



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA



DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

“Modellizzazione e Controllo di un Microscopio a Forza Atomica”

Relatore: Prof. / Dott.: Luca Schenato

Laureando/a: Antonello Di Paola

ANNO ACCADEMICO 2022 – 2023

Data di laurea 13 Marzo 2023

INDICE

<i>Sommario</i>	4
<i>Introduzione</i>	5
<i>Principio di funzionamento dell'AFM</i>	6
<i>Modellizzazione</i>	7
<i>Modello del secondo ordine</i>	7
<i>Modello del quarto ordine</i>	9
<i>Controllori</i>	11
<i>Controllore Proporzionale</i>	11
<i>Controllore Integrativo</i>	13
<i>Controllore PI</i>	15
<i>Controllore PID</i>	18
<i>Controllo del modello del quarto ordine</i>	19
<i>Controllore PI per il modello del quarto ordine</i>	20
<i>Controllore PID per il modello del quarto ordine</i>	22
<i>Confronto tra PI e PID</i>	23
<i>Reiezioni ai disturbi</i>	24
<i>Controllore PID: disturbo applicato all'ingresso</i>	25
<i>Controllore PID: rumore all'uscita</i>	26
<i>Controllore PI: rumore all'ingresso</i>	27
<i>Controllore PI: rumore all'uscita</i>	28
<i>Conclusioni</i>	29
<i>Bibliografia</i>	30

SOMMARIO:

In questo elaborato si presenterà la struttura e la funzionalità di un microscopio a forza atomica (AFM) con le relative limitazioni.

Inoltre, verrà discusso e progettato un sistema di controllo per il movimento verticale del supporto di un AFM.

Si introdurranno due modelli matematici per lo studio del supporto verticale; verranno successivamente presentati vari tipi di controllori, studiandone i vantaggi e gli svantaggi.

Si conclude l'elaborato con un'analisi ai disturbi esterni.

INTRODUZIONE:

ATOMIC FORCE MICROSCOPE (AFM):

Il microscopio a forza atomica è un microscopio a scansione di sonda (SPM) ovvero le immagini delle superfici vengono catturate tramite una sonda fisica che scansiona il campione.

In particolare, l'AFM fu ideato nel 1986 da Gerd Binnig, Calvin Quate, Christoph Gerber e la grande versatilità ne permette l'utilizzo in diversi ambiti come in medicina con lo studio di proteine, batteri; in ambito scientifico con lo studio di circuiti ad alta integrazione e molto altro.

Inoltre, questo microscopio è in grado di operare in diversi ambienti come il vuoto, in aria e in liquido e riproduce un'immagine tridimensionale del campione senza che questo venga trattato come richiesto dal microscopio meccanico.

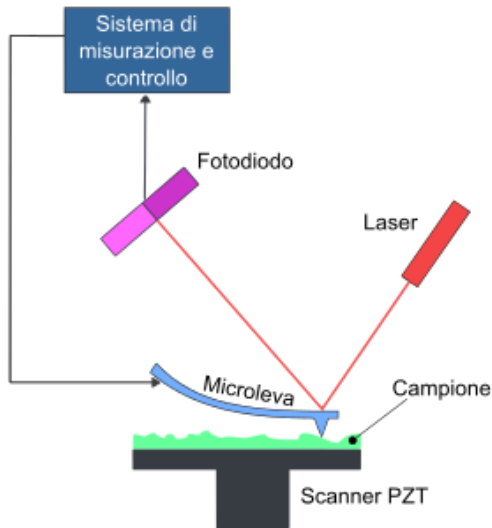


FIG.1 AFM COMMERCIALE

Il microscopio a forza atomica è costituito da una micro-leva a cui è montata una punta di silicio o nitruro di silicio con un raggio di curvatura dell'ordine dei nanometri.

La punta viene posizionata sul campione e viene fatta scorrere in modo che la forza che agisce tra essa e il campione (forza di Van Der Waals) provochi una deflessione della micro-leva in accordo con la legge di Hooke.

Questa deflessione viene misurata tipicamente tramite lo spostamento di un punto laser, che viene riflesso dalla superficie del cantilever su una matrice di fotodiodi, che forniscono un'informazione sulla topografia del campione permettendo il tracciamento del profilo superficiale.



Il campione viene posizionato su un supporto controllato da un piezoelettrico che permette di muoverlo nelle tre direzioni spaziali, permettendo lo scorrimento della leva sul piano e mantenendo costante la forza agente tra campione e punta evitando il danneggiamento di uno dei due durante lo scorrimento.

Si differenziano due configurazioni principali:

- Statica: dove il cantilever viene trascinato sulla superficie e la misura viene ottenuta direttamente dalla sua deflessione;
- Dinamica: dove il cantilever è fatto oscillare e la misura superficiale è data dalle variazioni sull'ampiezza dell'oscillazione.

Da queste due configurazioni si caratterizzano due modi di funzionamento:

Contact Mode: deriva dalla configurazione statica; le forze agenti tra la punta e il campione vengono mantenute costanti mantenendo una deflessione costante utilizzando direttamente il segnale di feedback ovvero una rete di controllo in retroazione che si occupa di spostare il campione in direzione z; proprio questo spostamento verticale fornisce la misura superficiale del campione nel punto in cui si trova la punta.

Tapping Mode: questo modo deriva dalla configurazione dinamica; dunque, il cantilever viene fatto oscillare in prossimità della superficie del campione, le forze di Van Der Waal modificano l'ampiezza dell'oscillazione, tale modifica viene utilizzata come misura superficiale dalla quale si ricava il profilo del campione nel punto dove si trova la leva.

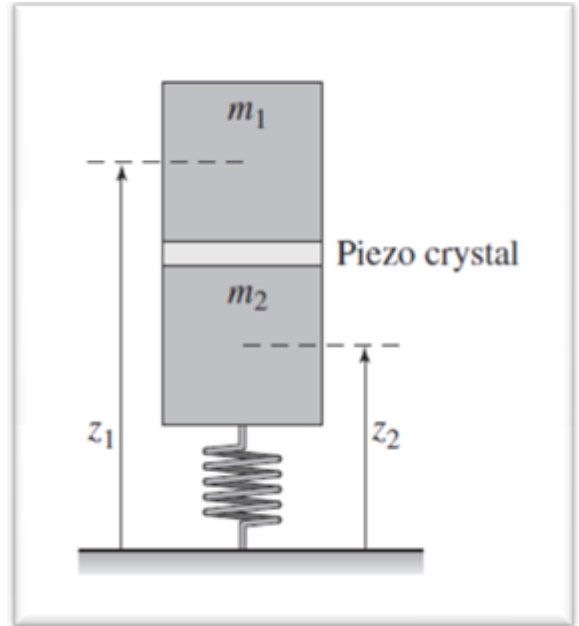
In questo elaborato si modellerà il sistema in Contact Mode e progetterà un sistema che permetterà di avere tempi di acquisizione accettabili e che compensi eventuali oscillazioni spurie dovute al contatto punta-campione.

Per studiare matematicamente il sistema bisogna trovare un modello fisico che simuli il movimento verticale del tubo piezoelettrico e del campione. Per catturare il modo ondulatorio del sistema verranno presentati due modelli; il primo è un modello del secondo ordine mentre il secondo è del quarto ordine.

MODELLO DEL SECONDO ORDINE

Il sistema viene visto come due masse, tra le quali è collocato un dispositivo piezoelettrico, sorrette da una molla con uno smorzatore, dei quali si conoscono le costanti caratteristiche. La massa m_1 comprende la metà superiore del dispositivo piezoelettrico e la massa del campione da analizzare mentre la massa m_2 comprende l'altra metà del dispositivo e la massa del supporto.

Le coordinate z_1 e z_2 sono rispettivamente le posizioni verticali dei due centri di massa relativi a m_1 e m_2 ; k_2 e c_2 sono la costante elastica e il coefficiente di smorzamento del supporto. Infine, sia l la distanza tra il centro delle due masse. Scrivendo le equazioni del moto delle due masse in funzione della forza esercitata dall'elemento piezoelettrico si ha:



$$F = m_1 \frac{d^2 z_1}{dt^2}$$

$$m_2 \frac{d^2 z_2}{dt^2} = -c_2 \frac{dz}{dt} - k_2 z_2 - F$$

$$l = z_1 - z_2$$

Sfruttando le trasformate di Laplace si ottiene:

$$X_1(s) = \frac{1}{m_1 s^2} F(s)$$

$$X_2(s) = -\frac{1}{m_2 s^2 + c_2 s + k_2} F(s)$$

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

Da cui si ottiene la funzione di trasferimento:

$$G(s) = \frac{m_2 s^2 + c_2 s + k_2}{(m_2 + m_1) s^2 + c_2 s + k_2}$$

$$= \frac{\alpha s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2}$$

Da questa funzione possiamo ricavare e studiare il diagramma di Bode (Fig. 2a) e la sua risposta al gradino (Fig. 2b).

