

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

# Modellizzazione e Controllo di un Microscopio a Forza Atomica

---

Tesi laurea triennale in Ingegneria  
dell'Informazione

**Autore: Davide Cotterle**

**Relatore: prof. Luca Schenato**



## INDICE

Sommario: .....	5
Introduzione: .....	6
Atomic Force Miscroscope: .....	6
Principio di funzionamento AFM: .....	7
Sommario Elaborato: .....	8
Obbiettivo: .....	8
Modello: .....	9
Modello del secondo ordine: .....	9
Modello del quarto ordine: .....	11
Prestazioni volute: .....	13
Controllo: .....	14
Modello secondo ordine: .....	14
Controllore proporzionale: .....	14
Controllore integrativo: .....	18
Controllore PI: .....	21
Controllore PID: .....	24
Considerazioni .....	26
Applicazione del controllore al modello del 4° Ordine: .....	27
Modello quarto Ordine: .....	28
Controllore PI: .....	28
Controllore PID: .....	30
Considerazioni: .....	31
Reiezione ai disturbi: .....	32
Controllore PID .....	33
Considerazioni: .....	35
Controllore PI: .....	36
Considerazioni: .....	38

Conclusioni:.....	39
Bibliografia:.....	40

## SOMMARIO:

In questo elaborato verrà discussa la progettazione di un sistema di controllo per il movimento verticale del supporto di un microscopio a forza atomica.

Nel dettaglio verrà fatta un'introduzione allo strumento, illustrandone i principi e le configurazioni di funzionamento.

Si presentano due modelli meccanici per la descrizione del modello verticale, e per ognuno saranno presentati veri tipi di controllori con l'analisi delle caratteristiche e differenze fra le varie tecniche adottate.

Verrà inoltre presentata un'analisi per la reiezione ai disturbi che avrà il compito di illustrare, per vari controllori, come essi reagiscono alla presenza di rumori e disturbi esterni, con un'analisi degli impatti di essi sul segnale acquisito dal microscopio.

## INTRODUZIONE:

### ATOMIC FORCE MISCROSCOPE:

Ideato e inventato nel 1986 da Gerd Binnig e Heirich Rohrer, vincitori del premio Nobel per la fisica per i contributi sullo sviluppo della microscopia basata sull'effetto Tunnel, è oggi impiegato come strumento per la microscopia su scala micro e nano metrica per studi su: proteine, batteri, circuiti ad alta integrazione, film sottili come il grafene e membrane biologiche grazie alla sua risoluzione che arriva anche a 0.01 – 1 nm.

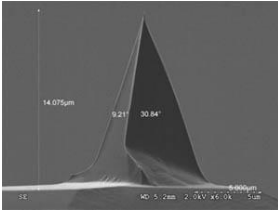
Il microscopio a forza atomica (AFM) è in grado di operare in varie condizioni quali: aria, UHV (vuoto) e in liquido, inoltre produce un profilo tridimensionale del campione esaminato e non richiede alcun tipo di trattamento del campione, come metallizzazione e grafitizzazione richieste dal microscopio elettronico; caratteristiche che ne hanno permesso un largo impiego in vari settori.



Figura 1 AFM commerciale

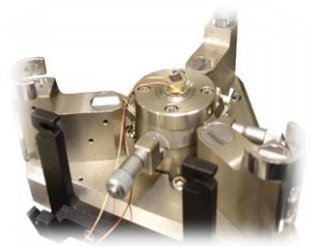
## PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO AFM:

Il microscopio a forza atomica consiste in una micro leva (cantilever), tipicamente in silicio, sulla quale è montata una punta (tip), di dimensioni dell'ordine di 30  $\mu\text{m}$ , con un raggio di curvatura dell'ordine del nano metro.



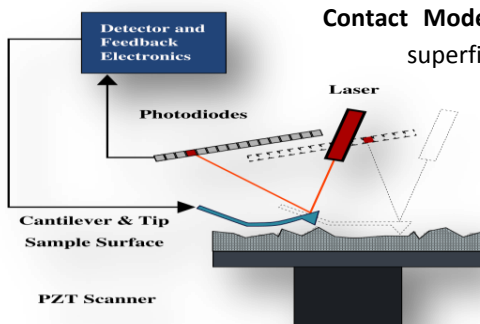
La punta viene fatta scorrere nelle prossimità della superficie del campione. In queste condizioni tra punta e superficie agiscono varie forze che comportano una deflessione del cantilever in accordo con la legge di Hooke. La deflessione è misurata tipicamente dallo spostamento di un punto laser, che 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.

