

**Università degli Studi di Padova**

Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione



Tesi di Laurea Triennale in Ingegneria Informatica

**Modellizzazione e controllo dell'attuatore  
verticale di un microscopio a forza  
atomica**

Relatore:

**prof. Luca Schenato**

Candidato:

**Ciro Silvano**

**Anno Accademico 2021/2022**



## Abstract

La microscopia a forza atomica ha rivoluzionato l'approccio all'analisi topografica dei materiali, consentendo l'osservazione a livello atomico di una grande varietà di campioni a fronte di requisiti di preparazione relativamente semplici. Analizzando le forze d'interazione tra il campione ed una microsonda posta in prossimità ad esso, è possibile convertire queste informazioni in un'immagine digitale che renda possibile all'occhio umano l'osservazione di grandezze su scala atomica. Tra i requisiti necessari allo sviluppo e la produzione di una strumentazione capace di implementare questa tecnologia, vi è la progettazione di un attuatore in grado di posizionare il campione con precisione nanometrica sui tre assi dimensionali, in base alle forze misurate tra la sonda e il campione. Essendo la topografia del campione in questione imprevedibile, è fondamentale lo sviluppo di un sistema di controllo che garantisca grande precisione per evitare danneggiamenti al campione e alla microsonda, oltre a tempi di risposta rapidi che consentano una velocità di imaging consona, soprattutto nel caso di materiali deteriorabili.

# Contenuti

<b>1</b>	<b>Introduzione</b>	<b>1</b>
1.1	La microsonda . . . . .	1
1.2	Imaging . . . . .	3
1.3	Attuatore . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Modellizzazione</b>	<b>5</b>
2.1	Scelta dei modelli . . . . .	6
2.2	Rappresentazione schematica del sistema . . . . .	6
2.3	Modello di secondo ordine . . . . .	8
2.4	Modello di quarto ordine . . . . .	12
<b>3</b>	<b>Controllo</b>	<b>16</b>
3.1	Schema a blocchi del sistema . . . . .	16
3.2	Studio dei requisiti . . . . .	17
3.3	Controllore PID per il piezo-attuatore . . . . .	18
3.3.1	Controllore P . . . . .	19
3.3.2	Controllore I o PI . . . . .	20
3.3.3	Introduzione dell'azione derivativa . . . . .	26
3.4	Reiezione del rumore . . . . .	28
3.4.1	Applicazione di rumore sul segnale di controllo . . . . .	28
3.4.2	Applicazione di rumore sul segnale di feedback . . . . .	29
<b>4</b>	<b>Conclusioni</b>	<b>31</b>

# 1 Introduzione

Il microscopio a forza atomica (atomic-force microscope, AFM), inventato nel 1982 da ricercatori di IBM [1] e commercializzato nel 1989, è un dispositivo di imaging a precisione nanometrica che consente di esplorare le caratteristiche topologiche di una superficie campione per mezzo di una microsonda estremamente acuminata, che interagisce con la topologia di tale superficie subendone le forze attrattive e repulsive in funzione della distanza. Questo sistema ha una vastissima gamma di applicazioni, prime tra le quali l'osservazione a livello atomico di un materiale, il tracciamento dei cambiamenti nella struttura molecolare del campione e la valutazione delle sue proprietà fisiche. Un ulteriore vantaggio è rappresentato dall'importante semplificazione delle procedure di preparazione del campione introdotte da questo metodo [10], che risultano molto più rapide se confrontate con altri sistemi (ad esempio la Scanning Tunneling Microscopy o STM), che di norma prevedono l'analisi in condizioni di ultra-alto-vuoto, mentre le strumentazioni AFM sono in grado di funzionare anche con campioni conservati in liquidi o in gas, tra cui l'aria.

## 1.1 La microsonda

La microsonda di un microscopio a forza atomica consiste in una microleva metallica, di forma solitamente rettangolare o triangolare [6], alla cui estremità è collocata una punta estremamente acuminata, nell'ordine di grandezza di un atomo.

Questa sonda è posta a distanza ravvicinata rispetto alla superficie campione, in modo che la sua estremità possa interagire da un punto di vista fisico con gli atomi della superficie. Le forze in gioco sono di natura sia attrattiva che repulsiva - nell'ordine dei nanonewton - e la risultante di tali forze è determinata dalla distanza della micropunta dalla superficie.

Di seguito un grafico che illustra la regione attrattiva e repulsiva: si nota che, a grandi distanze, queste forze sono prossime allo zero in quanto la sonda è troppo distante per interagire fisicamente con il campione. Avvicinando la sonda si entra nella regione attrattiva, descritta dalle forze di van der Waals. Avvicinandosi ulteriormente, tuttavia, si ha gradualmente sempre meno attrazione fino ad entrare nella zona repulsiva, dove la microleva è respinta secondo il principio di Pauli [8]. Un problema ingegneristico è costituito dall'evitare che la microsonda venga sottoposta a forze repulsive intense che potrebbero danneggiarne la punta.

Esistono comunque delle applicazioni in cui il contatto (inteso come interazione a forze intense) della punta con la topografia della micropunta con la superficie è voluto, principalmente nel caso di manipolazione atomica [3].

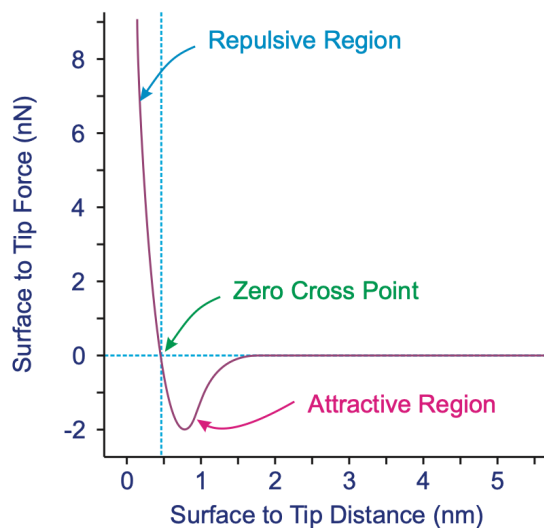


Fig. 1: Grafico delle regioni attrattive e repulsive

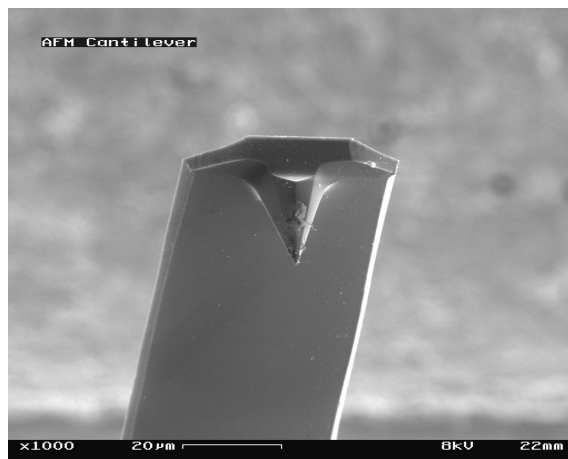


Fig. 2: Microleva rettangolare

## 1.2 Imaging

L'interazione tra microleva e campione è l'informazione fondamentale che lo strumento rileva per determinare la topologia della superficie analizzata.

Essendo la microleva dotata di una certa propensione al piegamento, tale flessione può essere misurata quando la micropunta è soggetta alle forze menzionate nel paragrafo precedente.

Per misurare tale variazione si ricorre normalmente ad un sistema dove un fascio laser è proiettato sulla microleva, la quale lo riflette su un sensore (matrice di fotodiodi) che rileva l'angolatura del raggio e, di conseguenza, il piegamento della microleva. Sono state sviluppate diverse modalità di imaging, quella discussa in questa tesi è la cosiddetta modalità a contatto (contact mode). Questa modalità di analisi prevede che la microleva si mantenga ad una certa flessione detta setpoint: per ottenere ciò è necessario dunque sollevare o abbassare il campione (o la microleva, a seconda dell'implementazione) appena viene rilevata una variazione da parte del sensore ottico, spostamento che deve avvenire con una precisione nell'ordine delle dimensioni di un atomo. La modalità a contatto è detta statica, in quanto l'obiettivo del controllore è di mantenere la punta a flessione costante riducendone al minimo i cambiamenti di flessione. Vi sono tuttavia due ulteriori modi di funzionamento detti dinamici non trattati in questo elaborato: la modalità "tapping" e la modalità "non-contact". La modalità "tapping" è principalmente impiegata nel caso in cui il campione da analizzare sia particolarmente delicato, come ad esempio un complesso proteico. In questa modalità la microleva riceve in input forze che ne causano la vibrazione ad una precisa frequenza, che viene alterata in base alla distanza con la superficie. Un dispositivo analizza la frequenza di vibrazione della microleva e, in questo modo, riesce a determinare la topografia dell'oggetto.

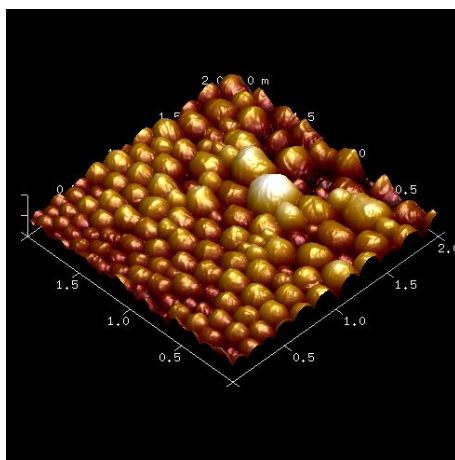


Fig. 3: Topografia tridimensionale AFM

### 1.3 Attuatore

Al fine di controllare con estrema precisione lo spostamento del campione, vengono impiegati dei componenti in piezoceramiche (posizionatori di precisione) caratterizzati dalla loro capacità di dilatarsi nell'ordine dei decimi di nanometro in funzione di un certo potenziale elettrico su di essi applicato. L'attuatore (anche detto scanner) in questione è dunque costruito in modo che il campione possa essere spostato sulle tre dimensioni. Il controllo dello spostamento sul piano XY è decisamente più semplice nell'implementazione, anche in catena chiusa. Il controllo dell'attuatore verticale, invece, è molto più elaborato in quanto si deve tenere conto della variabilità della superficie campione. In questa tesi verrà elaborato un sistema di controllo progettato per uno specifico modello di attuatore [9], il cui design compatto e rigido permette di ottenere frequenze di risonanza molto elevate in ogni situazione di posizionamento, e dunque una maggior precisione a velocità di scansione elevate. Sul piano orizzontale vi sono due attuatori per asse di spostamento: nel caso di spostamento lungo un asse un attuatore si dilaterà mentre l'altro si contrarrà, permettendo allo scanner di muovere il campione orizzontalmente in maniera molto rapida. Fondamentali sono anche le strutture metalliche semi-rigide che collegano gli attuatori orizzontali al supporto dell'attuatore verticale, stabilizzandone lo spostamento sull'asse Z riducendo l'effetto trampolino.

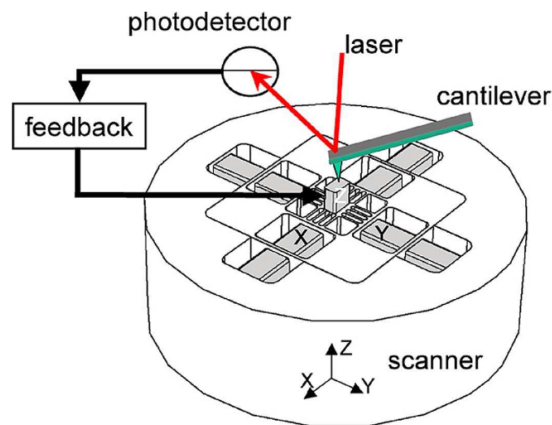


Fig. 4: Schema dell'attuatore con sistema di feedback



## 2 Modellizzazione

In questo elaborato verrà modellizzato esclusivamente il comportamento sull'asse Z dell'attuatore, essendo questa la componente che caratterizza il problema ingegneristico proprio della microscopia a forza atomica. Gli attuatori per le componenti orizzontali sono di minore interesse in quanto il loro ruolo è il mero spostamento dello scanner verticale a velocità costante.

