il blocco *repeating sequence*, che ne esegue una ripetizione periodica.

6.5.2 Modello ottenuto

Per ricavare il modello, vengono prima di tutto eliminati i primi campioni della prova, corrispondenti alla fase iniziale di allineamento.

Il modello che si ricava, sarà suddiviso nella corsa di ascesa e nella corsa di discesa. La prima corrisponde ai tratti in cui la derivata del segnale di riferimento è positiva, mentre la discesa ai tratti in cui la derivata è negativa.

Per eliminare eventuali disturbi presenti in catena diretta e altre derive, si esegue una media dell'output della prova. L'output (lettura laser) della corsa ascendente è ottenuto calcolando una media aritmetica su 10 periodi dei tratti di ascesa. Allo stesso modo, per la corsa discendente, si esegue una media delle letture ottenute dai rispettivi tratti. Un'adeguata durata della prova di identificazione (descritta al paragrafo precedente) consente di avere a disposizione un numero di periodi più che sufficiente.

In figura 6.9, è stato riportato il modello d'isteresi per ascesa e discesa del piezo, centrato nella posizione zero della sua corsa (rimuovendo l'offset dell'attuatore).

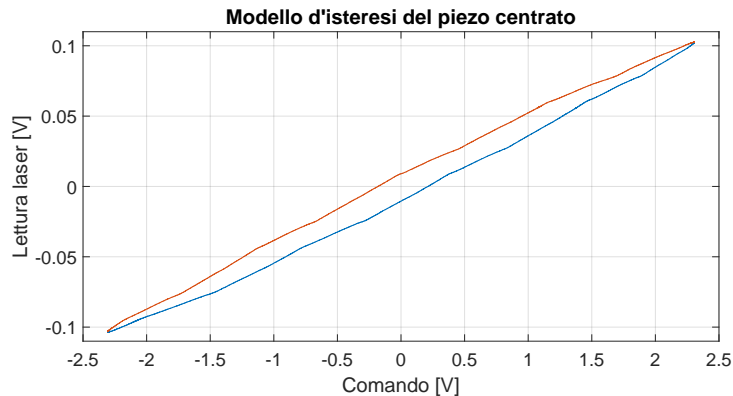


Figura 6.9: Modello d'isteresi del piezo (ascesa e discesa)

6.6 Compensazione dell'isteresi in feedforward

In figura 6.10 lo schema di controllo in feedback visto in precedenza è stato integrato con l'anello di feedforward, per la compensazione dell'isteresi.

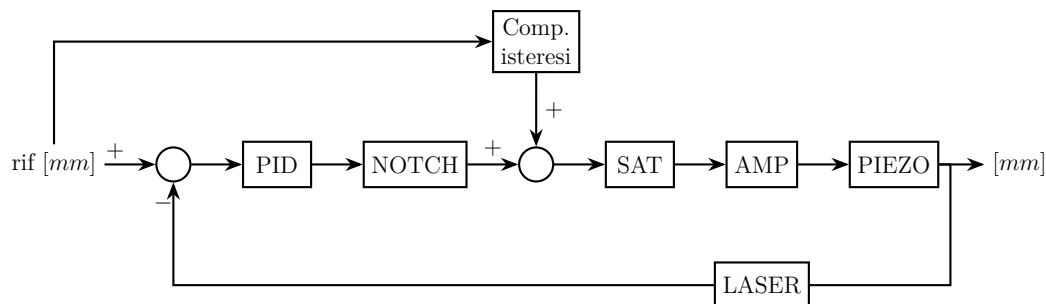


Figura 6.10: Schema di controllo complessivo

In Appendice E, figura E.4 è riportato lo schema corrispondente implementato in Simulink .

Nello specifico, il blocco di compensazione in feedforward (realizzato secondo quanto visto in figura 6.7) è composto da un ramo in catena diretta e da un ramo in retroazione. La catena diretta comprende l'integratore con il suo rispettivo guadagno ki_{ff} (scelto in maniera iterativa durante gli esperimenti). L'azione integrativa viene attivata quando anche l'anello di feedforward è inserito nello schema di controllo.

Nel ramo di retroazione, poichè il modello d'isteresi ottenuto comprende l'offset del piezo, prima del modello è necessario sommare l'offset all'output. A seconda del segno della derivata del riferimento, lo switch passa il modello della corsa d'ascesa o della corsa di discesa.

Il modello è interpretato dal blocco Polynomial, che elabora i coefficienti del polinomio fornito sui valori di input. I coefficienti di questo polinomio sono

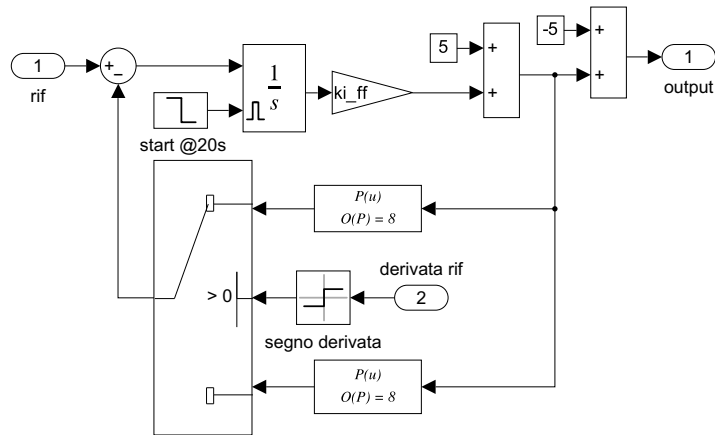


Figura 6.11: Schema Simulink per la compensazione dell'isteresi

stati calcolati in Matlab, tramite la funzione `polyfit`. Quest'ultima restituisce i coefficienti di un polinomio di grado n , che costituisce il miglior adattamento (in termini di minimi quadrati) per i dati in input alla funzione. L'utilizzo di polinomi interpolatori è stato preferito alla classica look-up table, per evitare incongruenze (rispetto al sistema reale) nelle curve di ascesa e discesa ottenute. Infatti negli esperimenti eseguiti, si è riscontrato che la presenza di non idealità durante le prove di identificazione può causare delle discrepanze nel modello. Quest'ultime, seppur limitate, in presenza di elevati guadagni di integrazione possono essere amplificate e peggiorare la risposta complessiva del sistema.