La punta viene fatta scorrere sulla superficie in prima approssimazione ad altezza costante per evitare che collida con la superficie del campione danneggiandosi e/o danneggiando il campione stesso. A tale scopo viene progettata una rete di controllo in retroazione che garantisce questa caratteristica di "sicurezza". Tipicamente il campione è montato su un supporto controllato da un elemento piezoelettrico che permette di muovere il campione nelle tre direzioni spaziali, permettendo lo scorrimento della leva sul piano (x;y;0) e mantenendo costante la forza agente tra campione e punta.



L'AFM può operare in varie configurazioni in base all'applicazione richiesta.

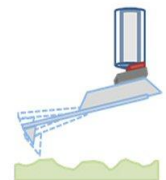
Si differenziano due configurazioni principali: statica, dove il cantilever viene trascinato sulla superficie e la misura viene ottenuta direttamente dalla sua deflessione; dinamica, dove il cantilever è fatto oscillare e la misura superficiale è data dalle variazioni sull'ampiezza dell'oscillazione. Da queste due configurazioni si caratterizzano due modi di funzionamento:



**Contact Mode:** deriva dalla configurazione statica; le forze agenti tra la punta e la superficie possono essere di intensità rilevante, dunque questa configurazione è preferibile quando le forze sono di tipo repulsivo, il che spiega il nome del modo di funzionamento. Come già detto, per produrre un'immagine viene fatta scorrere sul campione una micro leva (Cantilever), in prossimità della superficie del campione. Tra la punta e la superficie del campione agiscono varie forze che producono la deflessione della leva in accordo con la legge di Hooke.

La deflessione viene mantenuta costante da 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.



## SOMMARIO ELABORATO:

In questo elaborato viene modellato il funzionamento in Contact Mode e progettato un sistema di controllo per mantenere costante la distanza tra la punta e la superficie del campione da analizzare presentando vari tipi di modelli e sistemi di controllo.

Vengono presentati un modello del secondo ordine e uno del quarto ordine, che danno la posizione verticale della superficie del campione in funzione della forza applicata dall'elemento piezoelettrico.

I sistemi di controllo dimensionati sono di tipo: proporzionale, integrativo, PI e PID confrontando i risultati ottenuti e analizzando la reiezione ai disturbi dei sistemi implementati.

## OBBIETTIVO:

Il sistema deve garantire una risposta pronta agli stimoli forniti dal riferimento, per garantire tempi di acquisizione delle immagini "accettabili", inoltre il sistema dovrà dissipare le eventuali oscillazioni spurie, che introducono distorsioni nell'immagine, degradando le prestazioni del microscopio.

A tale scopo verrà fornito un riferimento costante al sistema. Infatti in modalità di contatto la forza agente tra punta e campione dovrebbe rimanere costante, perché qualsiasi variazione comporterebbe una distorsione. Il profilo del campione viene infatti trattato come errore nel sistema, errore che va compensato dal controllore applicato.

Le specifiche sulla risposta vengono riportate nella sezione successiva quando verrà fornita una dimensione e una caratterizzazione del sistema.



## MODELLO:

Vengono ora presentati due modelli, uno del secondo e uno del quarto ordine, che danno una descrizione meccanica del movimento verticale del sistema composto dalla base sulla quale è posto il campione, e il piezo elemento che modifica la posizione verticale della superficie.

## MODELLO DEL SECONDO ORDINE:

Il sistema viene visto come due masse tra le quali è interposto un dispositivo piezoelettrico, sorrette da una molla con uno smorzatore, delle quali si conoscono le costanti caratteristiche.

La massa  $m_1$  comprende metà del dispositivo piezoelettrico e la massa del campione da analizzare, 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  $l$  è l'allungamento del piezo elemento.

Scrivendo le equazioni del moto delle due masse in funzione della forza esercitata dall'elemento piezoelettrico si ha:

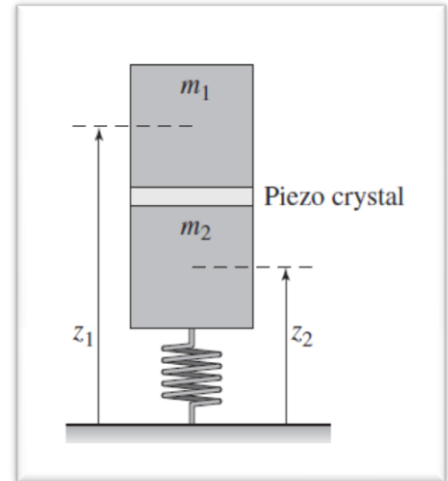
$$F = m_1 \frac{d^2 z_1}{dt^2}$$
$$m_2 \frac{d^2 z_2}{dt^2} = -c_2 \frac{dz_2}{dt} - k_2 z_2 - F$$
$$l = z_1 - z_2$$