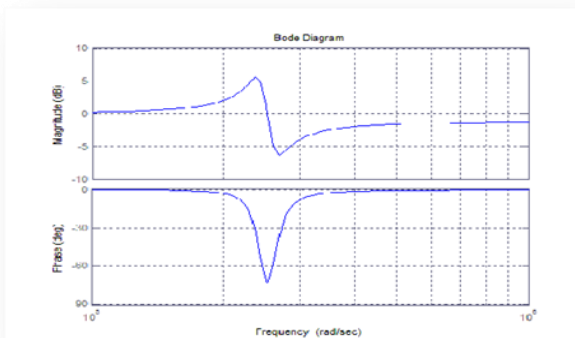


Fig. 2 a

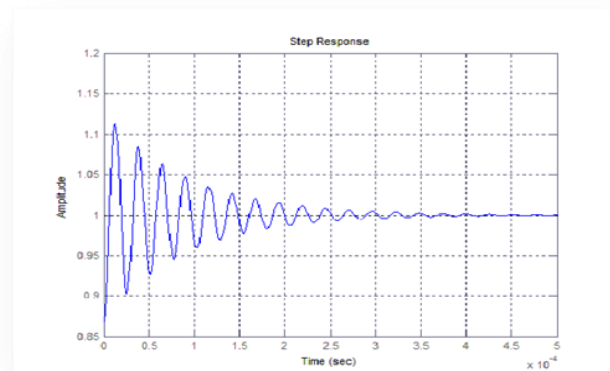


Fig. 2 b

Dal diagramma di Bode si può notare un brusco calo di fase alla frequenza di taglio; il sistema, quindi, presenta margine di fase $P_m=107^\circ$ il che lo rende intrinsecamente robusto ai ritardi. Il comportamento, escluso il picco nella frequenza di taglio, è costante in frequenza con guadagno unitario. Il sistema a regime si porterà dunque al valore di riferimento.

Mentre dalla figura 2b possiamo notare che la risposta al gradino risulta molto irregolare con tempi di assestamento dell'ordine di 0.35ms; tuttavia, sono presenti una sovra elongazione di circa il 12 – 13% ed oscillazioni spurie. Queste ultime provocano distorsioni nelle immagini mentre la sovra elongazione rischia di danneggiare il campione.

Lo scopo del controllore è quello di avere immagini più nitide ed evitare di danneggiare il campione.

Per un'analisi più completa è necessario fare un passo in più, ovvero rappresentare il pezzo piezoelettrico come una molla con smorzatore tra m_1 e m_2 con relative costanti k_1, c_1 .

Le equazioni del sistema diventano:

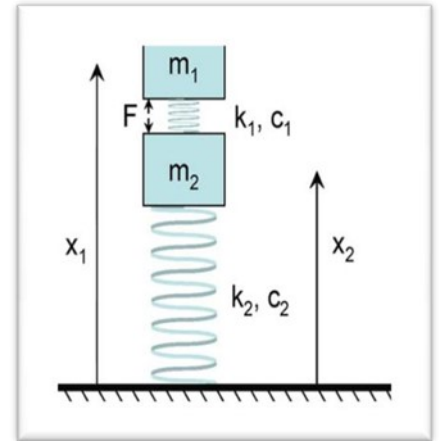
$$M \frac{d^2 x}{dt^2} + C \frac{dx}{dt} + Kx = \begin{pmatrix} F \\ -F \end{pmatrix}$$

Con

$$M = \begin{pmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{pmatrix}$$

$$C = \begin{pmatrix} c_1 & -c_1 \\ -c_1 & c_1 + c_2 \end{pmatrix}$$

$$K = \begin{pmatrix} k_1 & -k_1 \\ -k_1 & k_1 + k_2 \end{pmatrix}$$



Utilizzando di nuovo la trasformata di Laplace si ottiene:

$$X_1(s) = \frac{m_2 s^2 + c_2 s + k_2}{D(s)} F(s)$$

$$X_2(s) = -\frac{m_1 s^2}{D(s)} F(s)$$

La cui funzione di trasferimento risulta essere:

$$G_{x_1 F}(s) = \frac{m_2 s^2 + c_2 s + k_2}{D(s)}$$

$$= \frac{s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2}{m_1 (s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2)(s^2 + 2\zeta_3 \omega_3 s + \omega_3^2)}$$

Il cui diagramma di Bode e la risposta al gradino risultano essere:

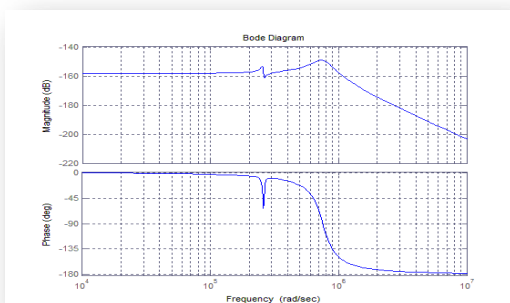


Fig. 2c

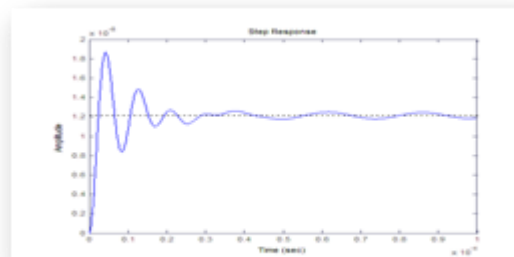


fig. 2d

Come col sistema del secondo ordine si possono notare dei picchi di risonanza e un brusco calo di fase. In questo caso però si notano anche un comportamento di tipo “passa basso” e un guadagno di circa -160dB che permette di dire subito che il sistema a regime difficilmente raggiungerà il valore indicato dal riferimento.

Un piccolo confronto della risposta in frequenza del modello come nell’immagine 3, ne dimostra la vera somiglianza coi modelli in commercio confermando che il modello scelto risulti affidabile.

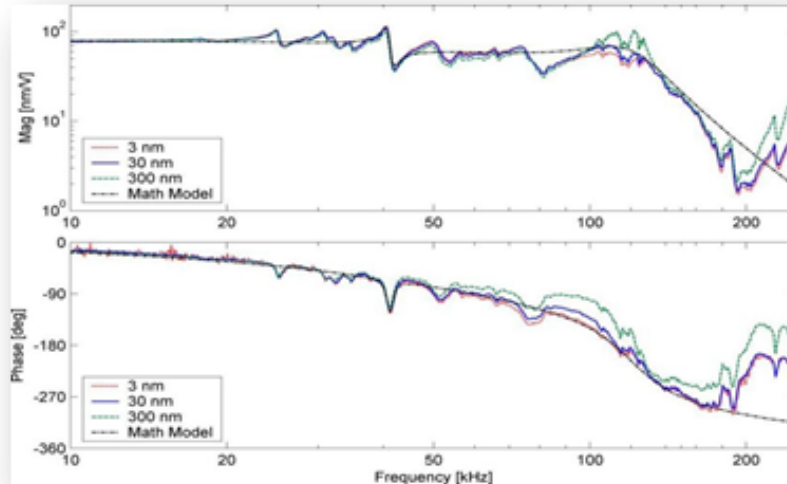


Fig. 3

Si possono notare infatti, gli stessi picchi di risonanza e cali di fase.

Studiando ora la risposta al gradino (Fig. 2d) si può notare dei tempi di salita e di assestamento dell’ordine di qualche decina di microsecondi. Si notano anche in questo caso la presenza di oscillazioni spurie e una sovra elongazione del 90%.

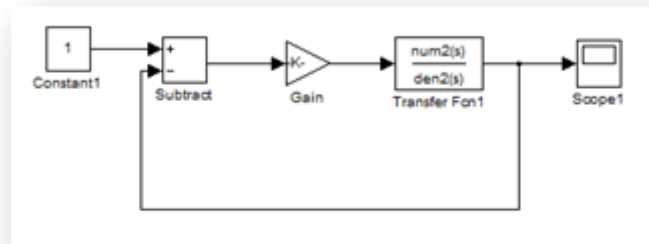
L’obbiettivo dell’elaborato è presentare un controllore che oltre a eliminare le oscillazioni spurie, riduca anche la sovra elongazione per evitare il danneggiamento del campione o del dispositivo e che elimini l’errore portando il sistema in regime al risultato voluto.

Per questo si richiede al controllore di avere le seguenti caratteristiche:

1. Errore a regime inferiore al 1 per mille
2. Oscillazioni inferiori all’1%
3. Sovra elongazione minore del 5%
4. Tempo di salita minore di 10 μ s

Si presentano di seguito dei controllori classici di tipo proporzionale, integrativo e la loro integrazione ovvero il controllore PI e se ne studiano le caratteristiche relative ai due sistemi matematici presentati sopra.

CONTROLORE PROPORZIONALE



Il controllore di tipo proporzionale è una rete di feedback che prende l'errore e lo amplifica rispetto al segnale in ingresso.

Come mostrato nella figura 4, questo tipo di controllore permette di ridurre l'errore a regime aumentandone il guadagno.