6.6.1 Risultati sperimentali

Per verificare la corretta compensazione dell'isteresi sono stati eseguiti diversi esperimenti, secondo i parametri riportati in tabella 6.1.

Sono state eseguite inizialmente delle prove con il solo anello in feedforward, segnale di riferimento sinusoidale di ampiezza 0.1mm e frequenza 1Hz.

La sola compensazione in feedforward, non è sufficiente per ottenere una buona azione di controllo. In figura 6.12 si nota il drift della posizione del piezo e il conseguente errore.

Successivamente, come previsto dall'approccio combinato, entrambi gli anelli di regolazione sono stati inseriti (i coefficienti del controllore PID restano gli stessi già definiti in precedenza). Inoltre, per confrontare le prestazioni rispetto al controllo solamente in feedback, l'anello di feedforward è stato inserito a 20s dall'inizio dell'esperimento.

In seguito all'entrata in funzione della compensazione dell'isteresi si nota un netto miglioramento nel seguire il riferimento di posizione, riducendo di circa 10 volte l'errore.

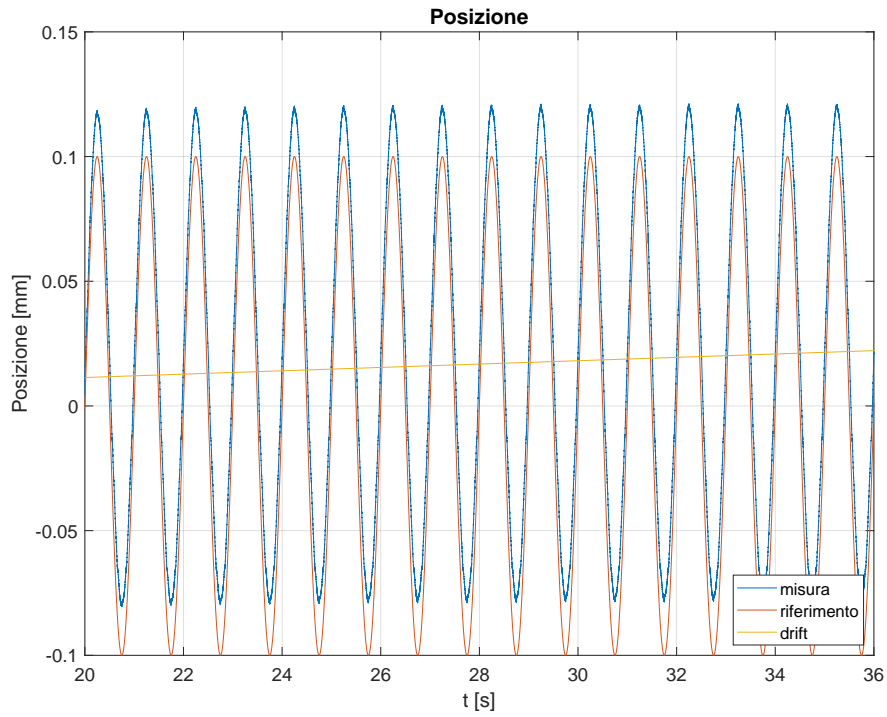


Figura 6.12: Esperimento con solo anello feedforward, segnale di posizione: riferimento, misura e drift del piezo

Tabella 6.1: Parametri esperimenti con riferimento sinusoidale

Ampiezza sinusoide	[mm]	0.1	0.1
Frequenza sinusoide	[Hz]	1	2
Integratore feedforward (ki_{ff})		10000	10000