Le due dinamiche fondamentali da rappresentare nel modello fisico sono i comportamenti oscillatori propri dell'attuatore piezoelettrico e la della sua interazione con le strutture semi-rigide su cui poggia.

Vi sono diversi strumenti per descrivere le dinamiche del sistema proposto, tuttavia verranno utilizzati dei modelli fisici semplificati in quanto le tecniche più avanzate di identificazione del sistema non forniscono informazioni adatte allo sviluppo di un sistema di controllo.

Questi modelli semplificano il sistema in una forma lineare tempo-invariante (LTI) assumendo che il suo comportamento sia indipendente dal tempo, ossia che lo stato del sistema in un certo istante non sia dipendente dallo stato all'istante precedente. Questa semplificazione è necessaria e sufficiente allo sviluppo di un modello di controllore con metodi semplificati, tuttavia il materiale piezoelettrico da cui l'attuatore è composto presenta un ciclo di isteresi e il cosiddetto "creep" (strisciamento) [5], caratteristiche che tuttavia sono state comunque modellate e sono utilizzabili in modelli più complessi.

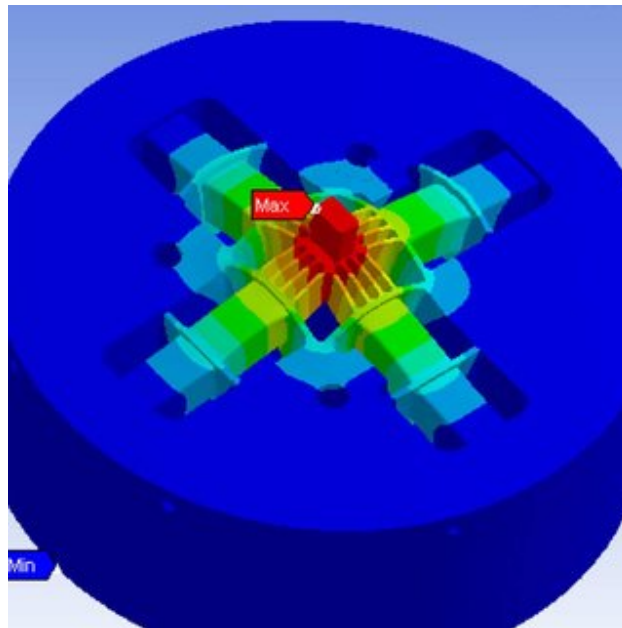


Fig. 5: Modo di trampolino dello scanner (accentuato)

## 2.1 Scelta dei modelli

Per stilare una rappresentazione fisica di un attuatore piezoelettrico che sia adatta allo sviluppo di un sistema di controllo, è necessario arrivare ad un punto di compromesso tra la semplicità del modello e la sua affidabilità nella riproduzione del comportamento fisico: è importante che questo modello sia dell'ordine più piccolo possibile per consentirne un'analisi meno dispendiosa in termini di calcolo. Un punto di partenza può consistere nella configurazione di un modello di secondo ordine che sia in grado di descrivere le dinamiche d'interazione tra scanner e le strutture di sostegno semi-rigide, rappresentandone il modo oscillatorio (cosiddetto "di trampolino"). Nonostante questo modello trascuri le dinamiche proprie dello scanner, risulta comunque utile analizzarne le caratteristiche ed il comportamento in catena aperta e chiusa per trarre conclusioni riguardo al metodo di controllo da applicare.

Successivamente, si potrà stilare un modello più complesso e comprensivo che tenga conto di ulteriori modi oscillatori introdotti dalle dinamiche proprie del materiale piezoelettrico.

## 2.2 Rappresentazione schematica del sistema

Lo schema proposto riassume le dinamiche fondamentali introdotte nel paragrafo precedente.

Il comportamento dell'attuatore piezoelettrico è rappresentato dal sistema masse-molle costituito dalle masse  $m_1$  e  $m_2$  e dalla molla con costante elastica  $k_1$  e coefficiente di smorzamento  $c_1$ , mentre le dinamiche d'interazione tra attuatore e supporti semi-rigidi sono rappresentate dall'interazione con la molla di costante elastica  $k_2$  e coefficiente smorzante  $c_2$ .

La massa  $m_2$  rappresenta metà della massa dell'attuatore piezoelettrico più la massa della struttura di supporto semi-rigida, mentre  $m_1$  rappresenta l'altra metà della massa dell'attuatore più la massa del campione da analizzare.

Le posizioni del campione e dell'attuatore sono rappresentate da  $x_1$  e  $x_2$ , che coincidono con i centri di massa rispettivamente di  $m_1$  ed  $m_2$ .  $x_1$  inoltre costituisce l'output del sistema.

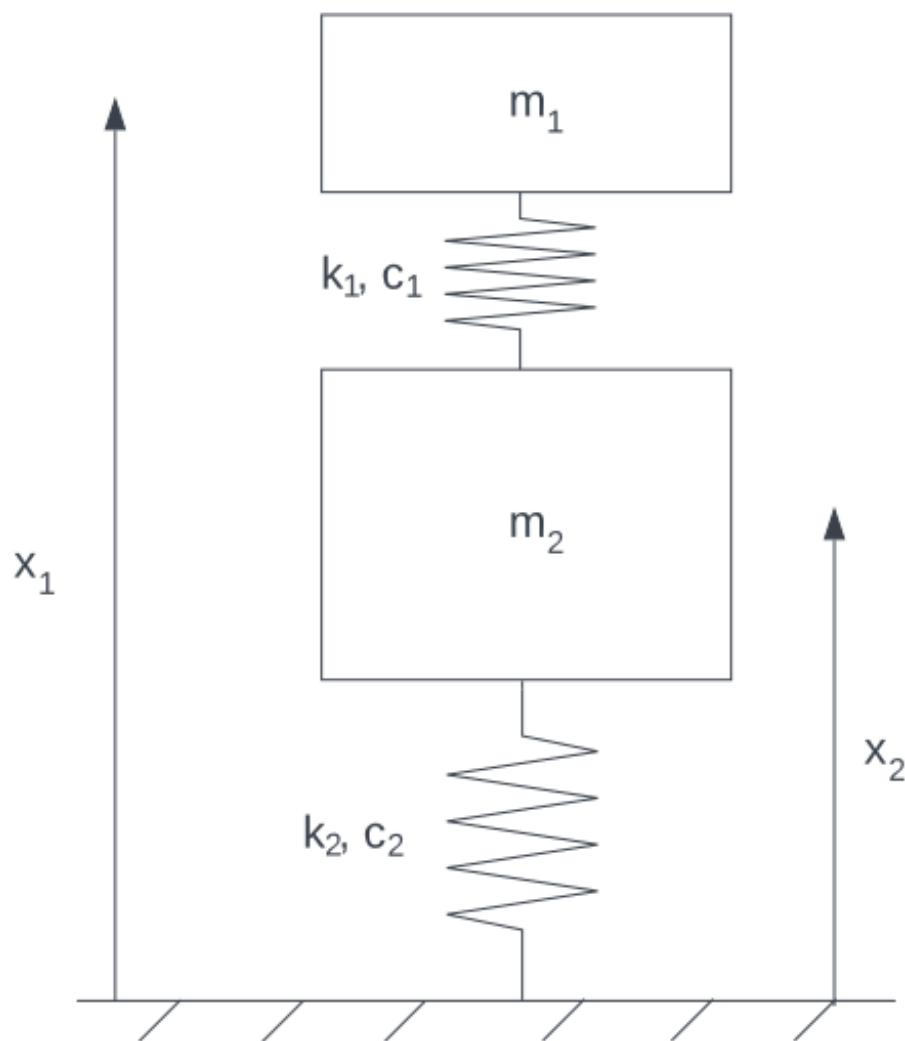


Fig. 6: Modello masse-molle del sistema

### 2.3 Modello di secondo ordine

Nel modello di secondo ordine si trascurano le dinamiche proprie dello scanner rappresentate dalla molla  $(k_1, c_1)$ , la cui costante elastica verrà approssimata all'infinito, rendendo lo scanner completamente rigido. Questa approssimazione consente di analizzare isolatamente il modo "di trampolino" dello scanner dovuto alla sua interazione con le strutture semirigide di supporto.

Di seguito le equazioni differenziali che descrivono il sistema.

$$\begin{aligned} m_1 \ddot{x}_1 &= F \\ m_2 \ddot{x}_2 &= -c_2 \dot{x}_2 - k_2 x_2 - F \end{aligned} \quad (1)$$

Non considerando le dinamiche proprie del piezo-elemento si può modellizzare quest'ultimo come un sistema completamente rigido: approssimando  $k_1$  all'infinito, infatti, si può considerare la distanza tra le due masse costante  $x_1 - x_2 = l$ .

Per passare all'analisi in frequenza del sistema si traduce il modello per mezzo delle equazioni di Laplace.

$$\begin{aligned} X_1(s) &= \frac{1}{m_1 s^2} F(s) \\ X_2(s) &= -\frac{1}{m_2 s^2 + c_2 s + k_2} F(s) \end{aligned} \quad (2)$$

$$L(s) = X_1(s) - X_2(s)$$

Sostituendo e semplificando  $X_1(s) - X_2(s)$  si ottiene l'espressione di  $L(s)$  come

$$L(s) = \frac{(m_1 + m_2)s^2 + c_2 s + k_2}{m_1 s^2 (m_2 s^2 + c_2 s + k_2)} F(s) \quad (3)$$

Dal momento che non si considerano le dinamiche proprie dell'attuatore, si può scrivere una funzione di trasferimento che abbia come input  $L(s)$  e come output  $X_1(s)$ .

$$G(s) = \frac{X_1(s)}{L(s)} = \frac{m_2 s^2 + c_2 s + k_2}{(m_2 + m_1)s^2 + c_2 s + k_2} = \frac{\alpha s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (4)$$

con frequenza di risonanza  $\omega_0 = \sqrt{\frac{k_2}{m_1+m_2}}$ , fattore di smorzamento  $\xi = \frac{1}{2} \frac{c_2}{\sqrt{k_2(m_1+m_2)}}$ , rapporto masse  $\alpha = \frac{m_2}{m_1+m_2}$ .

Analizzando la risposta al gradino del sistema e il diagramma di Bode con margine di fase, si osserva che il sistema è asintoticamente stabile e privo di errore a regime, tuttavia presenta un tempo di assestamento non sufficientemente corto (seppur non eccessivamente lungo) e un overshoot decisamente elevato.

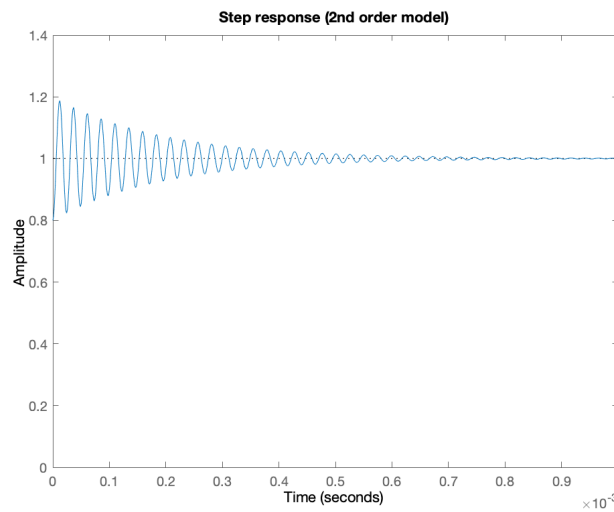


Fig. 7: Risposta al gradino del sistema di secondo ordine

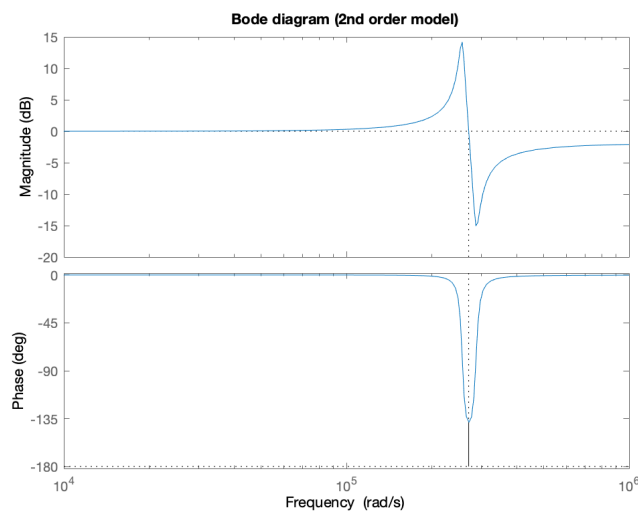


Fig. 8: Diagramma di Bode del sistema di secondo ordine

Si osserva inoltre come il rapporto di massa  $\alpha$  sia determinante per il margine di fase del sistema e il picco d'ampiezza sulla frequenza di taglio. È auspicabile che questo rapporto sia compreso tra 0.8 e 0.9, ossia che la massa  $m_1$  sia piuttosto piccola rispetto ad  $m_2$  e quindi che la massa della struttura semi-rigida di supporto dell'attuatore sia grande rispetto a quella dell'attuatore stesso [9]: questa scelta progettuale è importante per la precisione e stabilità del sistema, in quanto un rapporto più piccolo potrebbe compromettere la stabilità del sistema, mentre uno troppo prossimo ad 1 rischierebbe di ostacolare l'azione degli attuatori, appesantendo le masse da spostare che risulterebbero troppo grandi.