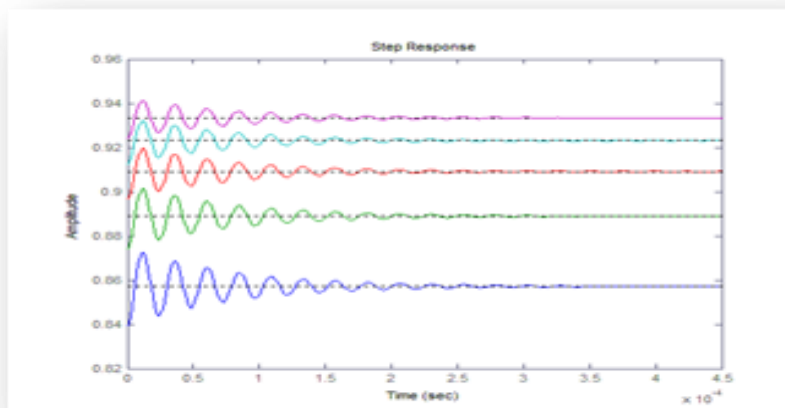
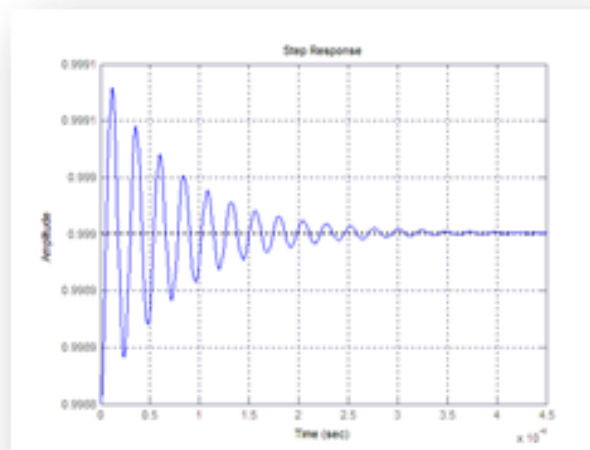


Fig. 4

Da quest'analisi si evince che la specifica sull'errore si traduce in una specifica sul guadagno della funzione di trasferimento; si ha infatti che l'errore risulta essere:

$$e \cong \frac{1}{K_b}$$

Il che porta il guadagno della funzione di trasferimento del modello che è unitario ad essere 1000, permettendo di ottenere la seguente risposta al gradino



Nonostante la specifica sull'errore a regime sia rispettato, il sistema presenta ancora oscillazioni spurie e sovra elongazioni elevate che non possono essere influenzati dalla variazione di K il che rende questo tipo di controllore non adeguato alle richieste.

Studiando però il diagramma di bode e confrontandolo con il sistema a catena aperta come nelle figure 5a e 5b possiamo notare un incremento della stabilità rispetto ai ritardi e alle variazioni di guadagno.

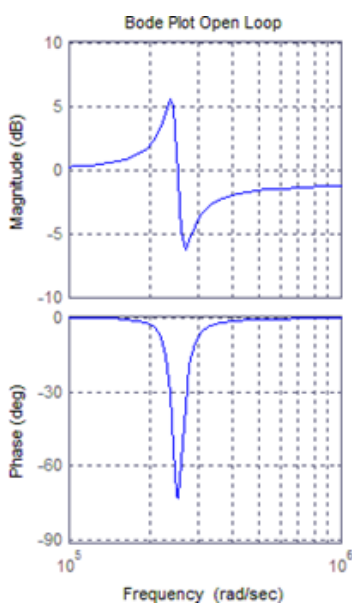


Fig. 5a

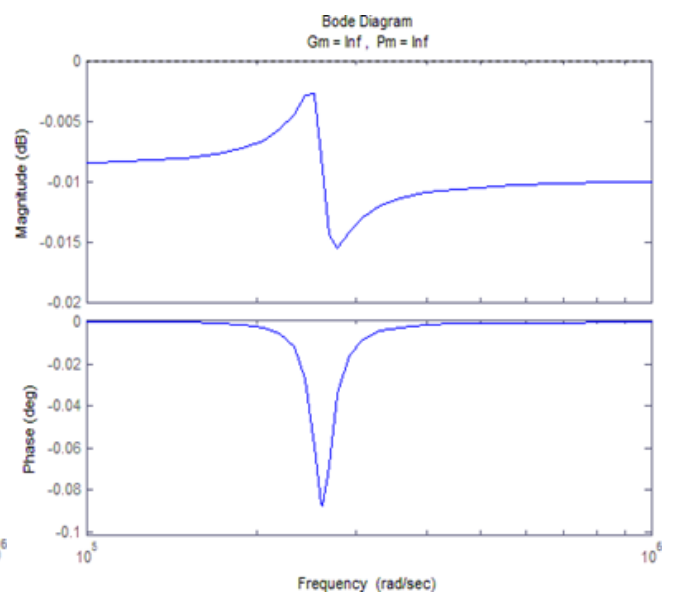
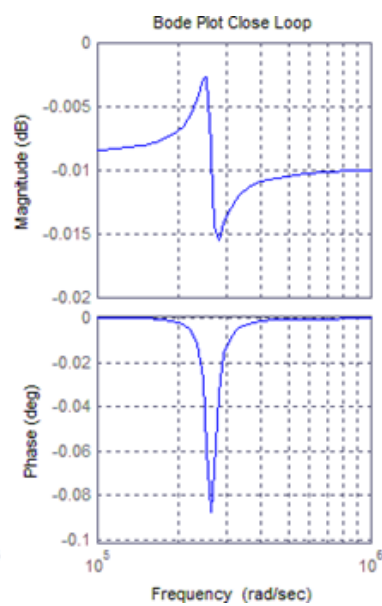
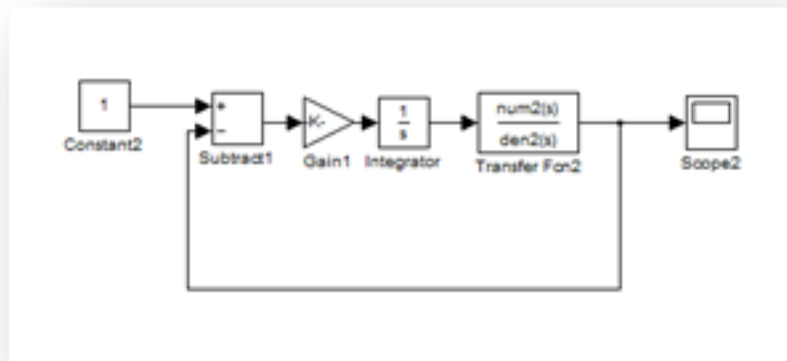
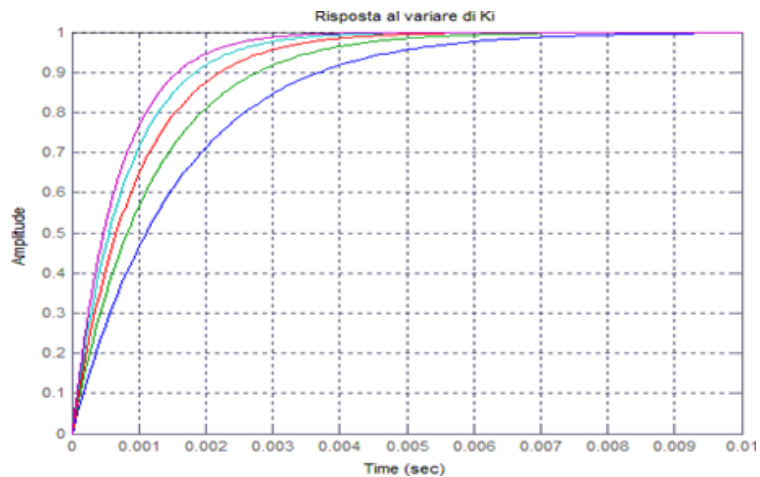


Fig. 5b

CONTROLLORE INTEGRATIVO

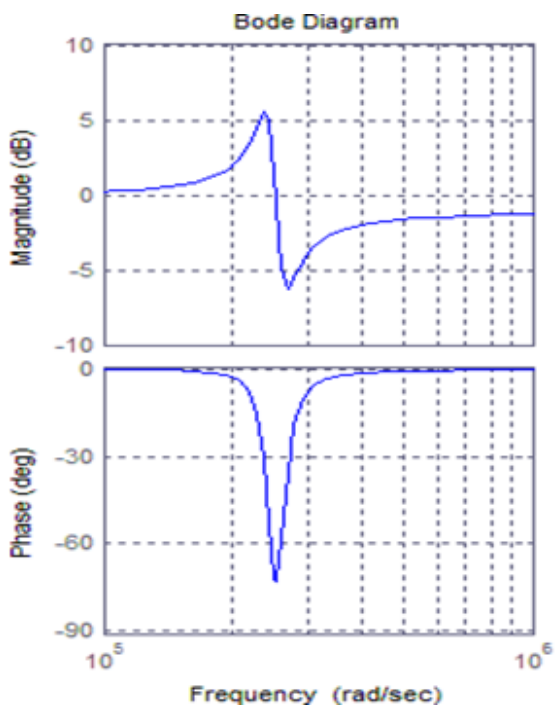


Questo secondo controllore introduce un polo nell'origine al controllore proporzionale per introdurre un effetto integrativo.

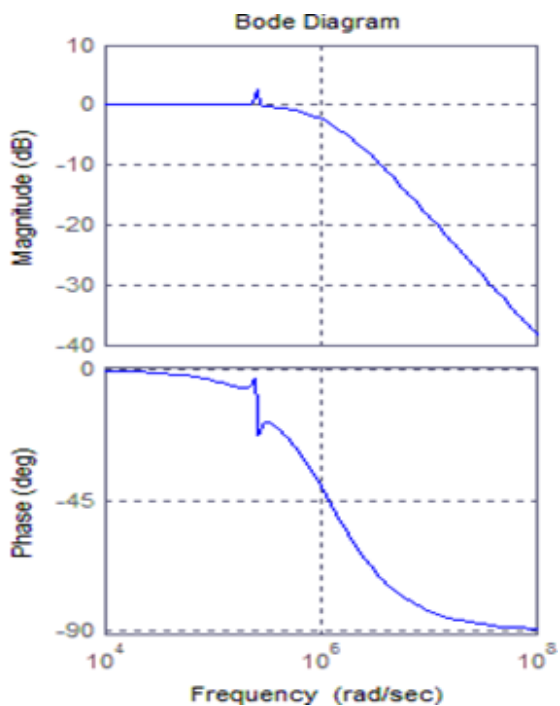


Studiando la risposta al gradino del sistema si può notare che l'errore a regime sia nullo, inoltre al variare del guadagno K il tempo di salita si riduca notevolmente. Infatti, per guadagni dell'ordine di $10^4 - 10^5$ i tempi di salita si riducono a pochi micro-secondi, valori accettabili per la precisione richiesta. Sfortunatamente, con guadagni elevati pur riducendo i tempi di salita si introducono oscillazioni spurie che possono causare distorsioni dell'immagine.