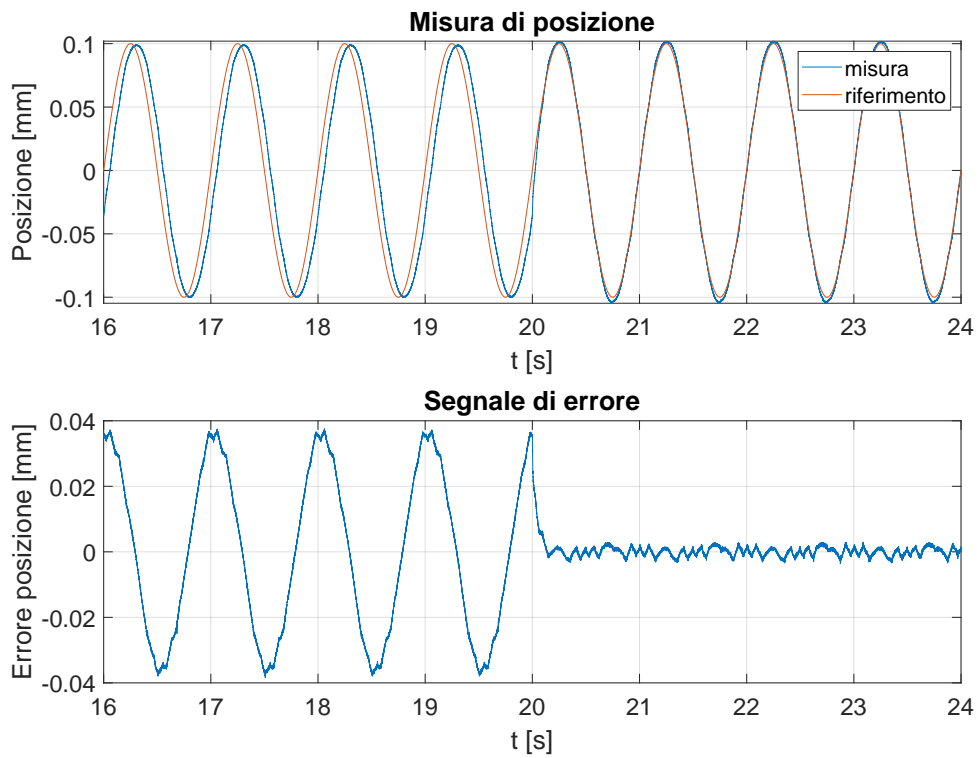


Figura 6.13: Misura di posizione ed errore, con riferimento sinusoidale di ampiezza 0.1mm e frequenza 1Hz (a 20s viene inserito l'anello feedforward)

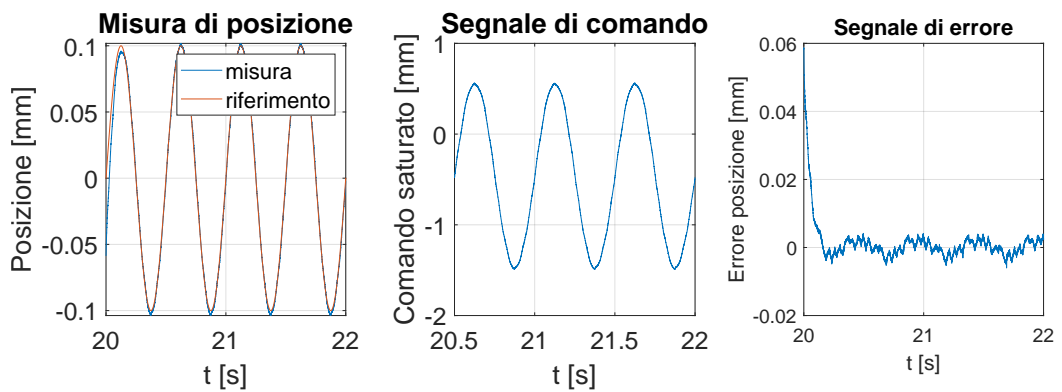


Figura 6.14: Misura di posizione, segnale di comando ed errore, con riferimento sinusoidale di ampiezza 0.1mm e frequenza 2Hz

Capitolo 7

Conclusioni

L'obiettivo di questa tesi era sviluppare il controllo di posizione per un attuatore piezoelettrico a flessione, compensando l'alta non-linearità nel comportamento ingresso-uscita, che si manifesta attraverso il fenomeno di isteresi.

7.1 Riepilogo

All'inizio del processo, è stata eseguita un'analisi accurata e dettagliata dell'attuatore. Ciò ha permesso una comprensione della sua dinamica lineare e non lineare, inclusi i fenomeni d'isteresi.

E' stata eseguita un'analisi in frequenza esaustiva per ottenere una funzione di trasferimento che delinei il comportamento lineare dell'attuatore. Il sistema (definito dall'amplificatore e dall'attuatore piezoelettrico) è stato descritto con un modello del secondo ordine.

Il sistema di controllo è stato sviluppato a partire dall'anello di retroazione, con un classico controllore Proporzionale-Integrale-Derivativo (PID). Prima di poter eseguire la sintesi del PID a partire da margine di fase e frequenza di attraversamento, è stato progettato un filtro Notch per cancellare la risonanza del sistema meccanico. Ottenendo un controllo preciso dell'attuatore sia nelle simulazioni sia nei test sperimentali.

Per quanto riguarda il comportamento isteretico, è stato scelto il modello di isteresi di Preisach. Completata la fase di modellazione, si è utilizzato un approccio basato sull'inversione dell'isteresi, al fine di ottenere un segnale di controllo in grado di compensarla. A tal fine, l'isteresi identificata durante la fase di modellazione, è stata incorporata nel circuito di feedforward.

Questo controllo è stato combinato con il feedback e i risultati hanno dimostrato l'efficacia di questa strategia, confermando la validità delle scelte progettuali.

La combinazione di approcci sperimentali e simulati ha consentito una comprensione chiara del comportamento del sistema.

Inoltre, l'utilizzo di strumenti come Matlab e Simulink Desktop Real-time ha facilitato la perfetta integrazione tra modellazione e controllo, garantendo un

flusso di lavoro efficiente durante tutto il progetto.

7.2 Limiti dello studio e prospettive per lavori futuri

Si è visto che uno dei principali svantaggi nell'utilizzo di dispositivi piezoelettrici derivi dalle non linearità dovute all'isteresi. Tale non-linearità può essere drasticamente ridotta introducendo un controllo in carica, certamente meno usuale e più costoso.

Come riporta [32], il controllo di carica si basa sul principio per il quale lo spostamento di un attuatore piezo è molto più lineare quando viene applicata una carica elettrica invece di una tensione. Nel primo caso, l'isteresi è approssimativamente di solo il 2% in confronto con circa il 10/15% di quando si utilizza il controllo in tensione.