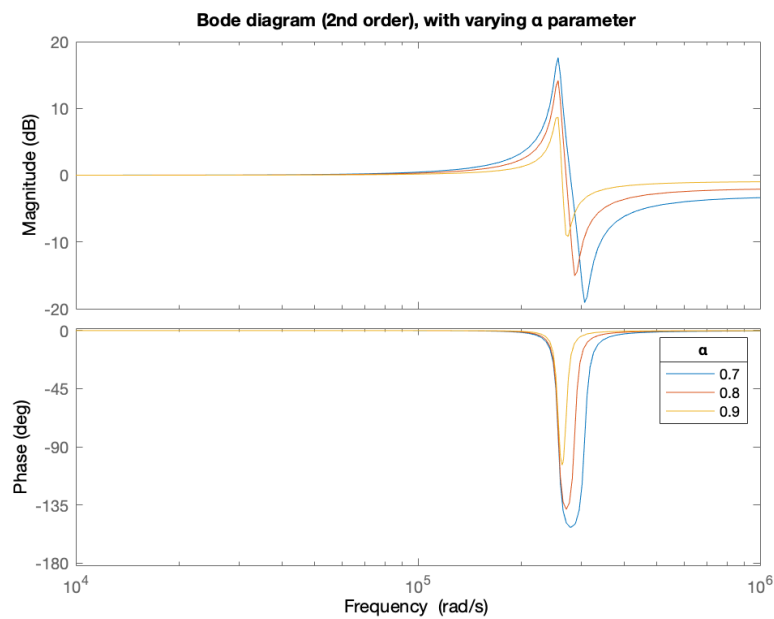


Fig. 9: Diagramma di Bode del sistema di secondo ordine al variare di  $\alpha$

Di seguito il codice MATLAB impiegato per le simulazioni e la rappresentazione su grafico delle varie caratteristiche del sistema. I parametri utilizzati sono stati estrapolati dai risultati sperimentali relativi allo scanner trattato in precedenza [9], e sono descritti di seguito.

Risonanza		
$\omega_0$	$\xi$	$\alpha$
40.9kHz $\approx$ 256982 rad/s	0.02	0.8

```
% Impostazione parametri
w0 = 256982;
a = 0.8;
x = 0.02;

% Funzione di trasferimento
g = tf([a 2*x*w0 w0^2], [1 2*x*w0 w0^2]);

% Risposta al gradino e diagramma di Bode
figure(1); step(g); axis([0 1e-3 0 1.4]);
figure(2); bode(g);

% Diagramma di Bode al variare di alpha
f = tf([0.7 2*x*w0 w0^2], [1 2*x*w0 w0^2]);
h = tf([0.9 2*x*w0 w0^2], [1 2*x*w0 w0^2]);
figure(3); bode(f,g,h);
```

## 2.4 Modello di quarto ordine

Nonostante il modello di secondo ordine fornisca delle informazioni qualitativamente utili sul sistema da controllare, la semplificazione da esso introdotta può risultare eccessiva al fine di sviluppare un compensatore per un attuatore fisico.

È necessaria dunque l'individuazione di ulteriori modi oscillatori presenti nel sistema legati al comportamento dilatatorio del componente piezoelettrico, rappresentato dalla molla  $(k_1, c_1)$ .

Riscrivendo le equazioni si ottiene il seguente sistema

$$\begin{pmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{pmatrix} \ddot{x} + \begin{pmatrix} c_1 & -c_1 \\ -c_1 & c_1 + c_2 \end{pmatrix} \dot{x} + \begin{pmatrix} k_1 & -k_1 \\ -k_1 & k_1 + k_2 \end{pmatrix} x = \begin{pmatrix} F \\ -F \end{pmatrix} \quad (5)$$

con

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}$$

Si passa al dominio della frequenza con le trasformate di Laplace, ottenendo

$$\begin{aligned} X_1(s) &= \frac{m_2 s^2 + c_2 s + k_2}{D(s)} F(s) , \\ X_2(s) &= -\frac{m_1 s^2}{D(s)} F(s) \\ L(s) &= X_1(s) - X_2(s) \end{aligned} \quad (6)$$

con

$$D(s) = m_1 m_2 (s^2 + 2\xi_1 \omega_1 s + \omega_1^2)(s^2 + 2\xi_3 \omega_3 s + \omega_3^2) \quad (7)$$

dove le frequenze  $\omega_1, \omega_2, \omega_3$  valgono rispettivamente

$$\begin{aligned} \omega_1 &\approx \sqrt{\frac{k_2}{m_1 + m_2}} \\ \omega_2 &= \sqrt{\frac{k_2}{m_2}} \quad \omega_3 \approx \sqrt{\frac{(m_1 + m_2)k_1}{m_1 m_2}} = \sqrt{\frac{k_1}{\alpha m_1}} \end{aligned}$$



Si ricava infine la funzione di trasferimento: si considera come input la forza impressa dal piezo-elemento e come output il posizionamento del campione, rappresentato da  $x_1$ .

$$W(s) = \frac{X_1(s)}{F(s)} = \frac{s^2 + 2\xi_2\omega_2s + \omega_2^2}{m_1(s^2 + 2\xi_1\omega_1s + \omega_1^2)(s^2 + 2\xi_3\omega_3s + \omega_3^2)} \quad (8)$$

Si conferma la relazione con il modello di secondo ordine portando la costante elastica della molla all'infinito, evidenziando che con questa condizione il modello coincide con quello del secondo ordine presentato in precedenza.

$$\lim_{k_1 \rightarrow +\infty} \frac{k_1 X_1(s)}{F(s)} = \frac{m_2 s^2 + c_2 s + k_2}{(m_1 + m_2) s^2 + c_2 s + k_2} \quad (9)$$

Si osservi ora il comportamento nel dominio del tempo e della frequenza del modello ottenuto. Si nota che il sistema ha più modi oscillatori (il modo proprio del materiale piezoelettrico, e quello della struttura di supporto) e la sua risposta al gradino si assesta, dopo qualche oscillazione, attorno a  $1.8 \cdot 10^{-8}$ , un valore che, a fronte di un ingresso unitario, è decisamente troppo piccolo e renderà necessaria l'introduzione di un guadagno molto elevato (nell'ordine di  $10^6 - 10^7$ ). Dal diagramma di Bode, inoltre, si osserva che l'introduzione di un polo ad alta frequenza causa una diminuzione del guadagno a frequenze elevate, e un calo di fase di circa 180 gradi. Questo polo corrisponde alla frequenza di risonanza del dispositivo piezoelettrico.

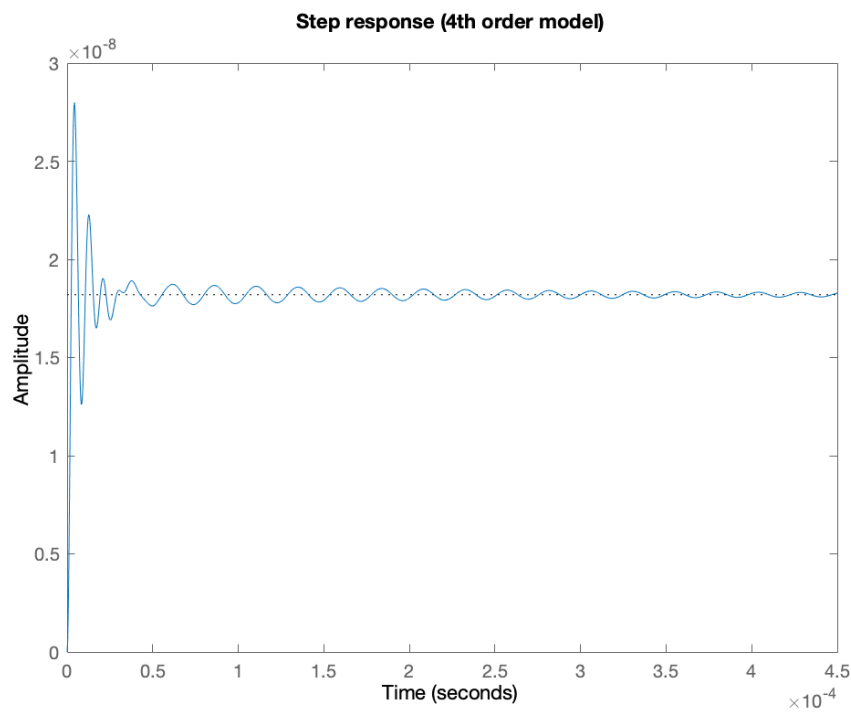


Fig. 10: Risposta al gradino del sistema di quarto ordine

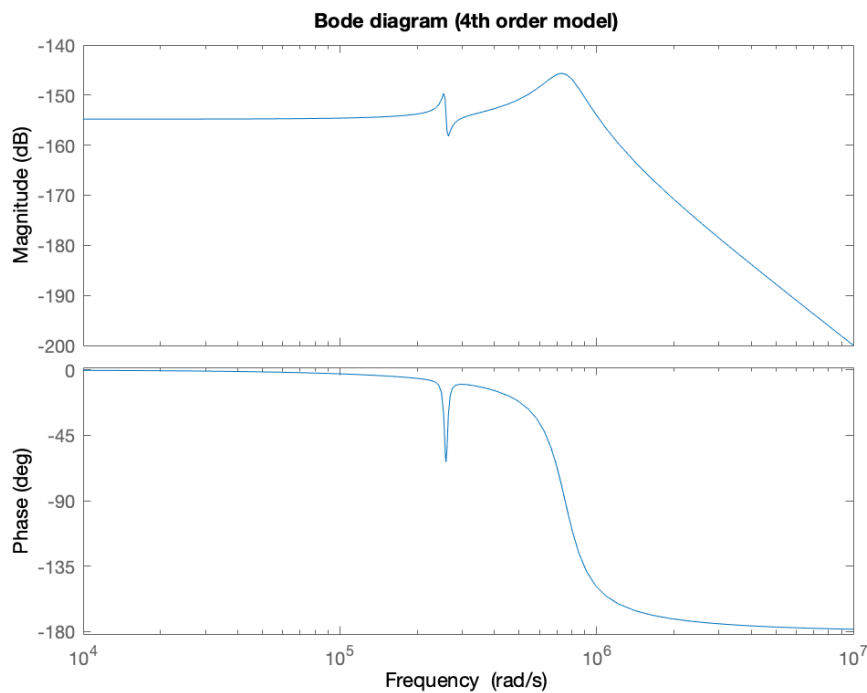


Fig. 11: Diagramma di Bode del sistema di quarto ordine

Per la simulazione sono stati usati i seguenti parametri, ottenuti sperimentalmente [9]:

Risonanze	
$\omega$	$\xi$
256982 rad/s	0.016
753982 rad/s.	0.17

Antirisonanze	
$\omega$	$\xi$
261380 rad/s	0.016

Per  $m_1$ , tenendo presente che la densità del piombo-zirconato di titanio (materiale da cui l'attuatore è composto) varia da  $7.5 - 8 \text{ g/cm}^3$ , ed essendo l'attuatore in questione un parallelepipedo di dimensione  $2 \cdot 3 \cdot 5 \text{ mm}^3$  si può approssimare la massa dell'attuatore totale a  $200 \text{ mg}$ , dunque  $m_1$ , ossia metà della massa dell'attuatore, sommata alla massa del campione da analizzare, può essere approssimata a  $120 - 150 \text{ mg}$ . Di seguito il codice MATLAB per la simulazione open-loop.

```
% Impostazione parametri
w1 = 256982; w2 = 261380; w3 = 753982;
x1 = 0.016; x2 = 0.016; x3 = 0.17;
mass = 1.2e-4;

% Costruzione funzione di trasferimento
a1 = tf([1 2*x2*w2 w2^2],[1 2*x3*w3 w3^2]);
a2 = tf(1,[mass mass*2*x1*w1 mass*w1^2]);
G = a1 * a2;

% Creazione grafici
figure(1); step(G); title("Step response (4th order model)");
figure(2); bode(G); title("Bode diagram (4th order model)");
```

### 3 Controllo

In questa sezione sono approfondite le caratteristiche implementative del sistema di scansione e di rilevamento delle forze tra microleva e campione, fornendo una breve analisi qualitativa delle grandezze in gioco e delle problematiche introdotte dalla struttura dello strumento. Si introduce successivamente il metodo di controllo proporzionale-integrativo-derivativo (PID), applicandolo al problema esposto in modo da rispettare i requisiti stilati in precedenza.