Confrontando i diagrammi di Bode come in figura si nota che pur mantenendo dei picchi in ampiezza e frequenza si ottiene un comportamento di tipo passa basso limitando quindi l'effetto degli errori in alta frequenza. Inoltre si introduce una stabilità al ritardo che non era presente nel controllore proporzionale.

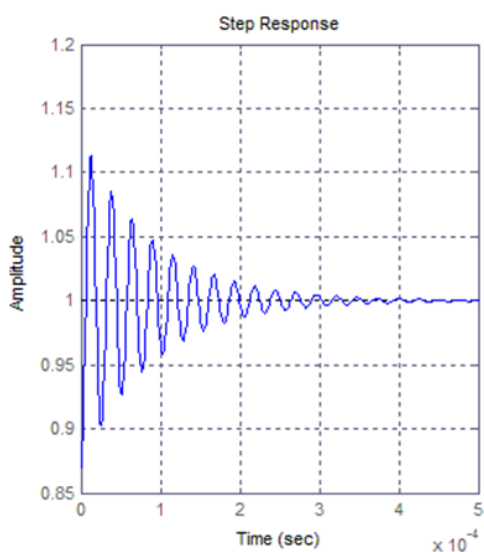


Catena aperta

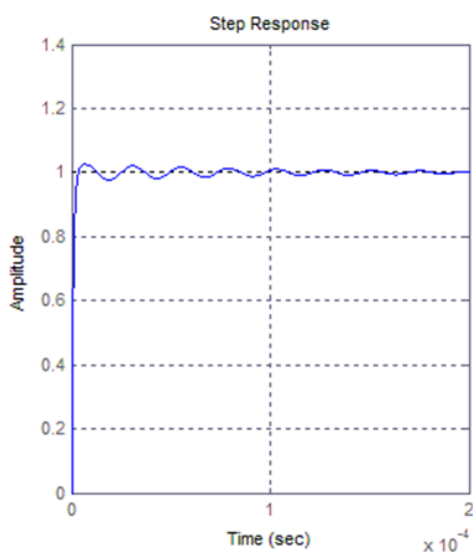


catena chiusa

Confrontando le risposte al gradino si può notare che risposta in catena chiusa risulta migliorata con un errore a regime nullo, sovra elongazione le oscillazioni e il tempo di salita risultino tutti al di sotto delle specifiche richieste.

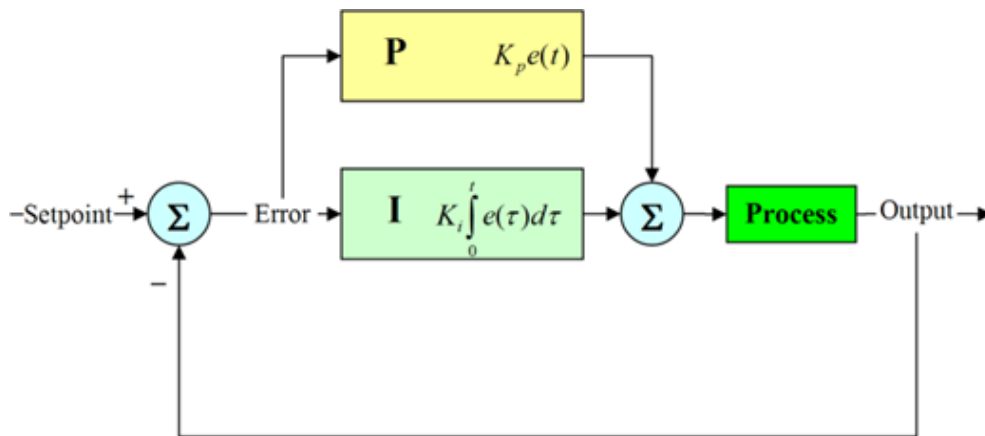


Catena aperta



catena chiusa

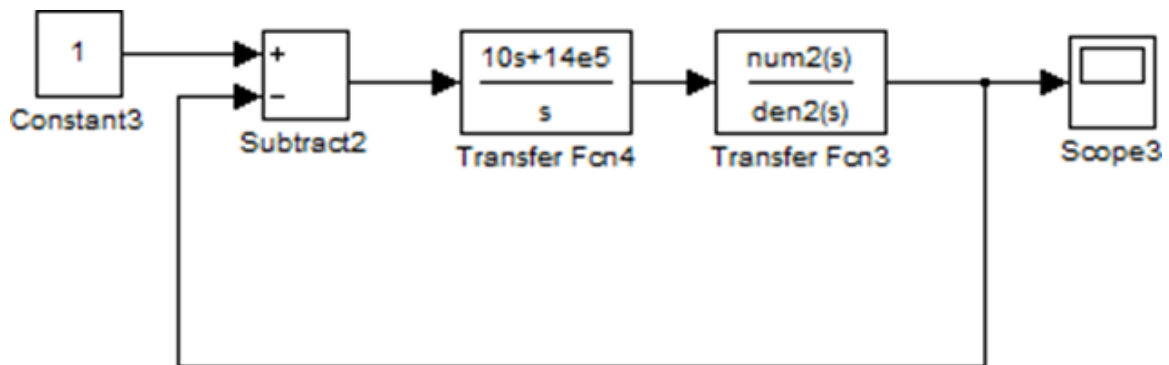
CONTROLLORE PI



Si può ora combinare gli effetti dei due controllori ottenendo un controllore che sfrutti i vantaggi visti nei due controllori la cui funzione di trasferimento risulti:

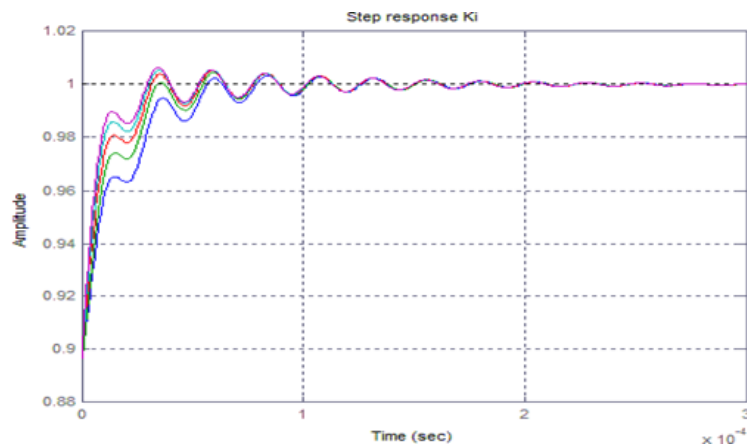
$$C(s) = \frac{k_p s + k_i}{s}$$

Dove per K_p e K_i si parli rispettivamente del guadagno proporzionale e guadagni integrativo. Lo schema risulta essere:

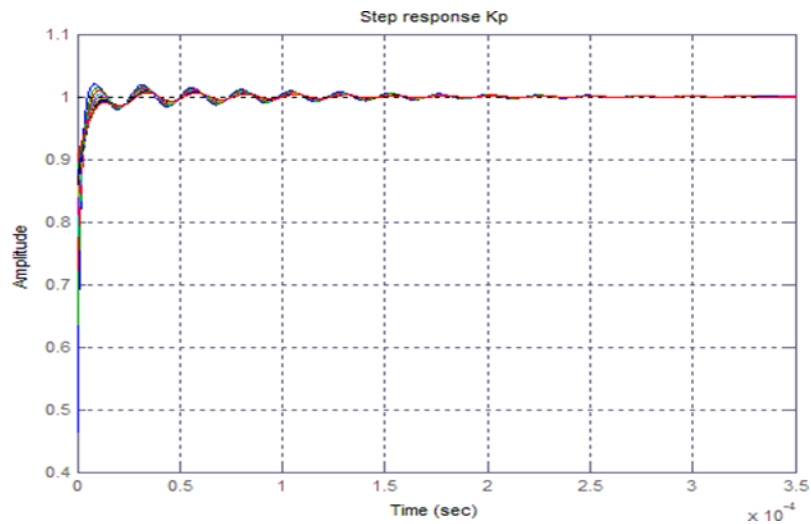


Si può ora esaminare la risposta al gradino al variare dei due parametri.

Variando il guadagno integrativo si può notare che aumentando il tempo di salita si riduca diminuendo i tempi di acquisizione dell'immagine.