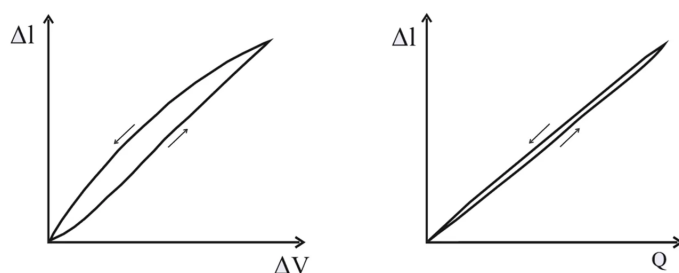


Figura 7.1: Tipica espansione degli attuatori piezo in relazione alla tensione applicata (sinistra) e alla carica (destra)

Controllando la carica applicata si riduce significativamente l'isteresi. Pertanto il controllo della carica può spesso essere utilizzato per ottenere la precisione richiesta anche senza una catena chiusa, questo migliora le dinamiche. Inoltre, non avvantaggia solo le applicazioni in alta dinamica ma anche le operazioni a bassissime frequenze.

Un esempio di circuito di pilotaggio per il controllo in carica di un attuatore piezoelettrico comprende un amplificatore dotato di

- un primo terminale di ingresso per ricevere una tensione di controllo (V_{dac})
- un secondo terminale di ingresso
- uno stadio finale con un terminale di uscita per il collegamento dell'attuatore

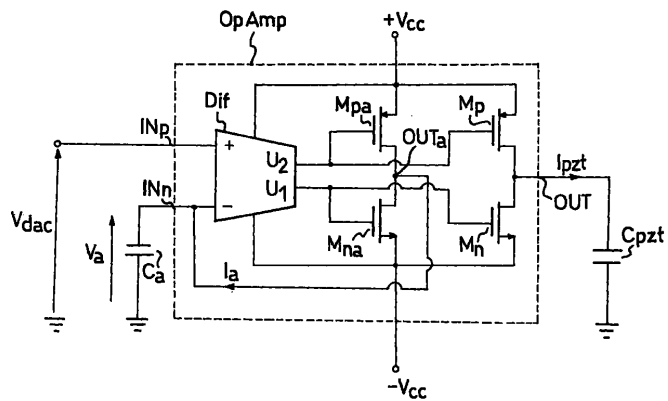


Figura 7.2: Circuito del driver per il controllo in carica [1]

L'amplificatore ha uno stadio finale e un ulteriore stadio finale, che sono collegati in parallelo tra loro. Questo in modo che una corrente che passa attraverso il terminale di uscita sia proporzionale, secondo un fattore predefinito, a una corrente che passa attraverso l'ulteriore terminale di uscita. Il circuito di pilotaggio comprende mezzi capacitivi con capacità costante, tali che una carica elettrica trasferita all'attuatore sia correlata con la tensione di controllo (in accordo con il fattore predefinito e la capacità).

Appendice A

Datasheet Laser

A.1 Controller KEYENCE LK-G300 1P

Tabella A.1: Specifications of the LK-G3001P Monitor

CATEGORIA	PARAMETRI	SPECIFICHE
MODELLO		LK-G3001P ¹
		Separate monitor model ²
DISPLAY	Head compatibility	All LK-G sensor heads are compatible
	Number of connectable sensors	Maximum of 2 units
	Minimum display unit	0.01 μm
	Display range	$\pm 9,999.99$ mm to $\pm 9,999.99$ μm (selectable from six levels)
	Refresh rate	10 times/sec
BLOCCO TERMINALE	Analog voltage output	± 10 V \times 2 outputs, output impedance: 100 Ω
	Analog current output	4 to 20 mA \times 2 outputs, maximum load resistance: 350 Ω

A.2 Testa KEYENCE LK-G32

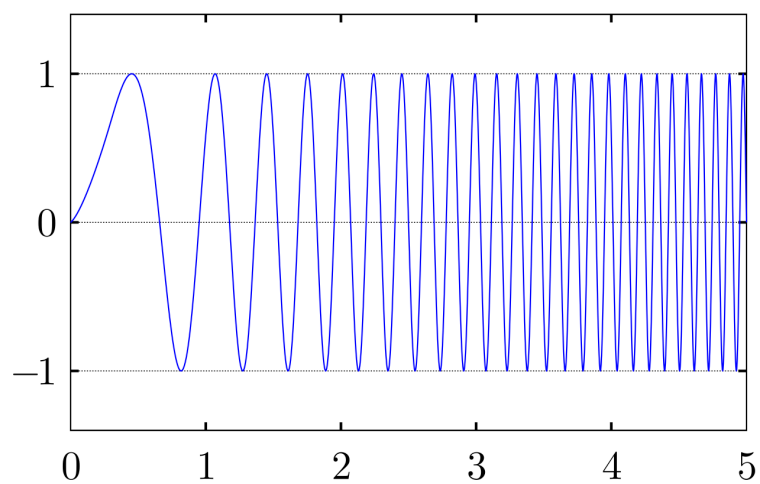
Tabella A.2: Specifiche del sensore LK-G32

CATEGORIA	PARAMETRO	SPECIFICHE
MODELLO		LK-G32
DISTANZA DI RIFERIMENTO		Riflessione diffusa: 30 mm, Riflessione speculare: 23.5 mm
CAMPO DI MISURA		Riflessione diffusa: ± 5 mm, Riflessione speculare: ± 4.5 mm ^{1,2}
SORGENTE LUMINOSA	Tipo	Laser a semiconduttore rosso
	Lunghezza d'onda	655 nm (luce visibile)
	Classe laser	Classe II (FDA CDRH 21CFR Part 1040.10), Classe 2 (IEC60825-1)
	Potenza	0.95 mW
Diametro della macchia (alla distanza di riferimento)		Circa $\varnothing 30 \mu\text{m}$
Linearità		$\pm 0.05\%$ del F.S. (F.S. = ± 5 mm) ³
Ripetibilità		$0.05 \mu\text{m}^{4,5}$
Frequenza di campionamento		20 / 50 / 100 / 200 / 500 / 1000 μs (selezionabile su 6 livelli)

Appendice B

Segnale Chirp

Un chirp è un segnale nel quale la frequenza varia linearmente con il tempo, crescendo (up-chirp) o decrescendo (down-chirp). In questa tesi è stato utilizzato un up-chirp.