#### 3.1 Schema a blocchi del sistema

Si offre di seguito una rappresentazione schematica a blocchi del sistema di controllo. Il sistema riceve in input il setpoint di flessione della microleva: l'obiettivo è fare in modo che il sistema la mantenga costante. La topografia effettiva del campione da analizzare si configura come disturbo, in quanto modifica la flessione della microleva e rende necessario lo spostamento del campione sull'asse  $Z$  in modo da tornare al setpoint desiderato. Come output possono essere considerati due dati:

- l'output del compensatore, che ricalca la topografia effettiva della superficie campione,
- l'output del sistema, ossia la flessione della microleva.

In questo elaborato verrà presentato un metodo di controllo esclusivamente per il modello di quarto ordine, in quanto molto più accurato e fedele al meccanismo da riprodurre.

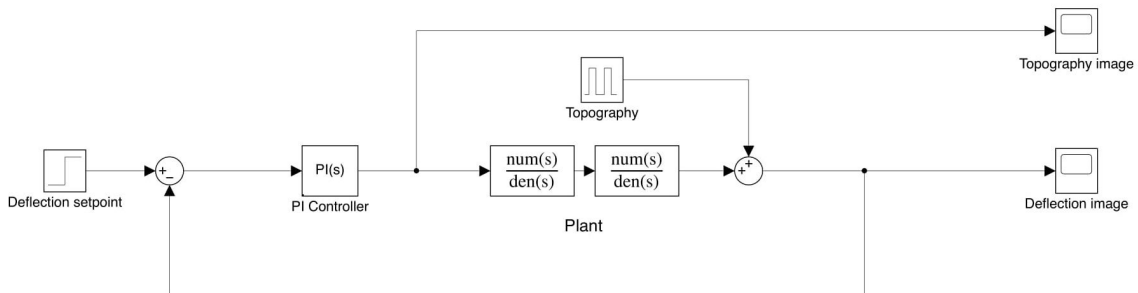


Fig. 12: Schematizzazione del sistema closed loop con compensatore PI

### 3.2 Studio dei requisiti

Per il sistema in questione è fondamentale la progettazione di un sistema di controllo che consenta alta precisione a velocità di scansione molto elevate. Per avere un'idea delle prestazioni volute, si consideri un campione quadrato di circa  $10\mu m \times 10\mu m$ .

Si vuole che il microscopio dotato dell'attuatore trattato in questo elaborato sia in grado di garantire una velocità di scansione di circa 2000 linee al secondo per un campione di questa dimensione, che risulta quindi in uno spostamento dello scanner di circa 2000 micrometri al secondo: è dunque desiderabile che il sistema abbia un tempo di salita inferiore a 20 microsecondi [9].

Un ulteriore e fondamentale requisito da studiare è la sovralongazione massima per la risposta del sistema al gradino. Questa caratteristica è fondamentale per evitare che la micropunta all'estremità della microleva subisca danneggiamenti dovuti ad un'esposizione a forze eccessivamente intense, oltre a danneggiare il campione stesso (soprattutto se composto di materiale organico come, ad esempio, una cellula). Si consideri che, per la modalità di contatto a forza costante, si utilizzano generalmente microleve di dimensioni intorno ai  $450 \times 50 \times 2\mu m$  con costanti elastiche nell'ordine dei  $50 - 100 pN/nm$ , che consentono una sensibilità maggiore rispetto alle componenti impiegate per la modalità non-contatto, ma richiedono particolare attenzione in quanto una maggiore propensione al piegamento rende la microleva più vulnerabile a spostamenti bruschi del campione, che vanno adeguatamente compensati. Per garantire l'integrità della micropunta e del campione è dunque necessario minimizzare per quanto possibile la sovralongazione della risposta.

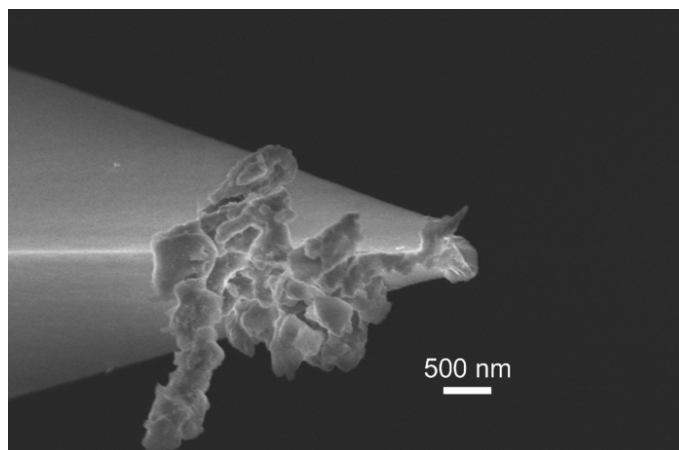


Fig. 13: Micropunta danneggiata da forze eccessive e contaminazione

### 3.3 Controllore PID per il piezo-attuatore

La microscopia AFM impiega tecniche di controllo in catena chiusa e prevede solitamente l'introduzione di un controllore di tipo PID per compensare la risposta del sistema, una tecnologia usata negli ambiti più svariati grazie alla semplicità di implementazione, basso costo di produzione e relativa facilità della taratura. Questa metodologia di controllo aggiunge tre azioni fondamentali: proporzionale, integrativa e derivativa. A scopo dimostrativo verranno dimostrati gli effetti delle tre azioni sui modelli del secondo e del quarto ordine, per poi procedere alla progettazione del controllore vero e proprio. L'equazione descrittiva del controllore PID ideale è la seguente

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (10)$$

che, passando al dominio della frequenza con le trasformate di Laplace, risulta

$$K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \approx k_p + K_i \frac{1}{s} + K_d \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}} \quad (11)$$

L'approssimazione per (11) è resa necessaria dal fatto che implementare l'azione derivativa idealmente è impossibile in quanto funzione di trasferimento impropria. Si ricorre dunque all'introduzione del coefficiente di filtro  $N$ , che viene portato a valori elevati in modo da ricalcare il comportamento ideale dell'azione derivativa. La grande maggioranza delle strumentazioni AFM ricorre all'utilizzo di una versione semplificata del compensatore PID, ossia la forma PI (con  $K_d = 0$ ) in quanto la rimozione di una dimensione da tracciare facilita ampiamente la messa a punto dei restanti due guadagni, riducendo la possibilità di produrre una configurazione errata che rischi di danneggiare la microleva o il campione.

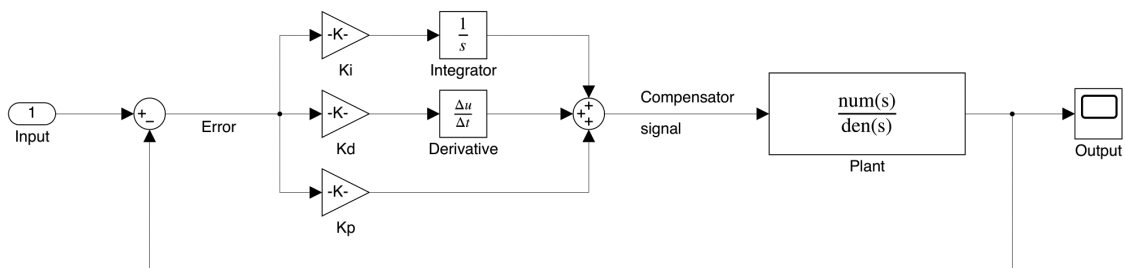
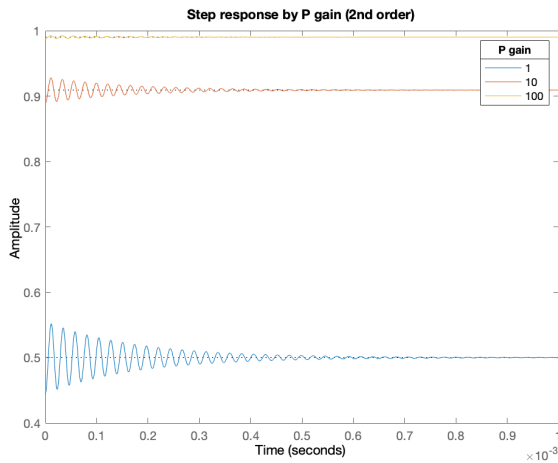


Fig. 14: Schema a blocchi di un controllore PID in sistema closed loop

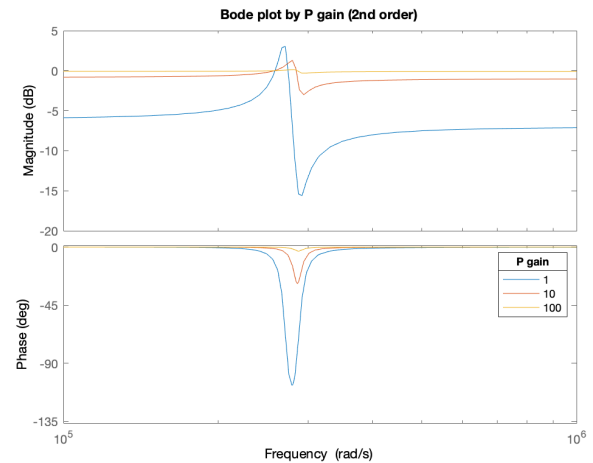
### 3.3.1 Controllore P

L'azione proporzionale dipende dalla differenza tra il setpoint indicato e l'output effettivo del sistema (errore). Il guadagno proporzionale introdotto moltiplica questa differenza, con l'effetto di rendere più rapido il tempo di risposta, oltre a ridurre, nel caso del sistema studiato in questo elaborato, l'errore a regime. Si osservi ora il comportamento dei due sistemi al variare di  $K_p$ : per il modello del secondo ordine l'aumento del guadagno proporzionale ha un impatto desiderabile sulla risposta al gradino, riducendo l'errore a regime e diminuendo la sovralongazione. Analizzando la risposta in frequenza, inoltre, si notano gli effetti positivi all'aumentare di  $K_p$  nel modello di secondo ordine, riducendo il picco nella coppia poli-zeri complessi a livello del guadagno e appianando il calo di fase su  $\omega_0$ .