Prendendo la trasformata di Laplace del sistema si ottiene:

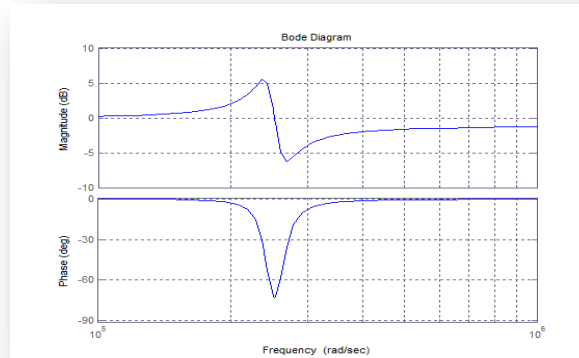
$$Z_1(s) = \frac{1}{m_1 s^2} F(s)$$
$$Z_2(s) = -\frac{1}{m_2 s^2 + c_2 s + k_2} F(s)$$
$$L(s) = Z_1(s) - Z_2(s)$$

Considerando ora l'allungamento del piezo elemento come ingresso del sistema e la posizione  $Z_1$  come uscita si ha che la funzione di trasferimento è:

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



## DIAGRAMMA DI BODE:

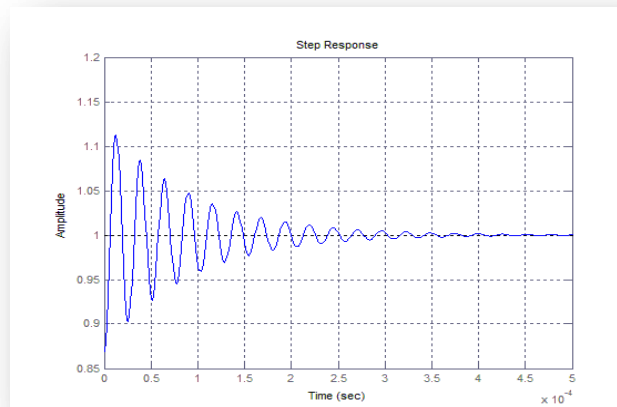


Si nota un brusco calo di fase alla frequenza di taglio, il sistema presenta margine di fase  $P_m=107^\circ$  il che lo rende intrinsecamente robusto ai ritardi.

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.

## RISPOSTA AL GRADINO:

La risposta al gradino risulta molto irregolare con tempi di assestamento dell'ordine di 0.35ms; tuttavia è presente una sovra elongazione di circa il 12 – 13% ed oscillazioni spurie.



Le oscillazioni introducono distorsioni nelle immagini e la sovra elongazione comporta la possibilità che il Cantilever urti sulla superficie del campione danneggiandosi e/o danneggiando il campione stesso.

Scopo del controllore è ridurre questi effetti indesiderati per rendere l'immagine più nitida e con distorsioni assenti o irrilevanti, impedendo al campione di urtare il Cantilever.

## MODELLO DEL QUARTO ORDINE:

Per rendere più accurata l'analisi si modella l'elemento piezoelettrico con una molla ed uno smorzatore applicati tra le masse  $m_1$  e  $m_2$  con relative costanti  $k_1$  e  $c_1$ .

Le equazioni del moto per il sistema di figura sono:

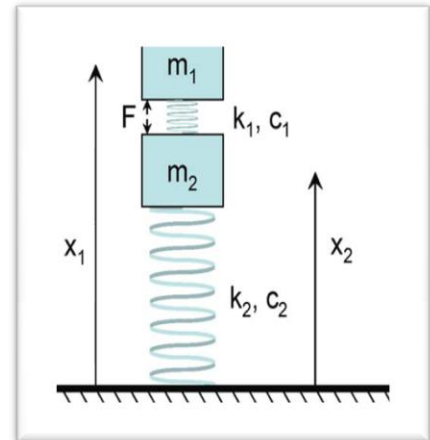
$$M \frac{d^2 x}{dt^2} + C \frac{dx}{dt} + kx = \begin{pmatrix} F \\ -F \end{pmatrix}$$

$$x = (x_1 \quad x_2)^T$$

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

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

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



Facendo la trasformata di Laplace si ottengono le equazioni del moto delle coordinate  $X_1(s)$  e  $X_2(s)$  in funzione della forza applicata dall'elemento piezoelettrico:

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

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

Dove:  $D(s) = m_1 m_2 s^4 + (m_1(c_1 + c_2) + m_2 c_1) s^2 + (c_1 k_2 + c_2 k_1) s + k_1 k_2$

Per lo studio si considererà la funzione di trasferimento  $G(s)$  del quarto ordine che mette in relazione la coordinata  $X_1(s)$  con la forza applicata dal piezo elemento  $F(s)$ :