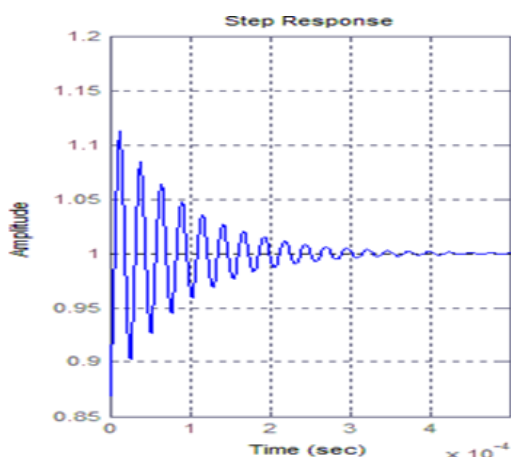


Aumentando invece il guadagno della componente proporzionale i tempi di salita resteranno quasi costanti, ma aumenterà la sovra elongazione.

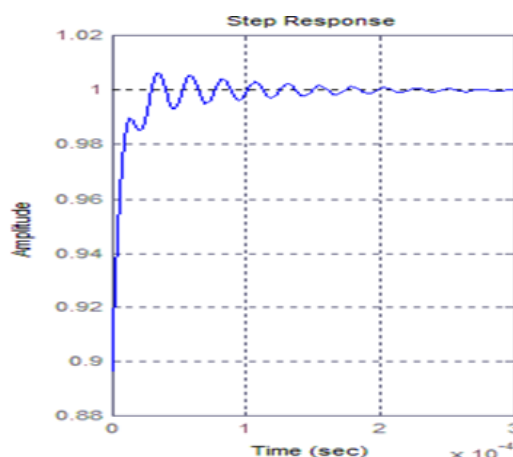


Sarà cura del progettista dimensionare i due parametri in modo da ottenere il risultato voluto.

Confrontando la risposta al gradino si può notare come il sistema a catena chiusa porti ad un netto miglioramento della risposta rispettando le specifiche volute.

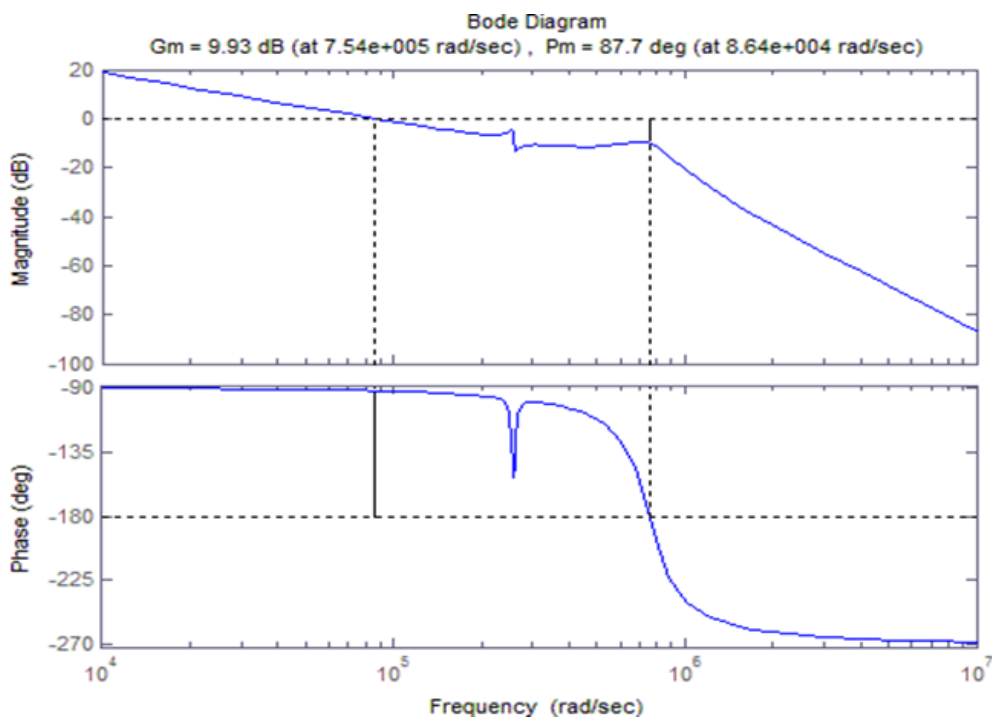


Catena aperta

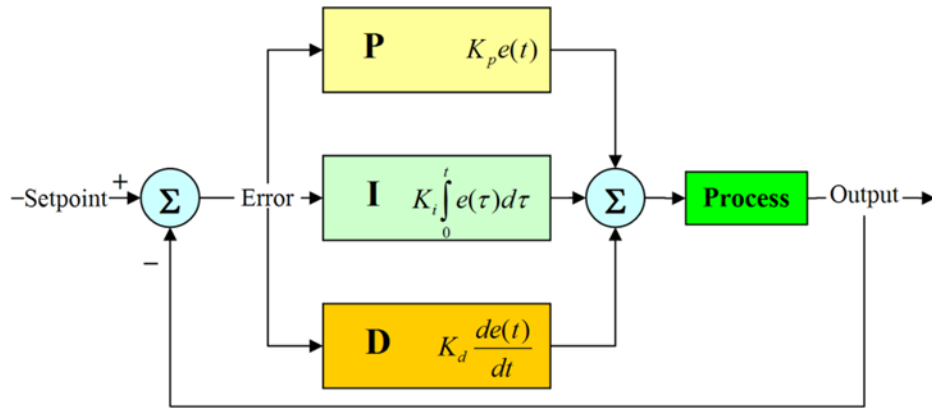


catena chiusa

Analizzando il diagramma di Bode si evince come il controllore PI abbia un andamento passa basso simile al controllore integrativo che permette di dissipare le componenti ad alta frequenza, risulta anche una maggiore sensibilità del sistema grazie alla componente proporzionale.



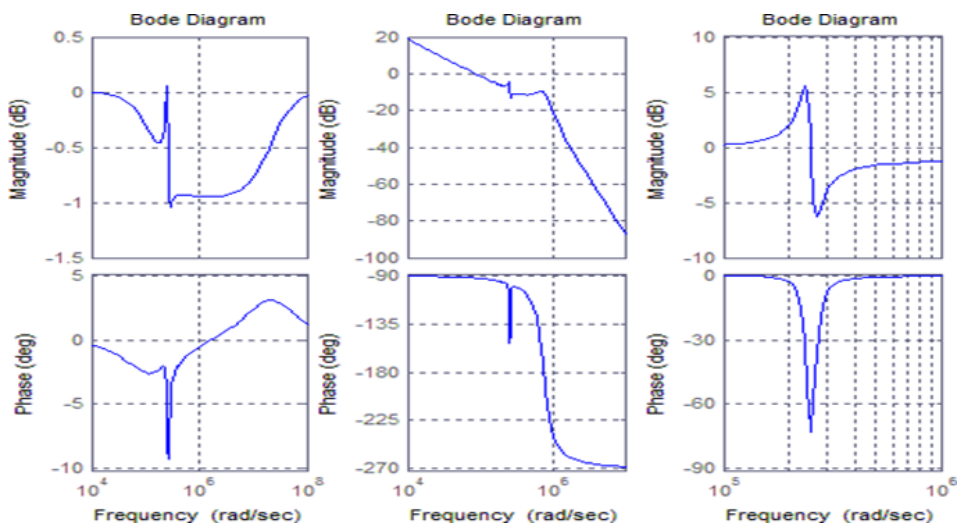
CONTROLLORE PID



Volendo fare un passo oltre si può introdurre la componente derivativa che porta un miglioramento del transitorio. L'equazione della funzione di trasferimento diventa:

$$C(s) = \frac{k_d s^2 + k_v s + k_i}{s}$$

Questo tipo di controllore risulta più complesso e costoso da realizzare. Inoltre al variare di K_d pur riducendo i tempi di salita del transitoria vengono introdotte oscillazioni che aumentano il tempo di assestamento risultando quasi “nocivo” per il nostro scopo. Questa osservazione è osservabile anche tramite il diagramma di Bode



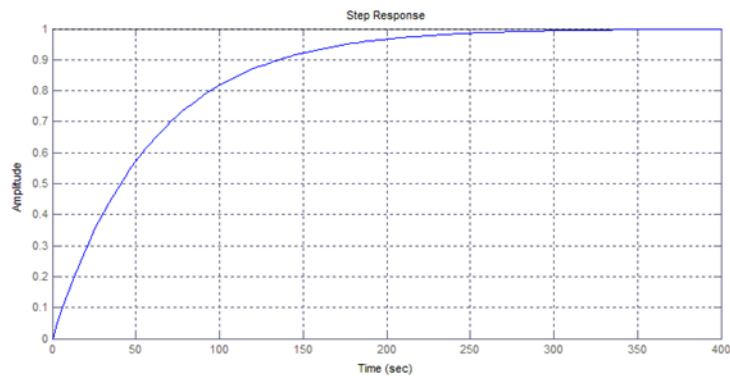
a) PID

b) PI

c) open loop

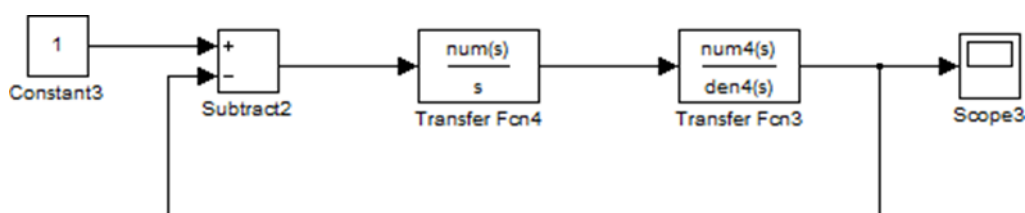
CONTROLLO DEL MODELLO DEL 4° ORDINE

Si applica ora il controllore appena visto al modello del 4° ordine per verificarne l'affidabilità.