Questi effetti si notano anche nel modello del quarto ordine: tuttavia, avendo introdotto un ulteriore polo complesso, l'aumento del guadagno proporzionale causa un peggioramento di prestazioni dovuto ad un brusco aumento dell'ampiezza in  $\omega_3$ , che si manifesta, nella risposta al gradino, in una sovralongazione maggiore. Mentre una semplice introduzione del solo guadagno proporzionale (se sufficientemente elevato) sarebbe stata più che soddisfacente nel modello di secondo ordine, ciò non è sufficiente se si considerano le dinamiche proprie dell'attuatore nel modello di quarto ordine, oltre a eventuali disturbi che andrebbero a modificare il segnale proveniente dai fotodiodi.

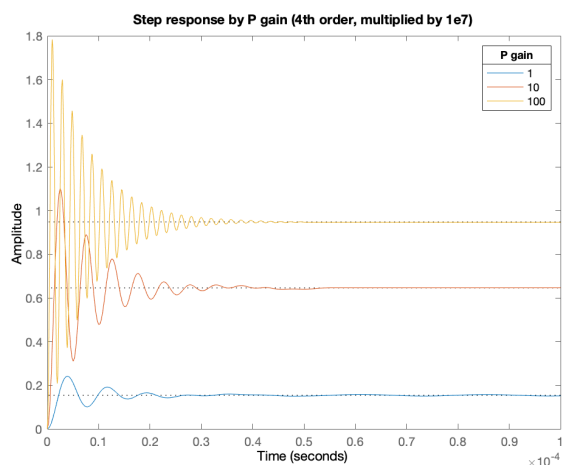


(a) Risposta al gradino

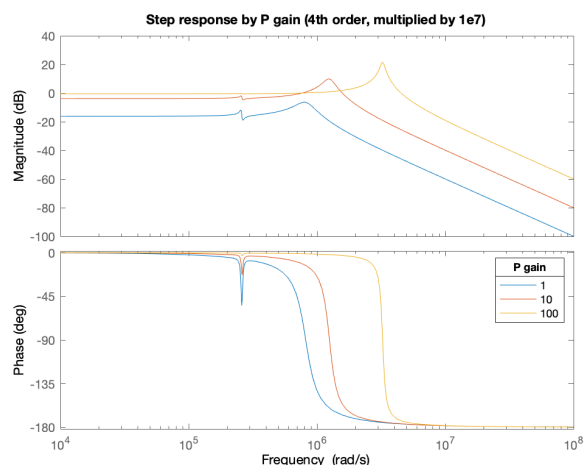


(b) Diagramma di Bode

Fig. 15: Comportamento closed loop al variare di  $K_p$  (2° ordine)



(a) Risposta al gradino

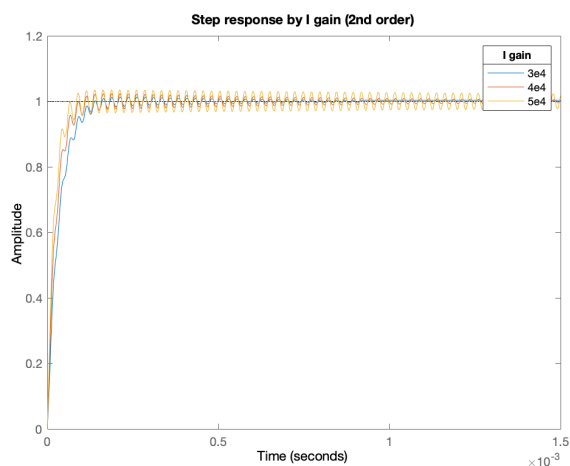


(b) Diagramma di Bode

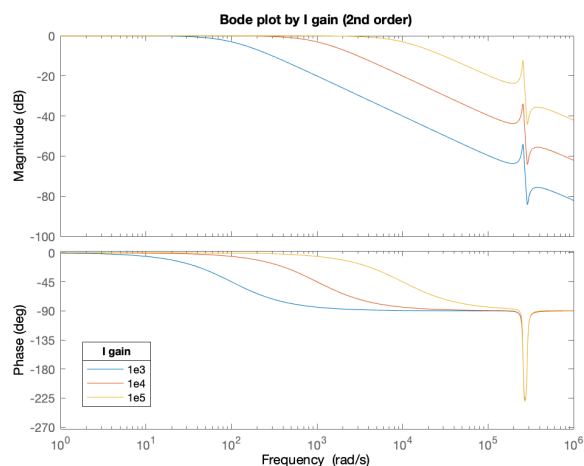
Fig. 16: Comportamento closed loop al variare di  $K_p$  (4° ordine)

### 3.3.2 Controllore I o PI

L'azione integrale è proporzionale all'area tra il segnale d'ingresso e il segnale in uscita (ovvero dell'errore), e nel dominio della frequenza aggiunge un polo all'origine con un conseguente shift della fase, facendola partire da  $-90^\circ$ , oltre a causare la una pendenza di  $-20\text{db/decade}$  nel punto  $\omega = 1$ . La peculiarità principale di questo componente è che, a regime, l'errore è nullo.



(a) Risposta al gradino

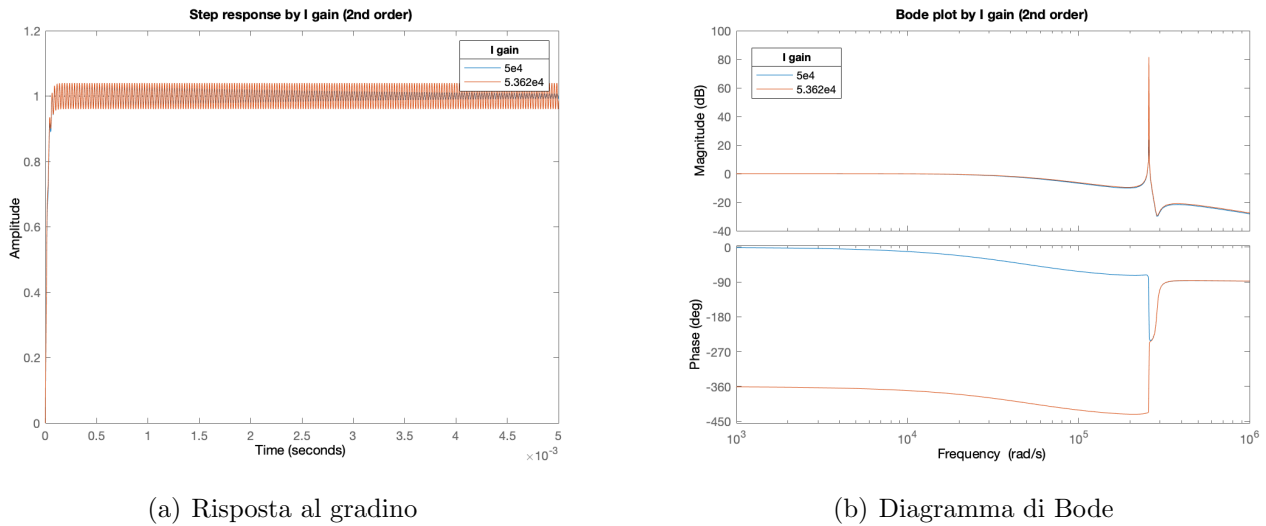


(b) Diagramma di Bode

Fig. 17: Comportamento closed loop al variare di  $K_i$  (2° ordine)



Si osservi il comportamento del sistema in catena chiusa con un controllore puramente integrale ( $K_p = 0$ ). Nel modello del secondo ordine, si identifica un range critico per  $K_i$  nell'ordine di  $10^4 - 10^5$ , all'interno del quale il sistema comincia ad oscillare con una sovraelongazione molto pronunciata e lunghi tempi di riassetamento, mentre oltre un certo limite il sistema diventa completamente instabile.

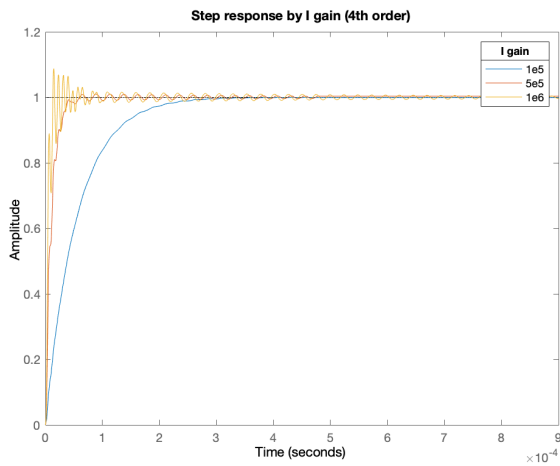


(a) Risposta al gradino

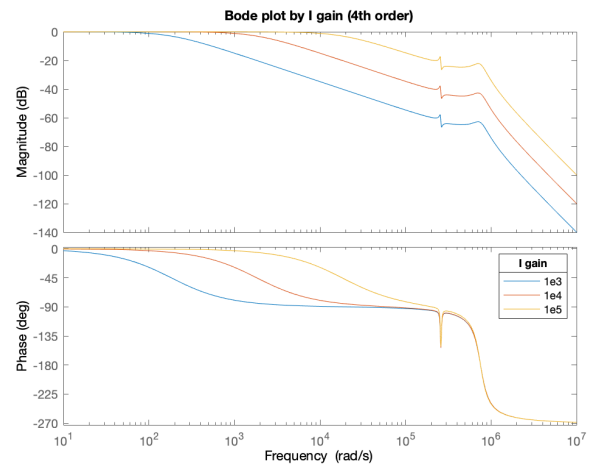
(b) Diagramma di Bode

Fig. 18: Comportamento closed loop intorno al valore critico di  $K_i$  ( $2^\circ$  ordine)

Dalle simulazioni risulta che il valore critico di  $K_i$ , in assenza dell'azione proporzionale, sia intorno a  $5.362 \cdot 10^4$ . Il cambiamento più drastico dovuto al superamento di questo guadagno, a livello grafico, si nota nel diagramma di Bode, dove la fase parte da  $-360^\circ$  e sale nella zona di antirisonanza fino a raggiungere i  $-90^\circ$ , mentre il guadagno ha un picco molto pronunciato nello stesso range di frequenza. Nel modello del  $4^\circ$  ordine si osserva un comportamento analogo, al netto dell'ulteriore polo presente ad alta frequenza.



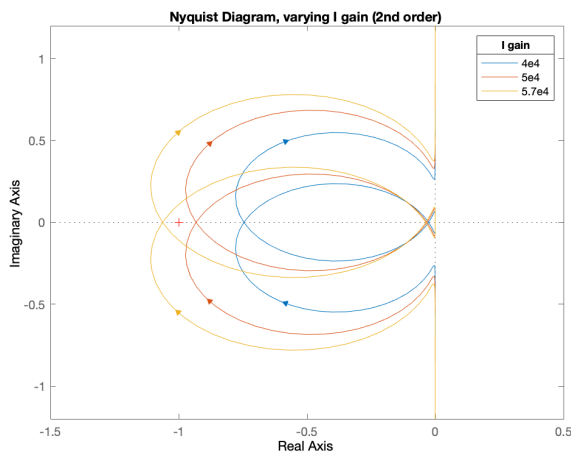
(a) Risposta al gradino



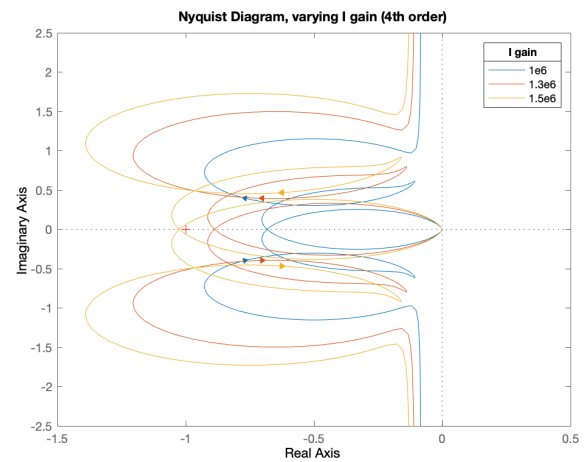
(b) Diagramma di Bode

Fig. 19: Comportamento closed loop al variare di  $K_i$  (4° ordine)

La crescente instabilità del sistema all'aumentare di  $K_i$  è ben rappresentata dai diagrammi di Nyquist di seguito proposti. Più la curva del grafico si avvicina al punto  $(-1, 0)$ , più la sovraelongazione aumenta insieme al tempo d'oscillazione. Una volta che il punto è compreso all'interno della curva, il sistema diventa instabile.