Appendice C

Codice Filtro Notch

```
1      omega_r = 3.85e3;
2      Q = 1;
3      gain_Db = -30;
4
5      G = 10^(gain_Db/20);
6      omega_0 = omega_r/Fs;
7      alpha = sin(omega_0)/(2*Q);
8
9      b0 = 1 + alpha * G;
10     b1 = -2*cos(omega_0);
11     b2 = 1 - alpha*G;
12     a0 = 1 + alpha/G;
13     a1 = -2 * cos(omega_0);
14     a2 = 1 - alpha/G;
15
16     num_notchz = [b0, b1, b2]/a0;
17     den_notchz = [1, a1/a0, a2/a0];
18
19     nnotchz = tf(num_notchz, den_notchz, Ts);
```


Appendice D

Codice sintesi PID

```
1 function [kp, ki, kd] = get_PID(sysP, wgc, phim, alpha)
2 %GET_PID PID controller design with Bode's method
3 %
4 % [KP, KI, KD] = GET_PID(SYSP, WGC, PHIM, ALPHA)
5 % designs a PID controller
6 % with Bode's method for the plant SYSP, using WGC [
7 % rad/s] as gain
8 % crossover frequency and PHIM [deg] as phase margin.
9 % ALPHA is the ratio
10 % between the integral time TI=KP/KI and the
11 % derivative time TD=KD/KP,
12 % i.e. ALPHA = TI/TD.
13 %
14 % The controller tf is equal to (in the continuous-
15 % time case):
16 % C(s) = (KP + KI/s + KD*s) = KP*(1 + 1/(s*TI) +
17 % s*TD)
18 %
19 % The design is performed either in continuous or
20 % discrete time,
21 % depending on the plant tf SYSP. The integrator tf
22 % in the discrete time
23 % case is considered as Ts*z/(z-1) (Backward Euler).
24
25 %% Get plant mag/phase at gain crossover freq
26 [magP, phaP] = bode(sysP, wgc);
27
28 % adjust phase
29 phaP = rem(phaP, 360);
30 if phaP > 0
31     phaP = phaP - 360;
32 end
33
34 %% Get required gain/phase compensations at the gain
35 % crossover freq
36 magC = 1/magP;
37 phaC = (-180 + phim - phaP) * pi/180;
```

```

30     %% Get PI gains
31     Ts = get(sysP, 'Ts');
32
33     if Ts == 0      % continuous time design
34         % get Td and Ti
35         r = roots([alpha*wgC^2, -(alpha*wgC*tan(phaC)), -1
36                 ]);
37         Td = r(r > 0);
38         Ti = alpha*Td;
39
40         % get PID gains
41         kp = magC*cos(phaC);
42         ki = kp/Ti;
43         kd = kp*Td;
44     else % discrete time design
45         kp = NaN;
46         ki = NaN;
47         kd = NaN;
48
49         error('get_PID::unsupportedPlantModel', ...
50             'Received a discrete-time plant model. Direct
51             discrete-time design is not supported yet.
52             ')
53     end