Il grafico sopra riportato rappresenta l'applicazione del controllore PI al modello del quarto ordine. Come si può vedere pur non presentando sovra elongazioni il sistema impiega 3 minuti per andare a regime, una tempistica ovviamente inaccettabile al nostro scopo. Questo dimostra che il modello al secondo ordine è troppo semplificato rendendo necessaria un'analisi più approfondita. Ovviamente non vuol dire ignorare lo studio fatto precedentemente, ma bensì prendere i risultati e migliorarli applicandoli al modello del quarto ordine, per questo nella prossima sezione ci si concentrerà sui controllori PI e PID.

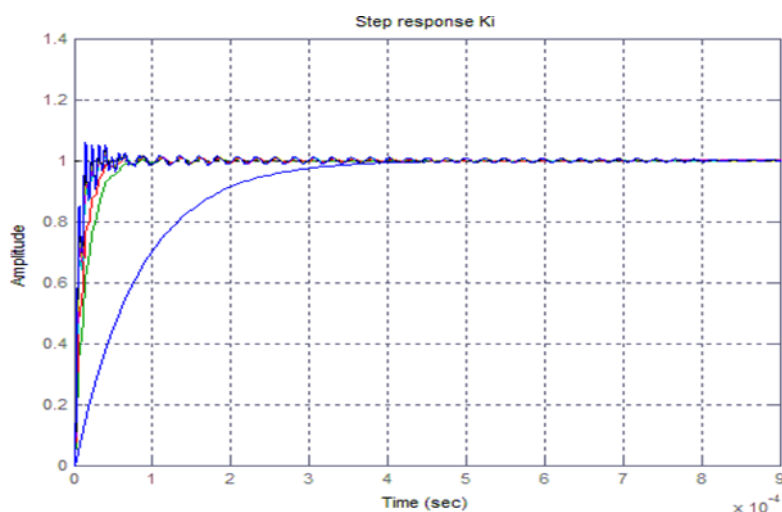
CONTROLLORE PI PER IL MODELLO DEL 4° ORDINE



Come nel capitolo precedente la funzione di trasferimento del controllore PI risulta essere

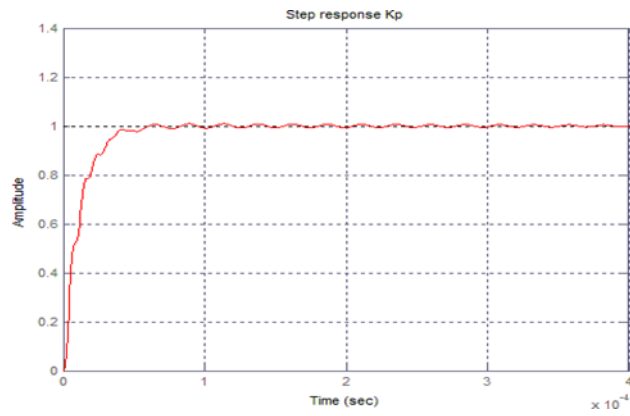
$$C(s) = \frac{k_p s + k_i}{s}$$

Come prima si studia la risposta al gradino e si variano i parametri K_p e K_i per far fronte alle caratteristiche del sistema volute.

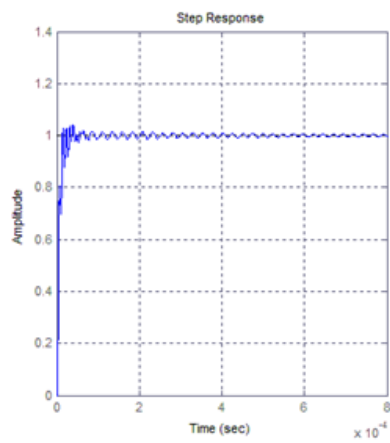


Si noti come all'aumentare di K_i il tempo di salita diminuisca, ma aumenti la sovra elongazione rendendo necessario trovare un punto ottimale che soddisfi le varie necessità del progettista caso per caso.

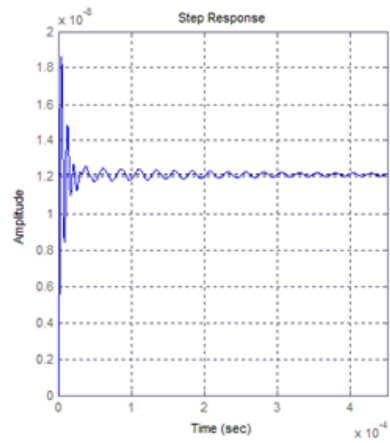
Al contrario variando K_p la risposta non varia come mostrato in figura:



Bilanciando gli effetti si ottiene una risposta che soddisfi i requisiti richiesti come dimostrato dalle immagini sotto:



a) *Catena aperta*

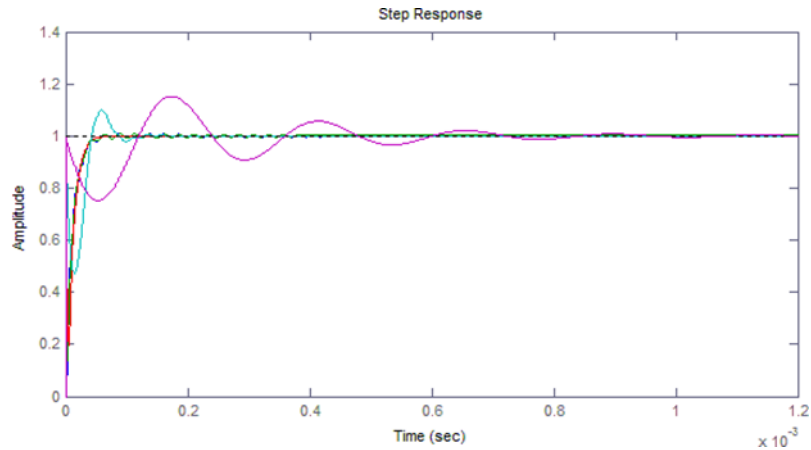


b) *catena chiusa*

Come nel modello al secondo ordine si inserisca ora una componente derivativa facendo diventare la funzione di trasferimento come prima:

$$C(s) = \frac{k_d s^2 + k_v s + k_i}{s}$$

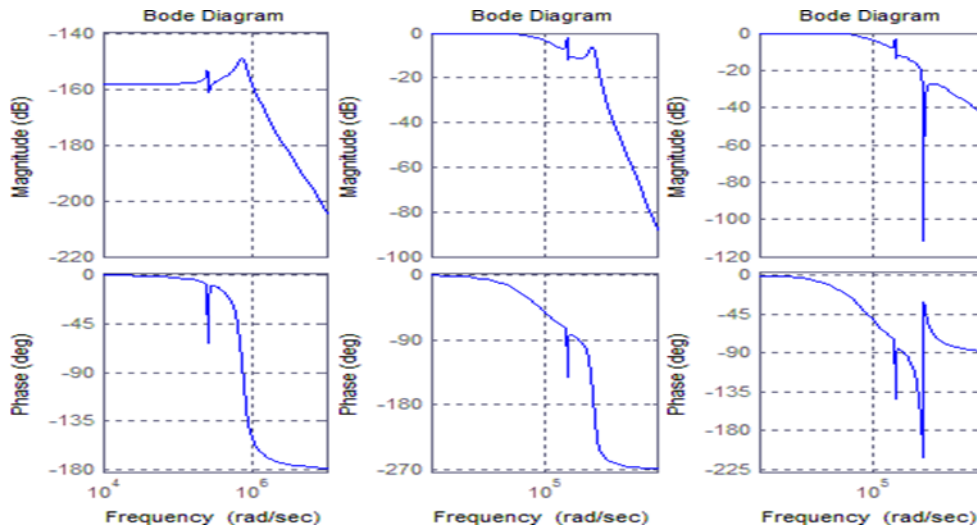
Come prima si vari K_p e se ne studi gli effetti:



Come con il modello al secondo ordine il controllore PID migliora il tempo di salita, ma introduce delle oscillazioni indesiderate il che, come prima, porta a preferire il controllore di tipo PI sia per costi sia per prestazioni.