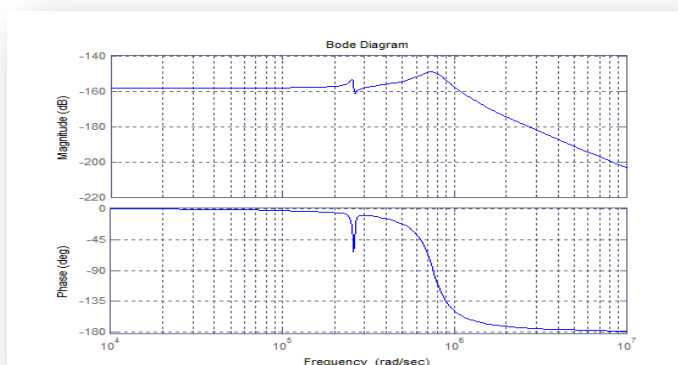
$$G_{X_1 F}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2}{m_1 (s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2) (s^2 + 2\zeta_3 \omega_3 s + \omega_3^2)}$$

Si nota che:

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

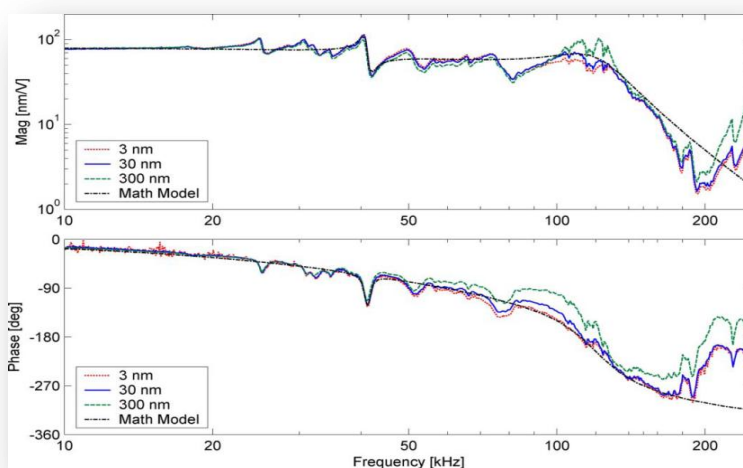
Che è la funzione di trasferimento del modello al secondo ordine.

## DIAGRAMMA DI BODE:



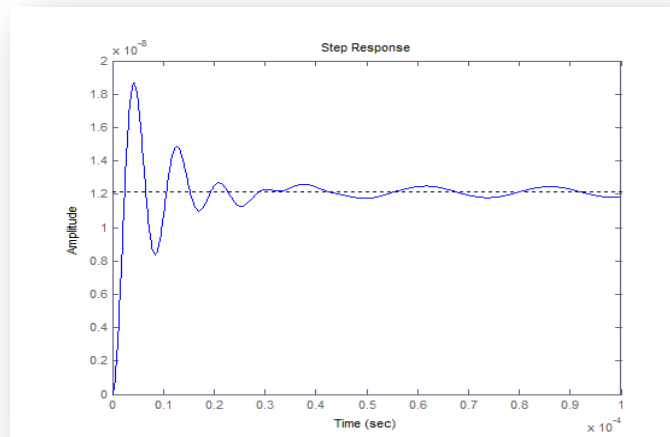
Si notano dei picchi di risonanza e un brusco calo di fase in accordo con il modello del secondo ordine; inoltre si nota un comportamento di tipo “passa basso” e che il guadagno risulta di circa -160db. Da tale caratteristica si evince che il sistema a regime difficilmente raggiungerà il valore indicato dal riferimento.

Confrontando la risposta in frequenza del modello matematico con quella di dispositivi in commercio si nota l’accuratezza del modello.



Sono presenti infatti le stesse caratteristiche riguardo i cali di fase e picchi di risonanza che si erano notate nel modello del secondo ordine.

## RISPOSTA AL GRADINO:



anche per il modello del quarto ordine si ha una risposta molto irregolare con la presenza di una sovra elongazione di circa il 90% ed oscillazioni spurie, il tempo di salita è inferiore ai  $10 \mu\text{s}$  e quello di assestamento è dell'ordine dei  $30 \mu\text{s}$ . Inoltre si nota che il sistema a regime non si porta al valore del riferimento, introducendo dunque un errore sistematico nell'immagine ottenuta in accordo con l'osservazione fatta sul diagramma di Bode.

Lo scopo del controllore, oltre ad eliminare le oscillazioni spurie, è di ridurre l'entità della sovra elongazione per evitare il danneggiamento del Cantilever o del campione; inoltre dovrà correggere l'errore a regime.