```

Appendice E

Schemi Simulink

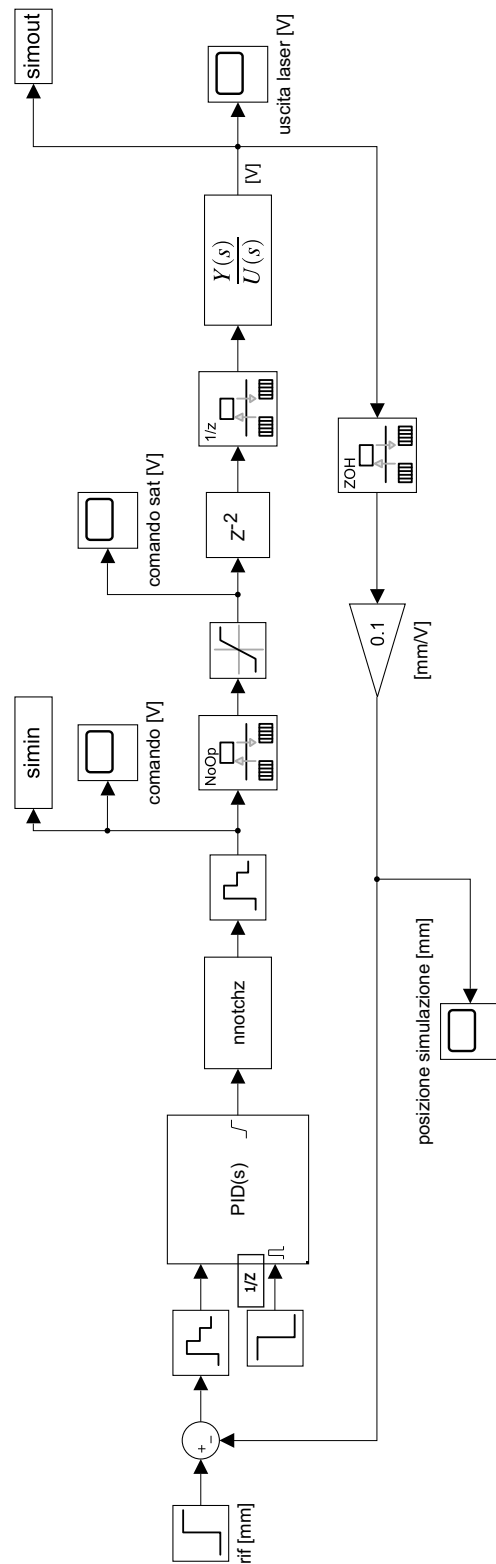


Figura E.1: Schema Simulink simulazione controllo con PID

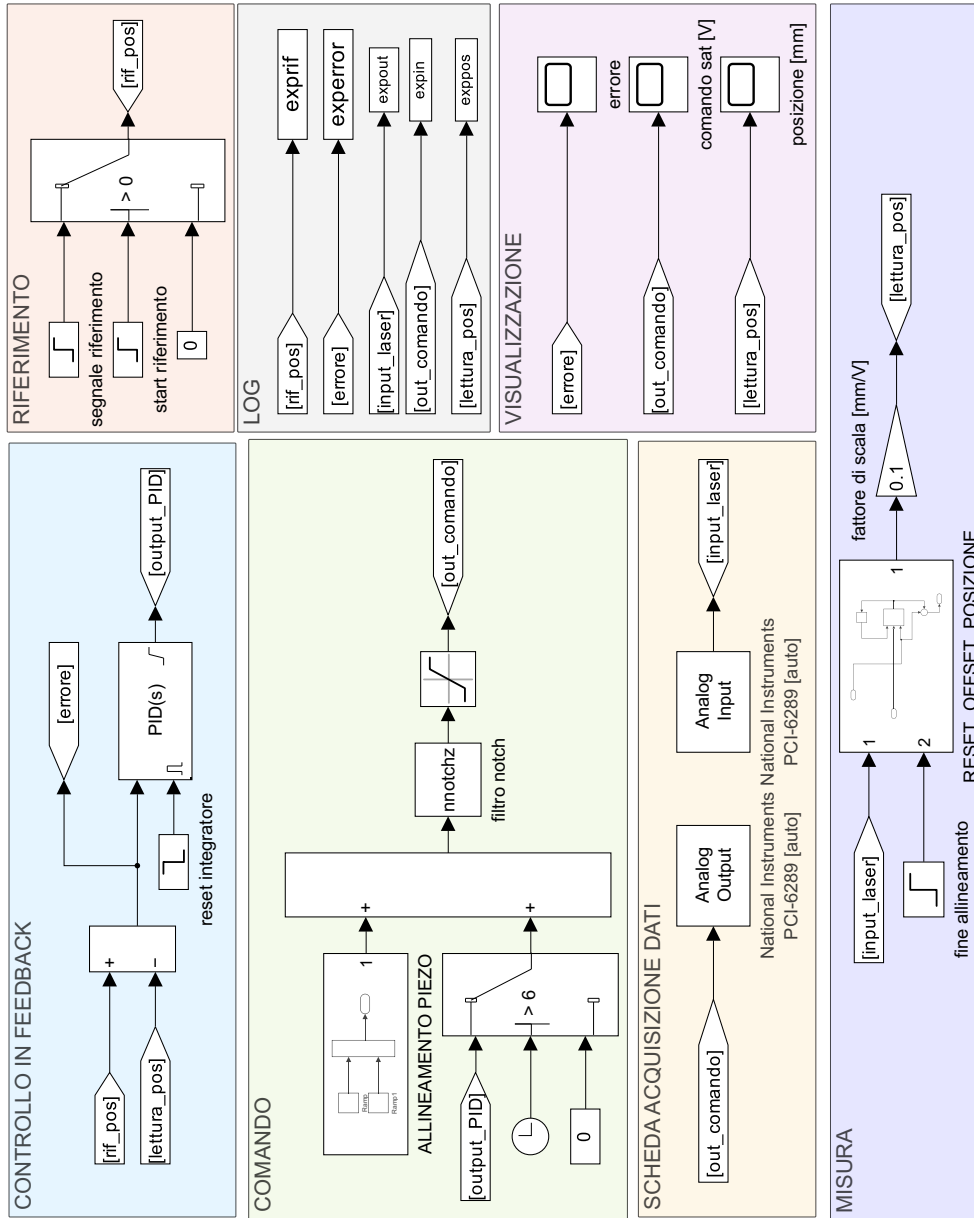


Figura E.2: Schema Simulink controllo feedback

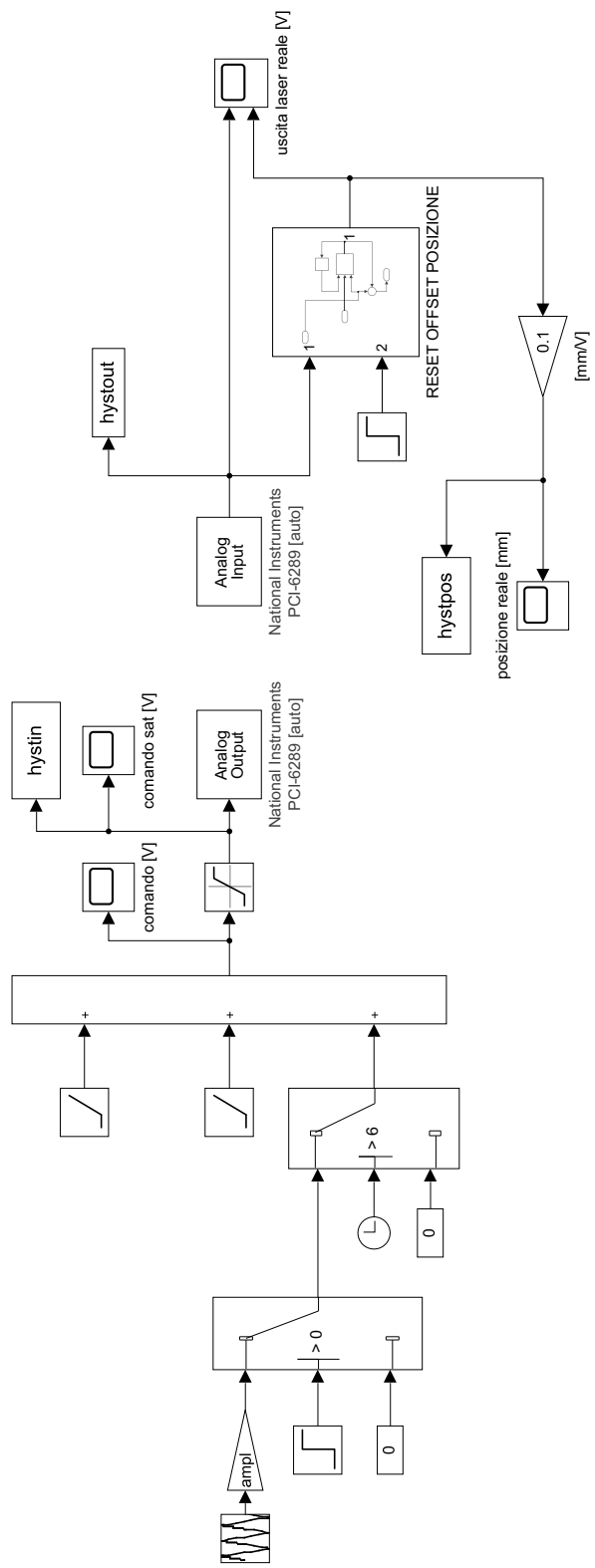


Figura E.3: Schema Simulink per l'identificazione del modello d'isteresi

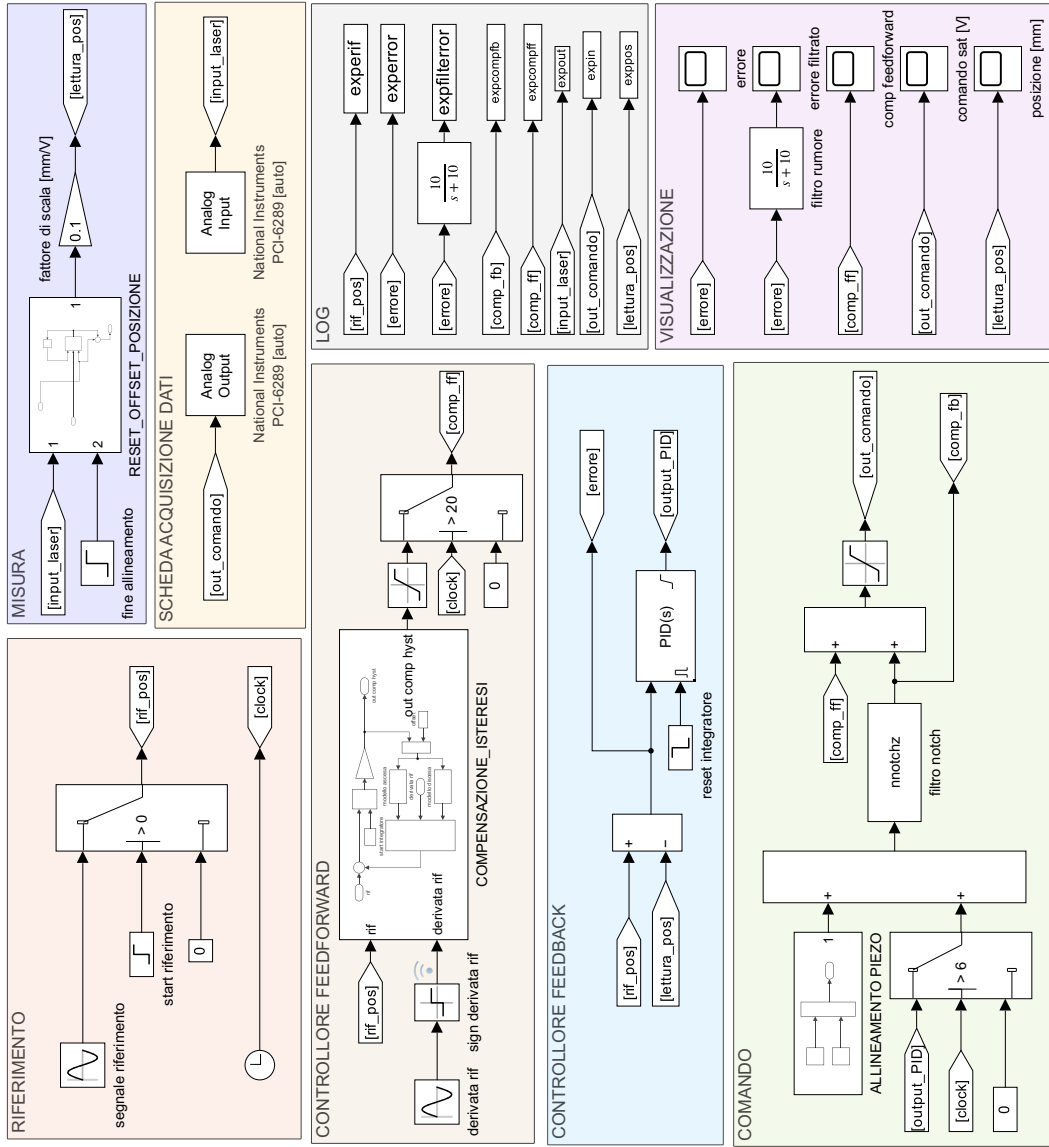


Figura E.4: Schema Simulink complessivo: controllo Feedback + Feedforward

Bibliografia

- [1] C. V. Newcomb and I. Flinn, “Improving the linearity of piezoelectric ceramic actuators,” *Electronics Letters*, vol. 18, May 1982.
- [2] Y. Liu, “Advance piezo-actuator technologies for hard disk drive applications,” *Microsystem Technologies*, vol. 29, 05 2023.
- [3] M. Mahdavi, M. B. Coskun, H. M. Nasrabadi, and S. O. R. Moheimani, “A high dynamic range afm probe with collocated piezoelectric transducer pairs,” in *2020 IEEE 33rd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, pp. 50–53, 2020.
- [4] M. Ruderman, “Inversion-free feedforward hysteresis control using preisach model,” in *2023 European Control Conference (ECC)*, pp. 1–6, 2023.
- [5] G. W. Taylor, *Piezoelectricity / George W. Taylor*. New York: Gordon and Breach, 1985.
- [6] D. Halvorsen, “Properties and applications of piezo film transducers,” *Electronics and Power*, vol. 32, no. 10, 1986.
- [7] D. D., *The science of Hysteresis*. Academic Press, 2006.
- [8] PI, “Piezo nano positioning,” *IEEE Transactions on Magnetics*, 2020.
- [9] Keyence, “Nozioni di base dei sensori di spostamento laser,” *Sensori di spostamento laser*.
- [10] N. Instruments, “Daq system overview,” *M Series Manual*.
- [11] C. Ilvedson, “Transfer function estimation using time-frequency analysis,” 01 2010.