CONFRONTO TRA PI E PID

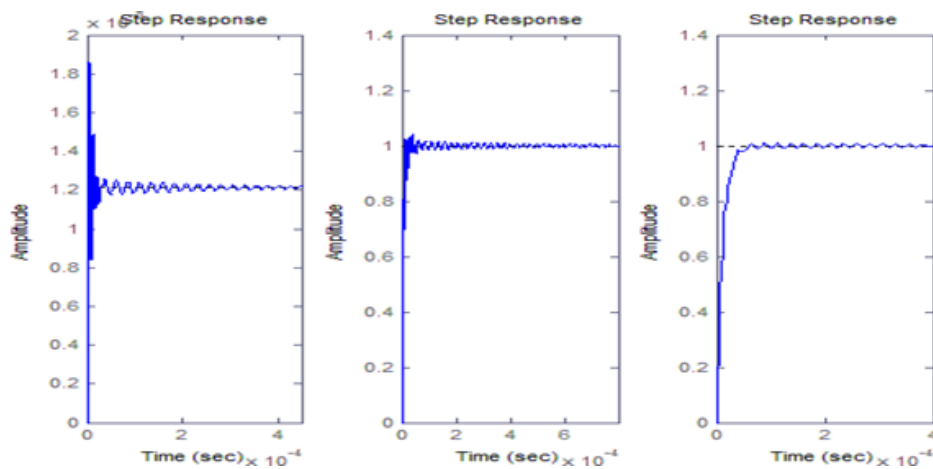
Analizzando i diagrammi di Bode e le risposte al gradino, il controllore PID risulta essere migliore se ben modellato, ma comporta un aumento di costi sia per la realizzazione sia nei tempi di progettazione e i miglioramenti non sono abbastanza accentuati da compensare questo aumento di costi.



a) catena aperta

b) PI

c) PID



a) open loop

b) PI

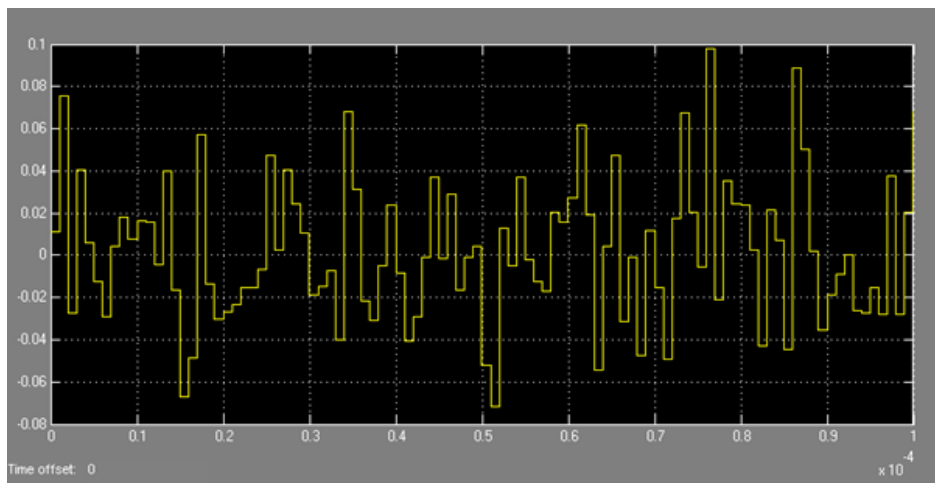
c) PID

L'analisi fatta finora non considera l'ambiente esterno del sistema.

Infatti, ogni dispositivo è soggetto a stimoli esterni, come interferenze con altri dispositivi, inquinamento elettro-magnetico, rumore termico.

È quindi necessario uno studio per capire come questi rumori influenzino il sistema e trovare dei modi per compensarli.

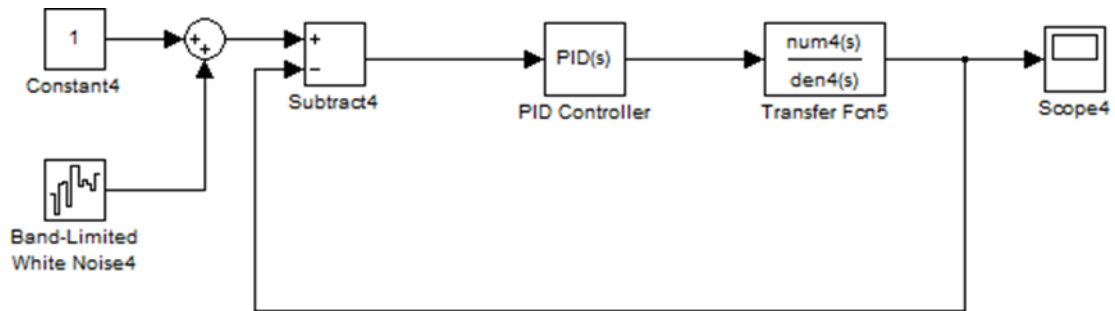
In questa sezione si cercherà di capire come viene influenzato il sistema a seconda di dove agisce il rumore, ovviamente non è prevedibile come sarà nella realtà il rumore quindi si utilizzerà un segnale Gaussiano Bianco a banda limitata e media nulla.



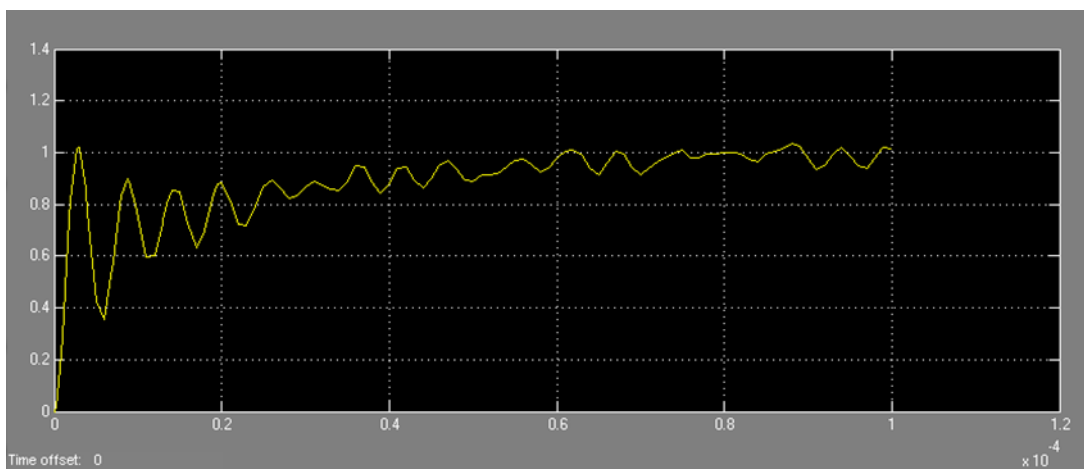
Questo segnale verrà aggiunto su vari punti come all'ingresso del sistema e inserito nella catena di retroazione.

Come controllori si useranno i controllori PI e PID per il modello al quarto ordine.

CONTROLLORE PID: DISTURBO APPLICATO ALL'INGRESSO



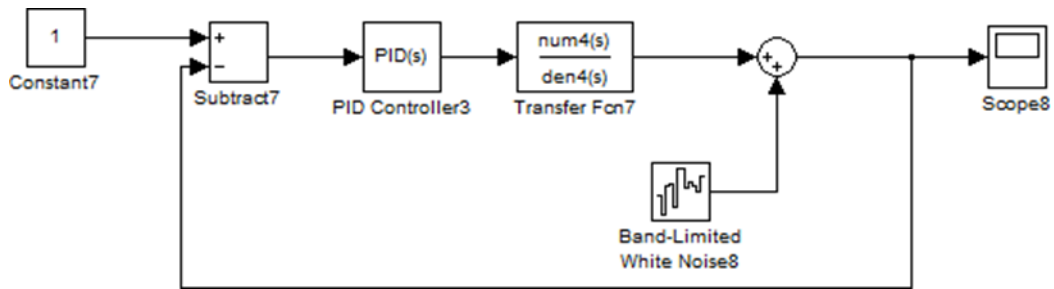
In questo caso la componente derivativa del controllore amplifica il rumore provocando in uscita forti oscillazioni indesiderate.



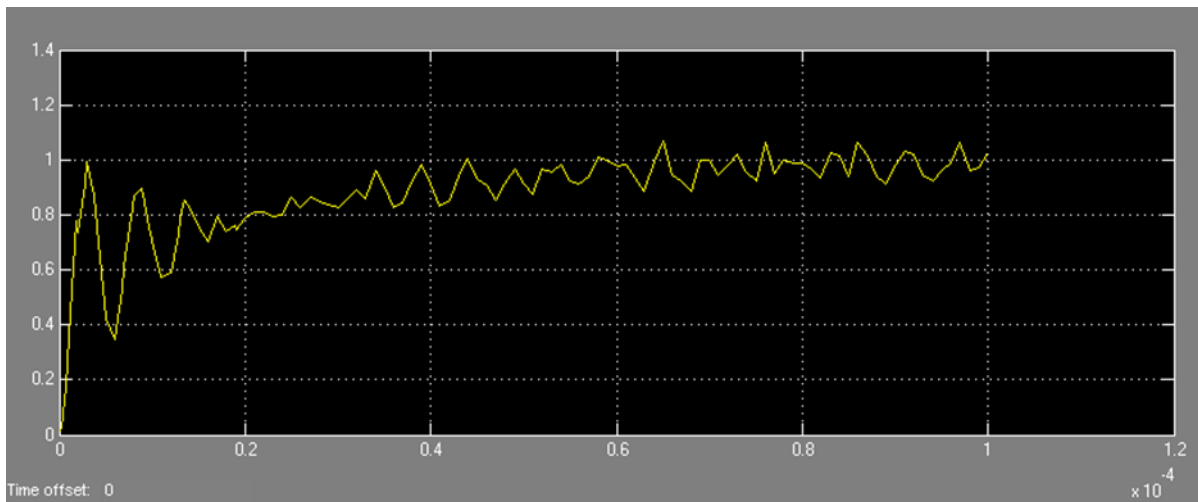
Risulterà necessario quindi dimensionare la rete che fornisce il riferimento al sistema in modo che introduca poco rumore, per garantire la corretta acquisizione dell'immagine.

Dalla figura inoltre si evince che pur avendo del rumore nel transitorio il regime resta abbastanza costante, ma questo potrebbe risultare dannoso per la salute del dispositivo nel lungo periodo.