## PRESTAZIONI VOLUTE:

Essendo uno strumento di microscopia applicato a dimensioni nano metriche si vuole che l'immagine sia la più nitida possibile riducendo dunque distorsioni ed evitando urti tra campione e Cantilever, dunque si impongono come parametri di prestazione:

- Errore a regime inferiore al 1 per mille.
- Oscillazioni non superiori all'1%.
- Sovra elongazione minore del 5%
- Tempo di salita minore di  $10 \mu\text{s}$

La specifica sull'errore a regime si traduce in un guadagno di anello, per il controllore puramente proporzionale, di circa 1000, tuttavia come verrà discusso in seguito è preferibile inserire un'azione integrativa al controllore.

Tale azione ha la caratteristica di rendere l'errore a regime nullo, dunque la specifica sull'errore sarà considerata solo nel controllore proporzionale.

Tuttavia le specifiche sulla sovra elongazione e sulle oscillazioni risultano fondamentali per la qualità delle immagini e per evitare collisioni tra cantilever e campione, e verranno trattate con riguardo nei paragrafi successivi.

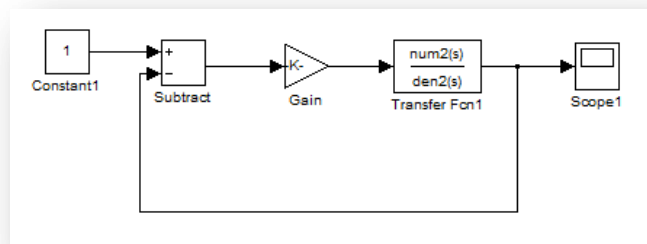
## CONTROLLO:

Per assolvere agli obiettivi sulle caratteristiche del sistema si propongono controllori elementari di tipo proporzionale e integrativo con successiva analisi dei risultati e confronti per entrambi i modelli proposti nella sezione precedente.

## MODELLO SECONDO ORDINE:

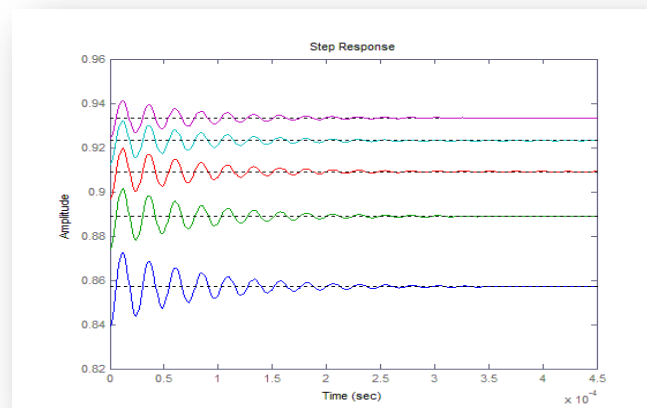
### CONTROLLORE PROPORZIONALE:

La rete di feedback proposta consiste in un controllore di tipo proporzionale che amplifica l'errore del sistema rispetto al segnale di riferimento somministrato come ingresso.



### RISPOSTA AL GRADINO:

All'aumentare del guadagno relativo al controllore si nota come si riduca l'errore a regime rispetto al riferimento imposto come ingresso.

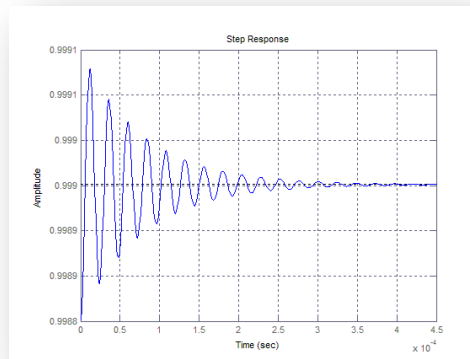


Tuttavia sono ancora presenti oscillazioni spurie e sovra elongazioni rispetto il valore a regime che devono essere corrette.

La specifica sull'errore a regime viene tradotta con una specifica sul guadagno della funzione di trasferimento del sistema in catena chiusa; in prima approssimazione infatti si ha che l'errore sulla risposta al gradino di un sistema di secondo ordine con controllore proporzionale è legata a guadagno del sistema da:

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

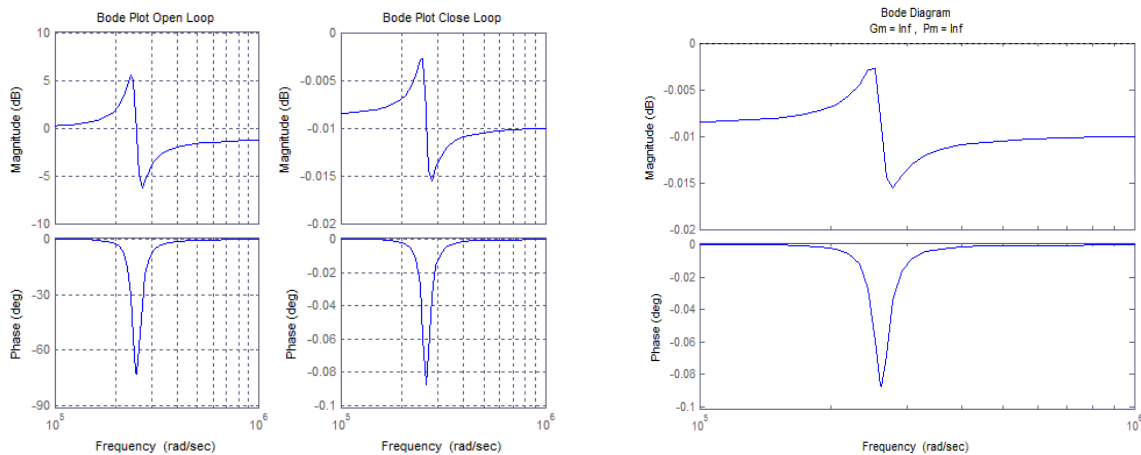
Dunque il guadagno complessivo dovrà essere di 1000; essendo il guadagno della funzione di trasferimento del modello unitario (v. diagramma di Bode) si ha che  $K \cong 1000$ . Ciò permette di ottenere una risposta al gradino:



Malgrado la specifica di errore a regime sia rispettata, questo tipo di controllore presenta ancora oscillazioni e sovra elongazioni indesiderate che non vengono alterate al variare di  $k_p$  rendendo inadatto questo tipo di approccio.

#### DIAGRAMMA DI BODE:

Esaminando ora il diagramma di Bode del sistema in catena aperta e paragonandolo a quello del sistema in catena chiusa come riportato in figura:



Si nota il notevole incremento dei margini di stabilità rispetto al sistema in catena aperta: il sistema retro azionato, infatti, risulta stabile sia rispetto ai ritardi che rispetto alle variazioni di guadagno.

## LUOGO DELLE RADICI:

Per rispettare le specifiche date occorre che i poli appartengano ad una specifica regione del piano: tale regione è caratterizzata da due valori: uno riguardante il tempo di assestamento, che dunque pone un limite alla parte reale dei poli; un altro legato alla sovra elongazione che pone un limite all'angolo con l'origine che contiene i poli.

Data la funzione di trasferimento in forma:

$$G(s) = \frac{P(s)}{1 + 2 \frac{\xi}{\omega_n} s + \omega_n^2}$$

Dove, dati i poli in forma  $p=\sigma\pm\omega$  i parametri sono:

$$\omega_n = \sqrt{\omega^2 + \sigma^2}$$

$$\xi = \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\sigma}\right) = \tan^{-1}(\theta)$$

Si ha che la sovra elongazione è legata ai parametri del polinomio a denominatore da:

$$S = e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} = e^{-\frac{\pi}{\tan(\theta)}}$$

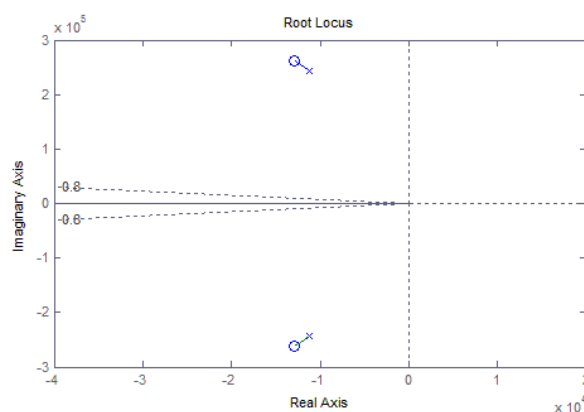
Mentre il tempo di assestamento è dato da:

$$T_a = \frac{3}{\xi\omega_n}$$

Dunque imposti i parametri delle specifiche si trovano i limiti sui poli:

$$\theta \leq \tan^{-1}\left(-\frac{\pi}{\ln(S)}\right) = 0.8$$

Applicando questo vincolo al luogo delle radici si ottiene:



Si nota che per ogni valore del guadagno applicato dal controllore, i poli non rispettano mai i vincoli imposti per la sovra elongazione.