- [12] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, and S. H. Nawab, *Signals and systems / Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky with S. Hamid Nawab*. Harlow: Pearson, 2. ed. , new international ed ed., 2014.
- [13] V. Balakrishnan, “System identification: theory for the user (second edition): Lennart ljung; prentice-hall, englewood cliffs, nj, 1999, isbn 0-13-656695-2,” *Automatica*, vol. 38, no. 2, pp. 375–378, 2002.

- [14] B. G. Rabiner, Lawrence R., *Theory and Application of Digital Signal Processing*. Harlow: Prentice-Hall, 1975.
- [15] E. C. Levy, “Complex-curve fitting,” *IRE Transactions on Automatic Control*, vol. AC-4, no. 1, pp. 37–44, 1959.
- [16] j. Dennis, John E. and R. B. Schnabel, *Numerical methods for unconstrained optimization and nonlinear equations / J.E. Dennis, Jr., Robert B. Schnabel*. Prentice-Hall series in computational mathematics, Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1983.
- [17] MathWorks, “System identification toolbox.” https://it.mathworks.com/help/ident/index.html?s_tid=CRUX_lftnav, 2025.
- [18] MathWorks, “Dati di input-output e relative proprietà per l’identificazione del sistema nel dominio del tempo o della frequenza.” <https://it.mathworks.com/help/ident/ref/iddata.html>, 2025.
- [19] MathWorks, “Estimate empirical transfer functions and periodograms.” <https://it.mathworks.com/help/ident/ref/etfe.html>, 2025.
- [20] MathWorks, “Estimate frequency response and spectrum using spectral analysis with frequency-dependent resolution.” <https://it.mathworks.com/help/ident/ref/spafdr.html>, 2025.
- [21] MathWorks, “Signal processing toolbox.” <https://it.mathworks.com/help/signal/index.html>, 2025.