(a) Secondo ordine



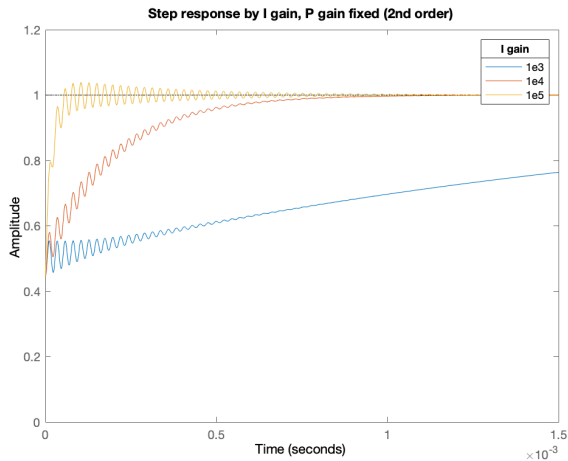
(b) Quarto ordine

Fig. 20: Diagramma di Nyquist del sistema open loop (2° e 4° ordine)

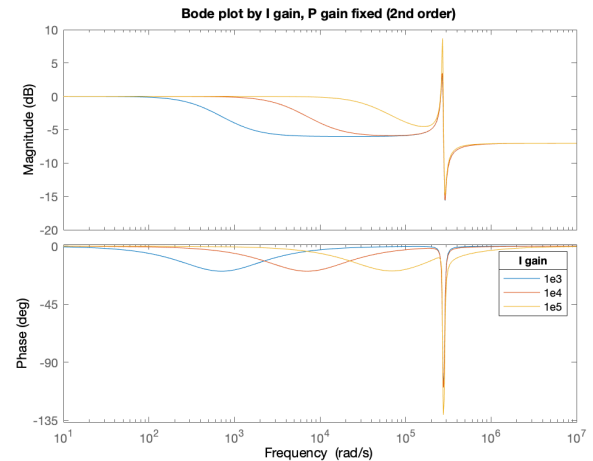
Introducendo un guadagno proporzionale si aggiunge una seconda dimensione di aggiustamento, modificando il valore critico di  $K_i$ , che viene aumentato. Analizzando il diagramma di Bode, inoltre, si nota che il calo di fase introdotto dal polo dell'azione integrale viene contrastato dall'aggiunta di uno zero.

Matematicamente, infatti, si può dimostrare che un controllore PI aggiunge uno zero in  $s = -\frac{K_i}{K_p}$ , come dalla seguente equazione, dove  $T_{pi} = \frac{K_p}{K_i}$  è la costante di tempo del controllore PI.

$$G_{pi}(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_{pi}s} \right) = K_p \frac{\left( s + \frac{1}{T_{pi}} \right)}{s} \quad (12)$$



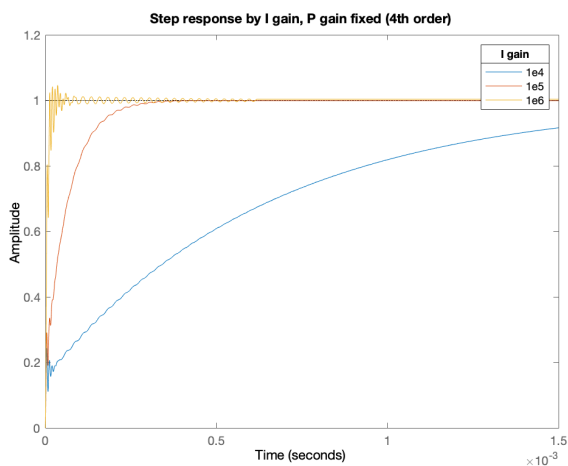
(a) Risposta al gradino



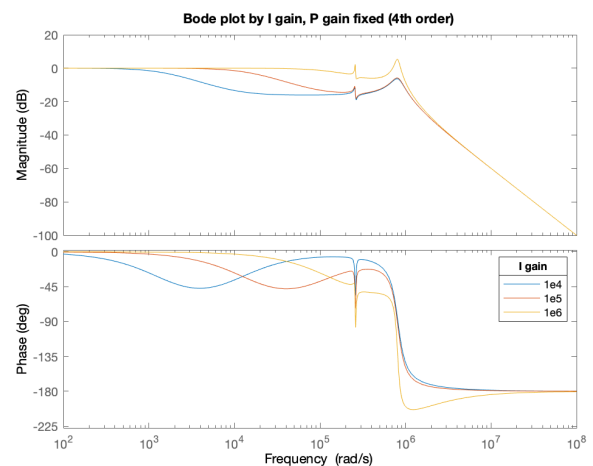
(b) Diagramma di Bode

Fig. 21: Comportamento closed loop al variare di  $K_i$ ,  $K_p$  fissato (2° ordine)

Si osserva come, in entrambi i modelli, l'aumento di  $K_i$  comporti uno spostamento verso frequenze più elevate della zona di calo sia di guadagno che di fase.



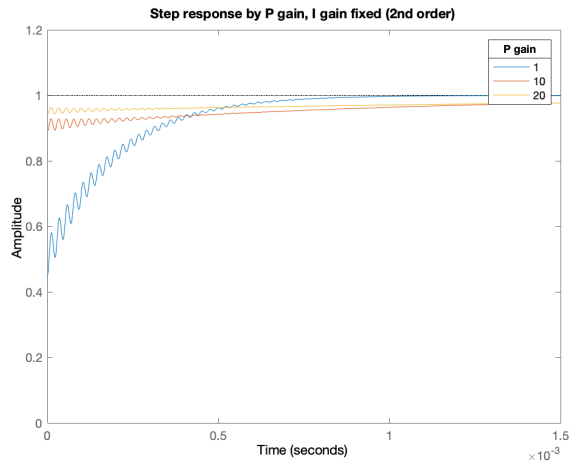
(a) Risposta al gradino



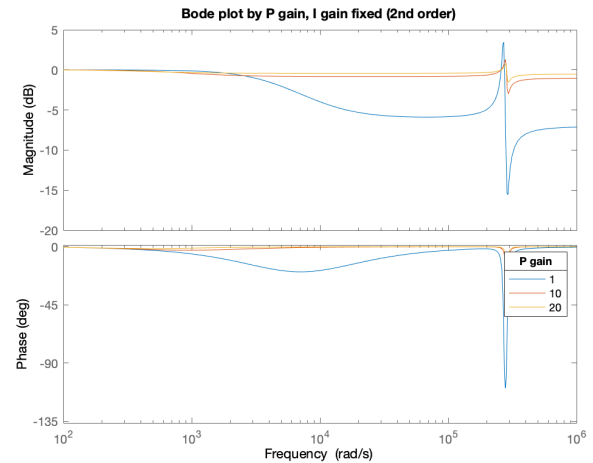
(b) Diagramma di Bode

Fig. 22: Comportamento closed loop al variare di  $K_i$ ,  $K_p$  fissato (4° ordine)

Si può concludere, al netto dei risultati ottenuti dalle simulazioni, che un aumento del guadagno integrale (entro i limiti della stabilità del sistema) sortisce effetti desiderabili al fine di raggiungere delle specifiche adatte alla risposta dell'attuatore. Si studia ora il comportamento al variare del guadagno proporzionale, fissando  $K_i$ .



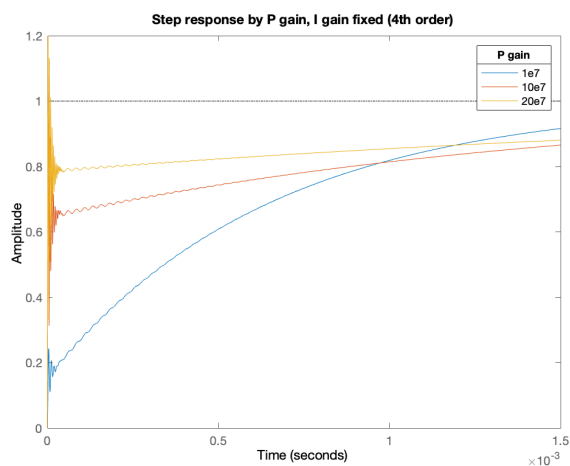
(a) Risposta al gradino



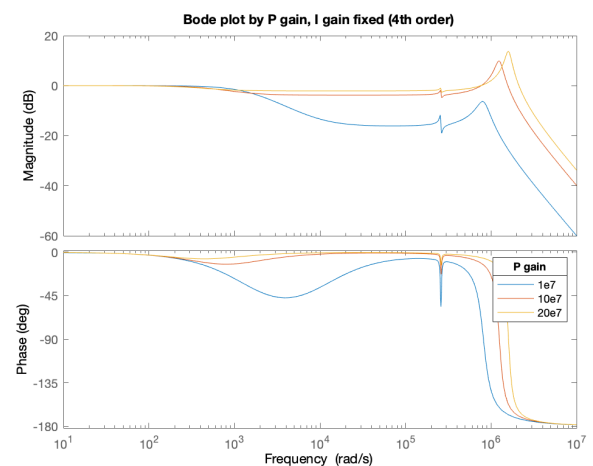
(b) Diagramma di Bode

Fig. 23: Comportamento closed loop al variare di  $K_p$ ,  $K_i$  fissato (2° ordine)

Osservando il comportamento dei due modelli, si può concludere che un aumento del guadagno proporzionale non apporta benefici considerevoli, sortendo invece effetti deleteri tra cui l'allungamento del tempo d'assestamento e il sensibile aumento della sovralongazione, in particolar modo per il modello di quarto ordine.



(a) Risposta al gradino



(b) Diagramma di Bode

Fig. 24: Comportamento closed loop al variare di  $K_p$ ,  $K_i$  fissato (4° ordine)

Studiando il comportamento del sistema all'aggiustamento dei guadagni, si può ottenere una configurazione ideale che si dimostri sufficientemente adatta al raggiungimento dei requisiti progettuali. Al netto di queste conclusioni, si può procedere con la progettazione di un controllore PI e determinare se le due azioni siano sufficienti, oppure se sia necessario introdurre un'ulteriore azione derivativa, che verrà trattata nella prossima sottosezione.

Di seguito il comportamento del sistema del quarto ordine con i parametri P e I opportunamente regolati  $K_p = 0.23725$ ,  $K_i = 514082.4188$ . La funzione di trasferimento è stata moltiplicata per una costante di  $10^7$ .