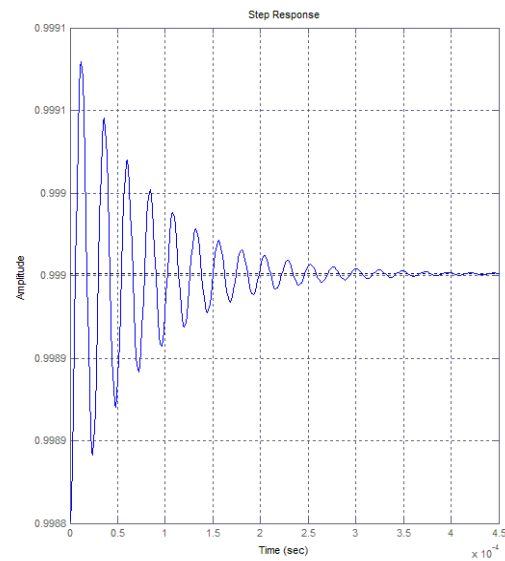
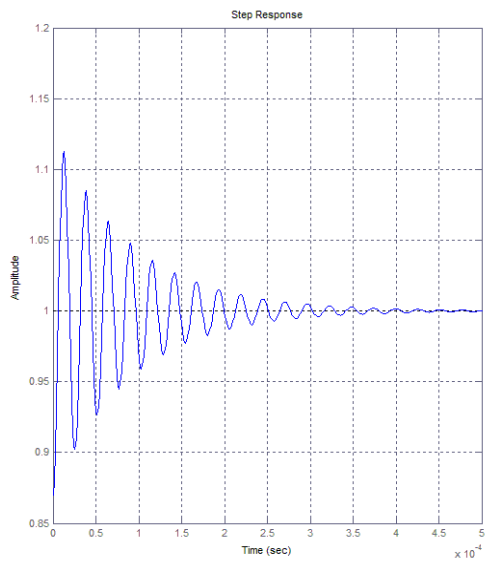
Alla luce delle considerazioni fatte, il controllore di tipo proporzionale risulta inadatto alle specifiche che si vogliono ottenere, il che richiede la sintesi di un altro tipo di controllore.



## CONFRONTO:

---

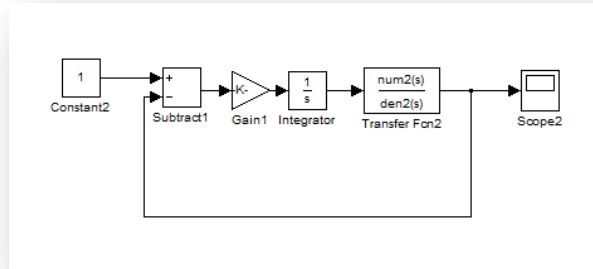
Confrontando le risposte al gradino dei due sistemi:



Non si nota un netto miglioramento di prestazioni, infatti, malgrado la specifica sull'errore sia rispettata, il comportamento risulta ancora molto irregolare e la specifica sulla sovra elongazione non è rispettata. Si vogliono dunque eliminare queste oscillazioni che risultano pericolose per la longevità dello strumento. A tale scopo nelle sezioni successive vengono presentati altre tipologie di controllo.

## CONTROLLORE INTEGRATIVO:

Si propone un controllore di tipo integrativo dove si introduce un polo nell'origine nel controllore di tipo proporzionale per ottenere un'azione integrativa.



## RISPOSTA AL GRADINO:

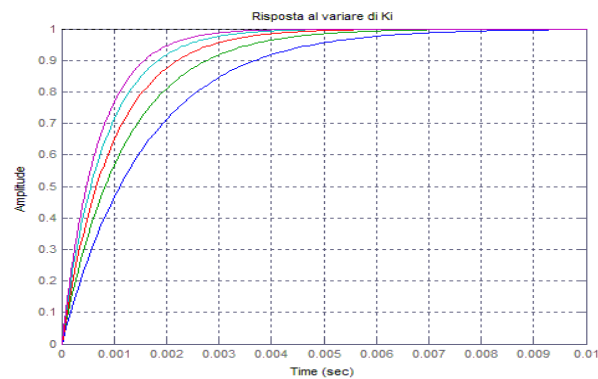
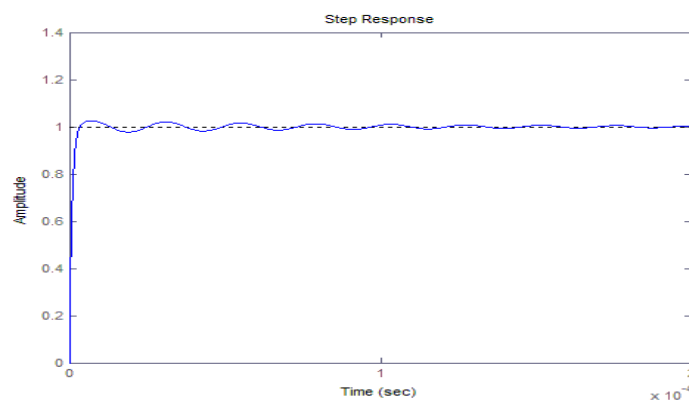