- [22] MathWorks, “Magnitude-squared coherence.” <https://it.mathworks.com/help/signal/ref/mscohere.html#bvi4lzy-4>, 2025.
- [23] MathWorks, “Identify continuous-time filter parameters from frequency response data.” https://it.mathworks.com/help/signal/ref/invfreqs.html#mw_8bea6555-0e1d-4240-89ac-026b5723437a, 2025.
- [24] MathWorks, “Rimuovere le dimensioni di lunghezza 1.” <https://it.mathworks.com/help/matlab/ref/squeeze.html>, 2025.
- [25] J. D. Reiss, “Design of audio parametric equalizer filters directly in the digital domain,” *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, vol. 19, no. 6, pp. 1843–1848, 2011.
- [26] C. M. Wang and W. C. Xiao, “Second-order iir notch filter design and implementation of digital signal processing system,” *Applied Mechanics and Materials*, pp. 729–732, 2013.
- [27] G. Tao and P. Kokotovic, “Adaptive control of plants with unknown hystereses,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 40, no. 2, pp. 200–212, 1995.

- [28] L. LANDAU and E. LIFSHITZ, “3 - on the theory of the dispersion of magnetic permeability in ferromagnetic bodies,” in *Perspectives in Theoretical Physics* (L. PITAEVSKI, ed.), pp. 51–65, Amsterdam: Pergamon, 1992.
- [29] A. Visintin, “Differential models of hysteresis springer-verlag,” 1994.
- [30] R. V. Iyer and X. Tan, “Control of hysteretic systems through inverse compensation,” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 29, no. 1, pp. 83–99, 2009.
- [31] I. Mayergoyz, *Mathematical Models of Hysteresis*. Springer-Verlag, 1991.
- [32] PI, “Controllo di attuatori piezo e sistemi di posizionamento piezoelettrici,” *Amplificatori Piezo a Basso Rumore e Senza Deriva*.