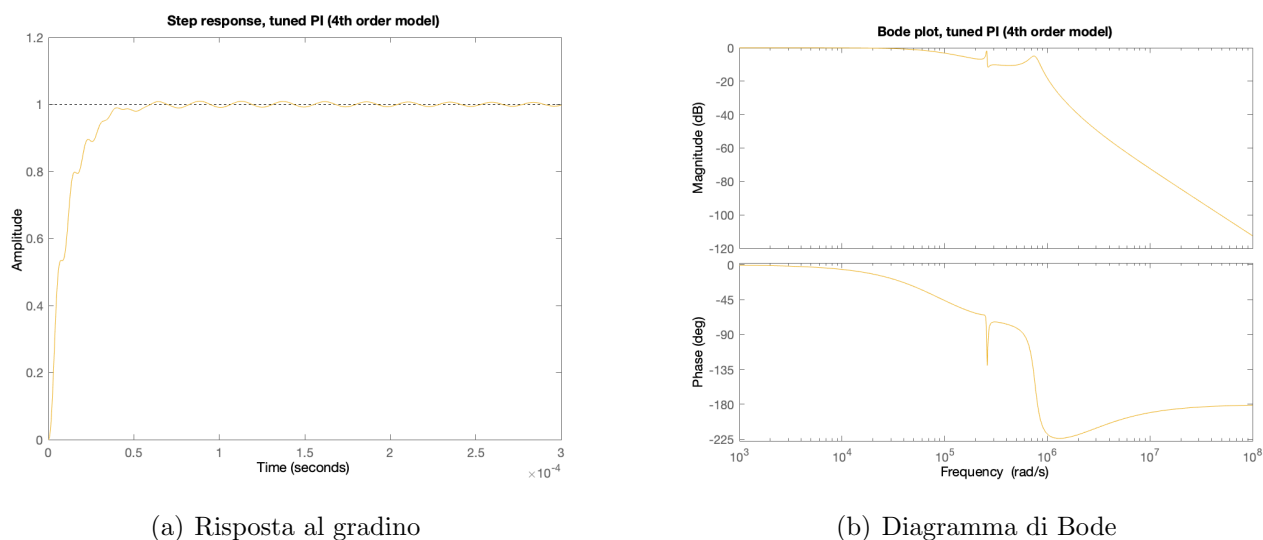


Fig. 25: Comportamento del sistema con controllore PI tuned

Parametro	Valore
Tempo di salita	25.2 $\mu s$
Tempo di assestamento	52.1 $\mu s$
Overshoot	0.925 %
Picco	1.01
Margine di guadagno	10.2 dB @ 8.03e+05 rad/s
Margine di fase	90 deg @ 9.56e+04 rad/s

### 3.3.3 Introduzione dell'azione derivativa

Il termine derivativo, come anticipato in precedenza, è relativo alla pendenza del segnale d'errore in ingresso al controllore. Essendo idealmente improprio, questo termine necessita di un'approssimazione nella realizzazione pratica che prevede l'introduzione di un coefficiente di filtro  $N$ .

$$K_d s \approx K_d \frac{N}{1 + N \frac{1}{s}} \quad (13)$$

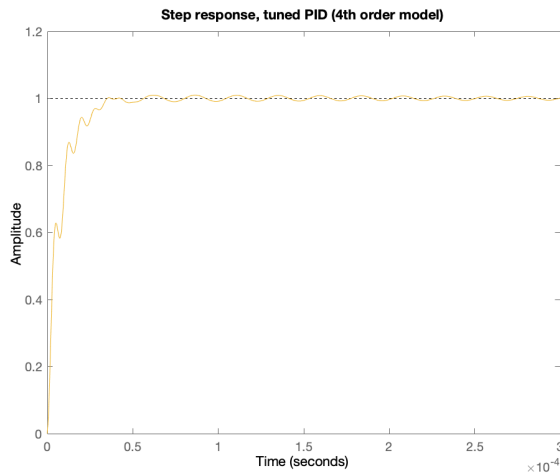
Un'equivalente approssimazione alternativa si ottiene dall'introduzione della costante di tempo  $\tau_L$ .

$$K_d \frac{s}{1 + \tau_L s} \quad (14)$$

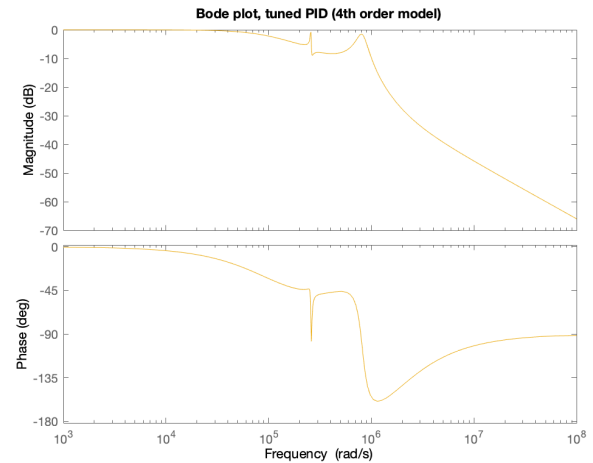
A differenza dei guadagni proporzionale e integrativo, il guadagno derivativo si riferisce alla correzione dell'errore "nel futuro", agendo su una previsione dell'andamento dell'errore basata sulla pendenza corrente del segnale. Il motivo pratico per cui un termine derivativo ideale è impossibile da realizzare, infatti, è l'impossibilità di prevedere l'errore futuro: i coefficienti introdotti nelle approssimazioni servono dunque, matematicamente, ad approssimare il comportamento ideale analizzando la pendenza nel segnale d'errore già ricevuto, non potendo analizzare quello che si sta per ricevere nell'istante successivo. Questa caratteristica base del termine derivativo, inoltre, nullifica la sua utilità se impiegato singolarmente (senza il sostegno di un controllore P o PI) in quanto, al contrario dei termini proporzionale e integrativo, il termine derivativo non riceve le informazioni necessarie alla quantificazione dell'errore, ma solo della pendenza di quest'ultimo. A causa di ciò, un ipotetico controllore D puro non potrà essere sufficiente per il raggiungimento del setpoint.

Generalmente, l'azione derivativa viene utilizzata per ridurre il tempo di risposta del sistema in sistemi affetti da tempi di ritardo lunghi. Il rischio maggiore nell'impiego di tale azione, tuttavia, è di ottenere un sistema più suscettibile ai disturbi i quali, essendo di natura variazioni di pendenza potenzialmente brusche, vengono amplificati dal guadagno derivativo [7].

L'introduzione dell'azione derivativa al controllore PI aggiunge un'ulteriore dimensione di aggiustamento, rendendo più complesso lo studio del comportamento al variare dei guadagni. Come sostegno alla progettazione, si è ricorso alla funzionalità del software Matlab "pidTuner".



(a) Risposta al gradino



(b) Diagramma di Bode

Fig. 26: Comportamento del sistema con controllore PID tuned

Parametro	Valore PI	Valore PID
Tempo di salita	25.2 $\mu s$	16.9 $\mu s$
Tempo di assestamento	52.1 $\mu s$	32.7 $\mu s$
Overshoot	0.925 %	0.96 %
Picco	1.01	1.01
Margine di fase	90 deg @ 9.56e+04 rad/s	68.7 deg @ 2.56e+05 rad/s

Nella tabella qui presentata sono confrontate le caratteristiche di risposta del sistema di quarto ordine con controllore PI e PID. Si osserva, all'aggiunta dell'azione derivativa, un sensibile miglioramento nei tempi di risposta e di assestamento, un marginale aumento del picco ed una sovralongazione praticamente identica. L'unico peggioramento notevole è una riduzione del margine di fase di circa 21 gradi, che rende il sistema meno robusto in caso di ritardi. Il compensatore PID in questione è stato regolato con i seguenti parametri:  $K_p = 1.2336$ ,  $K_i = 758239.3309$ ,  $K_d = 5.0178 \cdot 10^{-7}$ . In questa simulazione, la funzione di trasferimento è stata scalata per un fattore di  $10^7$ .

Nonostante il compensatore PID riduca il margine di fase del sistema rispetto al più semplice PI, l'effetto positivo sui tempi di salita e di assestamento è comunque da considerare: per questo motivo l'azione derivativa può ancora potenzialmente essere considerata nel progetto del compensatore finale. Ad ogni modo, è importante valutare il comportamento di entrambi i compensatori in presenza di rumore, soprattutto nel caso del controllore PID completo, dove le dinamiche aggiunte dal guadagno derivativo rischiano di esacerbare gli effetti distortivi dei vari disturbi.

### 3.4 Reiezione del rumore

Si valuta ora la performance dei due controllori sul sistema di quarto ordine esposto a rumore bianco gaussiano, che viene in una prima analisi sommato al segnale di controllo generato da PI e PID, mentre successivamente viene applicato al percorso di ritorno. Questo segnale assume valori normalmente distribuiti ed è caratterizzato da una certa potenza. Considerando che il fattore di moltiplicazione utilizzato per la funzione di trasferimento è di  $10^7$ , risulta intuitivo impostare la potenza di questo rumore nel range di  $10^{-7} - 10^{-8}$ , altrimenti il sistema sarebbe inutilizzabile.

Si deve successivamente scegliere un coefficiente di filtraggio  $N$  per l'azione derivativa, tenendo conto che maggiore è  $N$ , più il comportamento del guadagno derivativo si avvicinerà all'idealità. Il valore di  $N$  va adeguatamente regolato in quanto, essendo il rumore bianco caratterizzato da pendenze piuttosto ripide, un'azione derivativa "troppo ideale" verrebbe influenzata eccessivamente da variazioni brusche compromettendo il funzionamento del compensatore.

Le simulazioni di questa sezione sono effettuate con l'applicazione per Matlab "Simulink", come segnale per la topografia di prova si è utilizzata un'onda quadra di ampiezza 1, periodo pari a  $600\mu s$ , durata d'impulso pari al 50% del periodo.

#### 3.4.1 Applicazione di rumore sul segnale di controllo

Si applica il rumore bianco limitato in banda con potenza di  $10^{-8}$  tra il blocco del controllore e la funzione di trasferimento, come illustrato nello schema seguente.

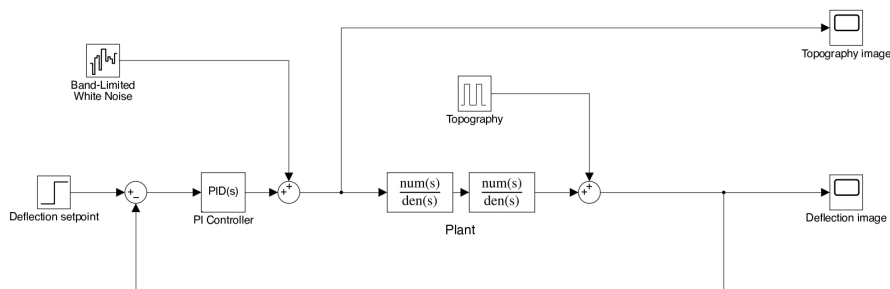


Fig. 27: Sistema di quarto ordine con segnale di controllo disturbato

Nella pratica, questo rumore rappresenta una qualsiasi vibrazione a cui la strumentazione potrebbe essere soggetta, in quanto il canale disturbato è quello tra il controllore e l'attuatore piezoelettrico.

Si osserva come, a parità di segnale di disturbo, il comportamento dello sistema di quarto ordine con compensatore PI e PID risulta pressoché analogo, con un lieve



miglioramento nei tempi di risposta utilizzando l'azione derivativa, la quale tuttavia causa inizialmente un brusco picco in salita.

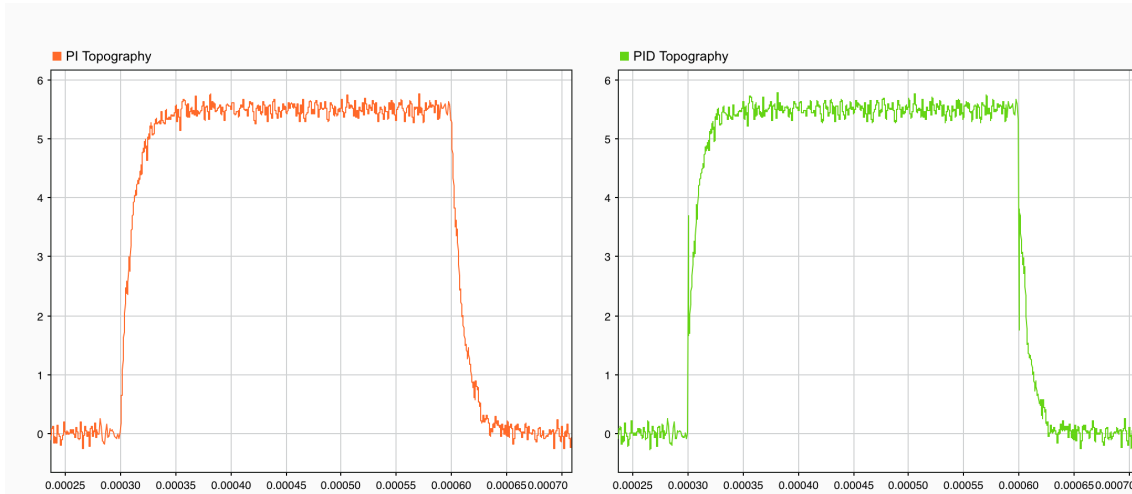


Fig. 28: Comportamento del sistema con segnale di controllo disturbato

### 3.4.2 Applicazione di rumore sul segnale di feedback

La presenza di rumore nel segnale di feedback è principalmente dovuta a rumore elettronico [4] nel sistema di rilevamento laser-fotodiodo, oltre a fluttuazioni termiche della microleva [2].