CONTROLLORE PID: RUMORE ALL'USCITA



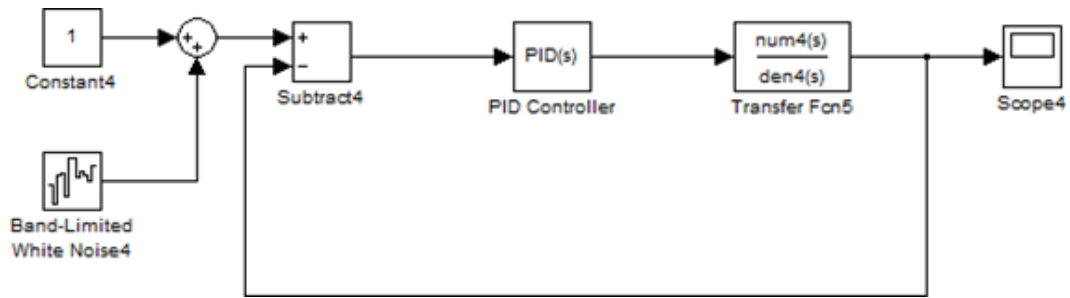
In questo caso il sistema a regime riesce a correggere il rumore mantenendo l'uscita più stabile possibile, mentre il transitorio risulta irregolare con oscillazioni brusche, caratteristica dovuta alla componente derivativa del controllore.



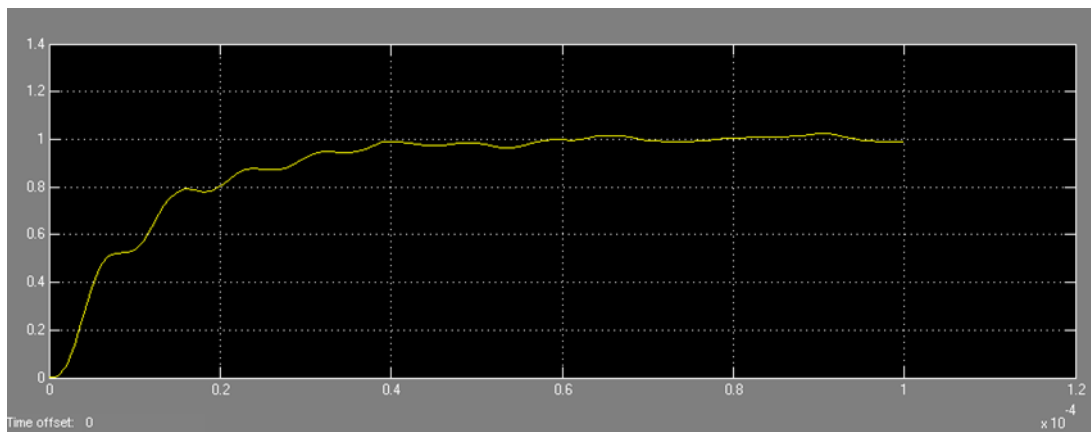
Questo dimostra che il controllore PID risulta essere molto sensibile al rumore e quindi necessità di isolamento da disturbi esterni.

CONTROLLORE PI: RUMORE ALL'INGRESSO

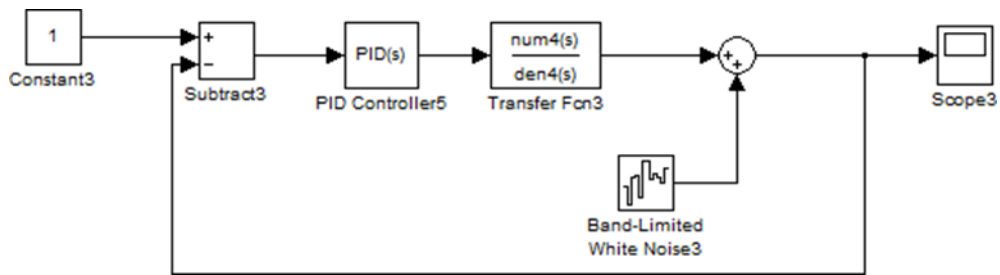
Considerando lo studio appena fatto e che la sensibilità al rumore sia dovuta alla componente derivativa, nel controllore PI ci si aspettano risultati diversi da quanto visto sopra.



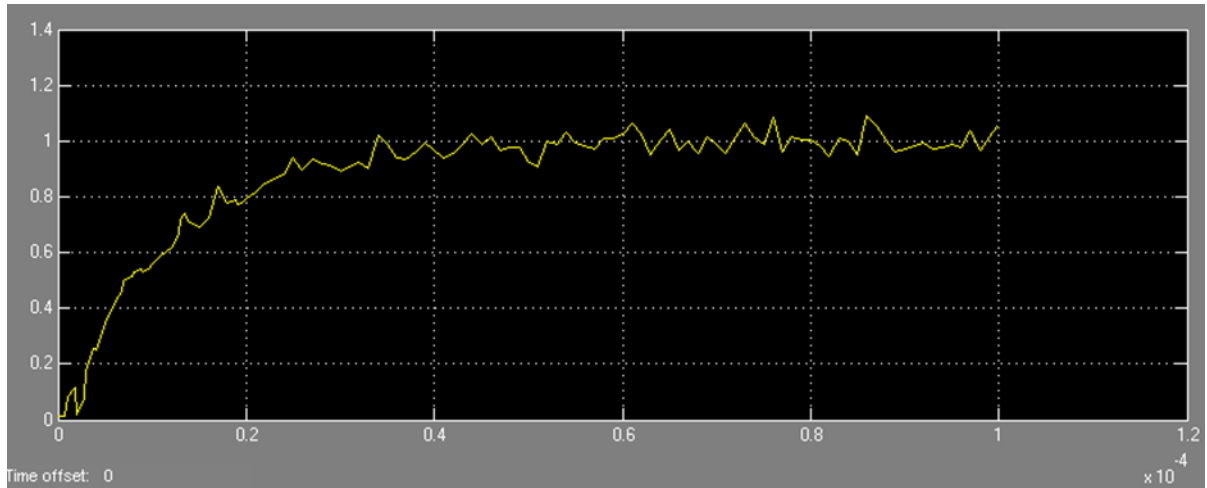
Si nota subito che la risposta non risulta alterata dal rumore, questo grazie all'effetto passa-basso che permette al controllore di gestire al meglio le componenti a bassa frequenza.



CONTROLLORE PI: RUMORE ALL'USCITA



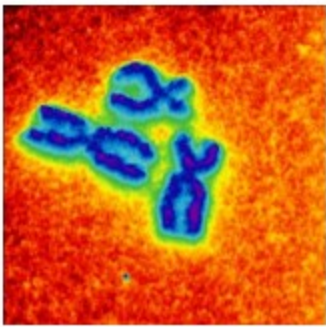
Al contrario di prima l'uscita viene influenzata maggiormente dal rumore, confrontandola con l'uscita del controllore PID risulta comunque meno disturbata. Quindi il sistema necessita comunque un isolamento dei disturbi esterni per garantirne il corretto funzionamento.



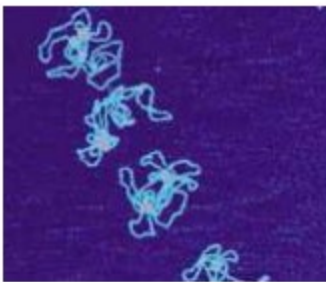
CONCLUSIONI

In conclusione, ricapitolando i risultati ottenuti, il controllore PI risulta il miglior controllore sia per prestazioni che per robustezza. Infatti, l'assenza della componente derivativa permette al sistema di essere meno suscettibile ai rumori. Inoltre, risulta più facilmente implementabile sia da un lato di tempi essendo meno complesso da progettare sia da un lato economico che permette quindi di sfruttare altre risorse per i punti dove il sistema risulti più sensibile migliorandone le prestazioni. Questo anche considerando l'ampia scala di utilizzo dell'AFM.

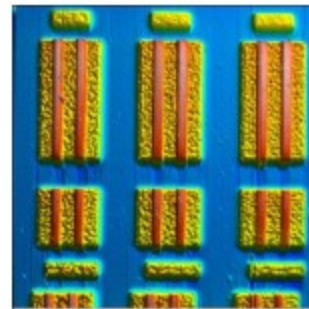
Sotto vengono riportati alcune immagini catturate con questo strumento.



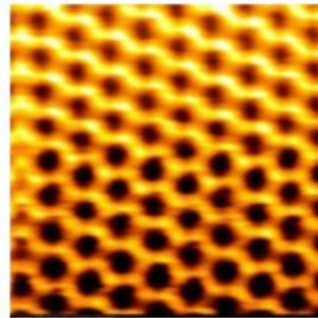
Cromosomi (0.2 – 20 μm)



DNA (0.33 – 0.34 nm)



Cella sram (tecnologia 23 nm)



Grafene

1. Georg Schitter, Karl J. Åström, Barry E. DeMartini, Philipp J. Thurner, Kimberly L. Turner and Paul K. Hansma “Design and Modeling of a High-Speed AFM-Scanner” IEEE transaction on control system technology, VOL.15 NO5, September 2007
2. Freddy Romero Leiro, Georges Daher, Stéphane Régnier, and Mokrane Boudaoud “Atomic Force Microscope Vertical Feedback Control Strategy for Semi-Automated Long-Range Probe Landing” IEEE 61st Conference on Decision and Control 2022
3. KAM K. LEANG, QINGZE ZOU, and SANTOSH DEVASIA “Feedforward Control of Piezoactuators in Atomic Force Microscope Systems” 2009
4. Sandro Zampieri “dispensa di Controlli Automatici”
5. Sito https://it.wikipedia.org/wiki/Microscopio_a_forza_atmica