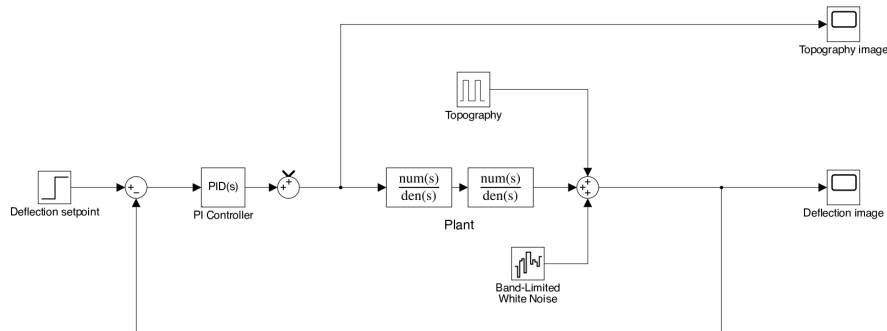


Fig. 29: Sistema di quarto ordine con segnale di feedback disturbato

Di seguito sono forniti i risultati delle simulazioni con rumore bianco applicato nel canale di feedback, sia nel sistema dotato di controllore PI che nel sistema con controllore PID.

Si osserva come la presenza del rumore nel canale di feedback deteriori particolarmente il sistema con controllore PID, lasciando invece quasi inalterata la risposta del sistema con compensatore PI. I minimi vantaggi sul tempo di risposta e di assestamento forniti dal controllore PID non sono quindi sufficienti a giustificarne

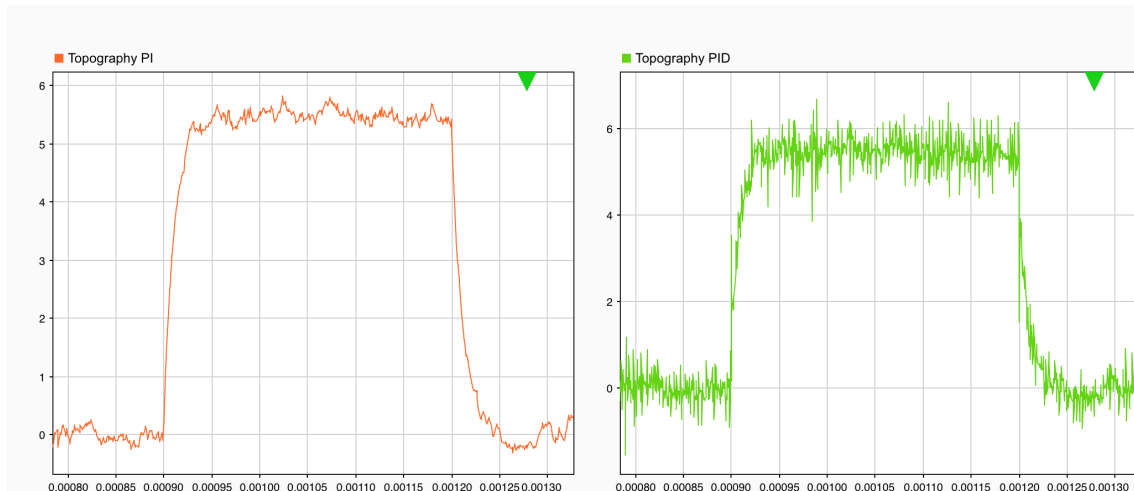


Fig. 30: Comportamento del sistema con segnale di feedback disturbato

l'impiego, a fronte dei dati ottenuti riguardo alla capacità di reiezione del rumore drasticamente ridotta nei confronti del controllore PI.

Si può quindi concludere che la scelta di controllo migliore per questo modello di attuatore sia un compensatore PI adeguatamente regolato.

Si presenta di seguito parte del codice MATLAB utilizzato per le simulazioni.

```
% scalamento fdt (utilizzato per controllori con termine P)
G = G*107
% Sistemi closed-loop (C1, C2, C3 generati con pidTuner)
feedback1 = feedback(G*C1, 1)
feedback2 = feedback(G*C2, 1)
feedback3 = feedback(G*C3, 1)
% Analisi risposta al gradino
figure(1);
step(feedback1, feedback2, feedback3);
axis([0 3e-4 0 1.2])
% Generazione diagrammi di Bode
figure(2);
bode(feedback1, feedback2, feedback3);
% Diagrammi di Nyquist al variare di Ki
figure(3);
nyquistplot(G*pid(1e0, 1e4),
            G*pid(1e0, 1e5),
            G*pid(1e0, 1e6));
axis([-1.5 0.5 -2.5 2.5])
```

## 4 Conclusioni

In questo elaborato è stata introdotta la microscopia a forza atomica, concentrandosi sulle peculiarità e i problemi ingegneristici relativi alla modalità a contatto. L'attuatore studiato è proposto come un'alternativa più stabile rispetto ai modelli in commercio, e presenta elementi di rigidità che consentono una resistenza alle vibrazioni elevata, aumentando la frequenza di risonanza.

Il comportamento della componente verticale di questo attuatore è stato rappresentato utilizzando due modelli, uno più semplificato, di secondo ordine, dimostratosi più utile dal punto di vista dell'analisi qualitativa che per la progettazione di un controllore vero e proprio, mentre un ulteriore modello di quarto ordine, capace di catturare più modi di oscillazione, è stato utilizzato per la progettazione del compensatore.

Sono state successivamente illustrate le basi del controllo proporzionale-integrativo-derivativo, spiegando l'utilità di questo metodo nel caso dell'attuatore studiato. Si è studiato in parallelo diverse tipologie di compensatori sia per il modello del secondo che del quarto ordine, osservando le somiglianze tra i due modelli e le grandi differenze introdotte dalla seconda risonanza introdotta dal polo aggiuntivo del quarto modello.

Osservando il comportamento del sistema in catena chiusa e in assenza di disturbi, si sono confrontati le varie tipologie di controllore, confrontando principalmente una variante PI, e una PID. In assenza di rumore, le simulazioni hanno mostrato un vantaggio sufficientemente sensibile per la variante con azione derivativa.

Si è infine studiato il comportamento in condizioni di disturbi, simulandoli tramite l'utilizzo di rumore bianco gaussiano introdotto nel canale di feedback e nel canale del segnale di controllo. Confrontando i due compensatori, si è osservato che l'azione derivativa introduce una sensibilità eccessiva nei confronti delle brusche variazioni dovute al rumore, compromettendone la precisione.

Si conclude quindi proponendo l'alternativa proporzionale-integrativa la quale, nonostante preveda prestazioni leggermente inferiori dal punto di vista dei tempi di risposta e d'assestamento, risulta di gran lunga meno suscettibile al rumore: caratteristica fondamentale per l'impiego a cui è sottoposto.

## Elenco figure

1	Grafico delle regioni attrattive e repulsive . . . . .	2
2	Microleva rettangolare . . . . .	2
3	Topografia tridimensionale AFM . . . . .	3
4	Schema dell'attuatore con sistema di feedback . . . . .	4
5	Modo di trampolino dello scanner (accentuato) . . . . .	5
6	Modello masse-molle del sistema . . . . .	7
7	Risposta al gradino del sistema di secondo ordine . . . . .	9
8	Diagramma di Bode del sistema di secondo ordine . . . . .	9
9	Diagramma di Bode del sistema di secondo ordine al variare di $\alpha$ . . . . .	10
10	Risposta al gradino del sistema di quarto ordine . . . . .	14
11	Diagramma di Bode del sistema di quarto ordine . . . . .	14
12	Schematizzazione del sistema closed loop con compensatore PI . . . . .	16
13	Micropunta danneggiata da forze eccessive e contaminazione . . . . .	17
14	Schema a blocchi di un controllore PID in sistema closed loop . . . . .	18
15	Comportamento closed loop al variare di $K_p$ (2° ordine) . . . . .	19
16	Comportamento closed loop al variare di $K_p$ (4° ordine) . . . . .	20
17	Comportamento closed loop al variare di $K_i$ (2° ordine) . . . . .	20
18	Comportamento closed loop intorno al valore critico di $K_i$ (2° ordine) . . . . .	21
19	Comportamento closed loop al variare di $K_i$ (4° ordine) . . . . .	22
20	Diagramma di Nyquist del sistema open loop (2° e 4° ordine) . . . . .	22
21	Comportamento closed loop al variare di $K_i$ , $K_p$ fissato (2° ordine) . . . . .	23
22	Comportamento closed loop al variare di $K_i$ , $K_p$ fissato (4° ordine) . . . . .	23
23	Comportamento closed loop al variare di $K_p$ , $K_i$ fissato (2° ordine) . . . . .	24
24	Comportamento closed loop al variare di $K_p$ , $K_i$ fissato (4° ordine) . . . . .	24
25	Comportamento del sistema con controllore PI tuned . . . . .	25
26	Comportamento del sistema con controllore PID tuned . . . . .	27
27	Sistema di quarto ordine con segnale di controllo disturbato . . . . .	28
28	Comportamento del sistema con segnale di controllo disturbato . . . . .	29
29	Sistema di quarto ordine con segnale di feedback disturbato . . . . .	29
30	Comportamento del sistema con segnale di feedback disturbato . . . . .	30

## Riferimenti bibliografici

- [1] G. Binnig, C. F. Quate, and Ch. Gerber. “Atomic Force Microscope”. In: *Phys. Rev. Lett.* 56 (9 Mar. 1986), pp. 930–933. DOI: 10.1103/PhysRevLett.56.930. URL: <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevLett.56.930>.
- [2] H -J Butt and M Jaschke. “Calculation of thermal noise in atomic force microscopy”. In: *Nanotechnology* 6.1 (Jan. 1995), pp. 1–7. DOI: 10.1088/0957-4484/6/1/001. URL: <https://doi.org/10.1088/0957-4484/6/1/001>.
- [3] Oscar Custance, Rubén Pérez, and Seizo Morita. “Atomic force microscopy as a tool for atom manipulation”. In: *Nature nanotechnology* 4 (Dec. 2009), pp. 803–10. DOI: 10.1038/nnano.2009.347.
- [4] Ricardo Garcia and Rubén Pérez. “Dynamic atomic force microscopy methods”. In: *Surface Science Reports* 47.6 (2002), pp. 197–301. ISSN: 0167-5729. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0167-5729\(02\)00077-8](https://doi.org/10.1016/S0167-5729(02)00077-8). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0167572902000778>.
- [5] Hewon Jung and Dae-Gab Gweon. “Creep characteristics of piezoelectric actuators”. In: *Review of Scientific Instruments* 71.4 (2000), pp. 1896–1900. DOI: 10.1063/1.1150559. eprint: <https://doi.org/10.1063/1.1150559>. URL: <https://doi.org/10.1063/1.1150559>.
- [6] Malgorzata Kopycinska-Müller, Roy H. Geiss, and Donna C. Hurley. “Contact mechanics and tip shape in AFM-based nanomechanical measurements”. In: *Ultramicroscopy* 106.6 (2006), pp. 466–474. ISSN: 0304-3991. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ultramic.2005.12.006>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0304399105002585>.
- [7] Yun Li, Kiam Heong Ang, and G.C.Y. Chong. “PID control system analysis and design”. In: *IEEE Control Systems Magazine* 26.1 (2006), pp. 32–41. DOI: 10.1109/MCS.2006.1580152.
- [8] Alexander Liebig et al. “Quantifying the evolution of atomic interaction of a complex surface with a functionalized atomic force microscopy tip”. In: *Scientific Reports* 10.1 (Aug. 2020), p. 14104. ISSN: 2045-2322. DOI: 10.1038/s41598-020-71077-9. URL: <https://doi.org/10.1038/s41598-020-71077-9>.
- [9] Georg Schitter et al. “Design and modeling of a high-speed AFM-scanner”. In: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 15.5 (2007), pp. 906–915.
- [10] Natasha Starostina and Paul West. “Part II: sample preparation for AFM particle characterization”. In: *Probe Microscopy* (2006), pp. 1–9.