Figura 2 guadagno variabile tra  $10^3 - 10^4$

In primo luogo si nota come l'errore a regime rispetto il riferimento sia nullo; inoltre variando il guadagno K del controllore integrativo, si nota come i tempi di salita si riducano notevolmente. Per guadagni che variano da  $1 - 10$  si ottengono tempi di salita dell'ordine del secondo; inaccettabili perché porterebbero alla produzione di immagini con "rate" troppo basso; per valori di guadagno dell'ordine di  $10^4 - 10^5$  i tempi si riducono all'ordine di pochi  $\mu s$  accettabili trattandosi di sistemi di precisione.



Tuttavia, si nota che con guadagni elevati, si ottengono tempi di salita accettabili, ma si introducono oscillazioni spurie, che, seppur limitate, possono essere causa di distorsioni dell'immagine.

**DIAGRAMMA DI BODE:**

confrontando i diagrammi di Bode del sistema in catena aperta e di quello in catena chiusa come illustrato

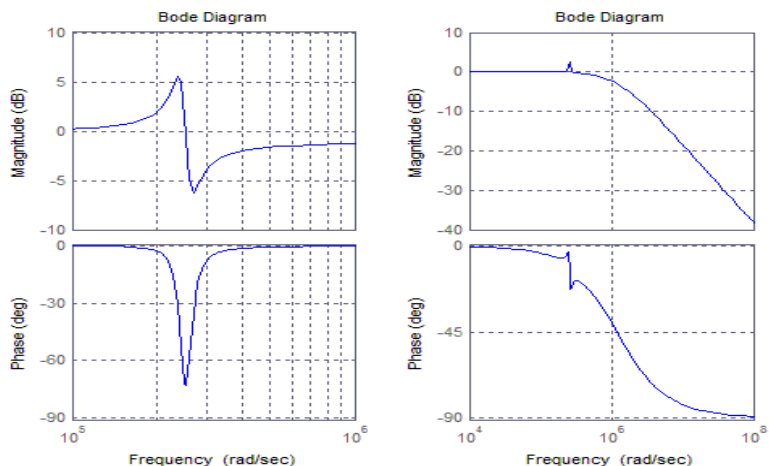


Figura 3 (a) open loop (b) close loop

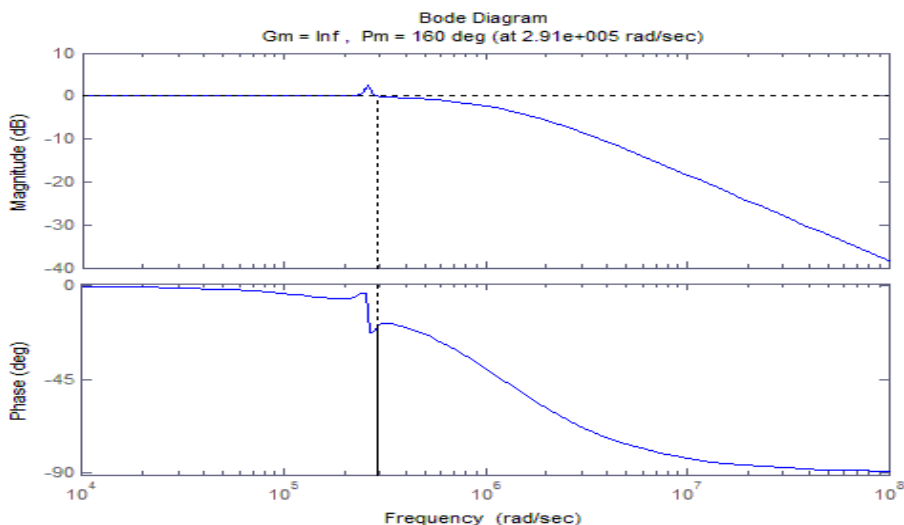


Figura 4 margini di stabilità

Si nota come i picchi in ampiezza e in frequenza siano mantenuti, ma si ottenga un comportamento di tipo “passa basso”, e si può evincere che il sistema dissiperà gli effetti del rumore in alta frequenza che dunque avrà un impatto limitato. Esaminandone i margini di stabilità si è introdotta una sensibilità rispetto ai ritardi che nel controllore proporzionale non c’era.

## DIAGRAMMA DI NYQUIST:

confrontando i diagrammi di Nyquist dei due sistemi, si nota la stabilità del sistema e l'effetto del polo in zero introdotto dal controllore integrativo.

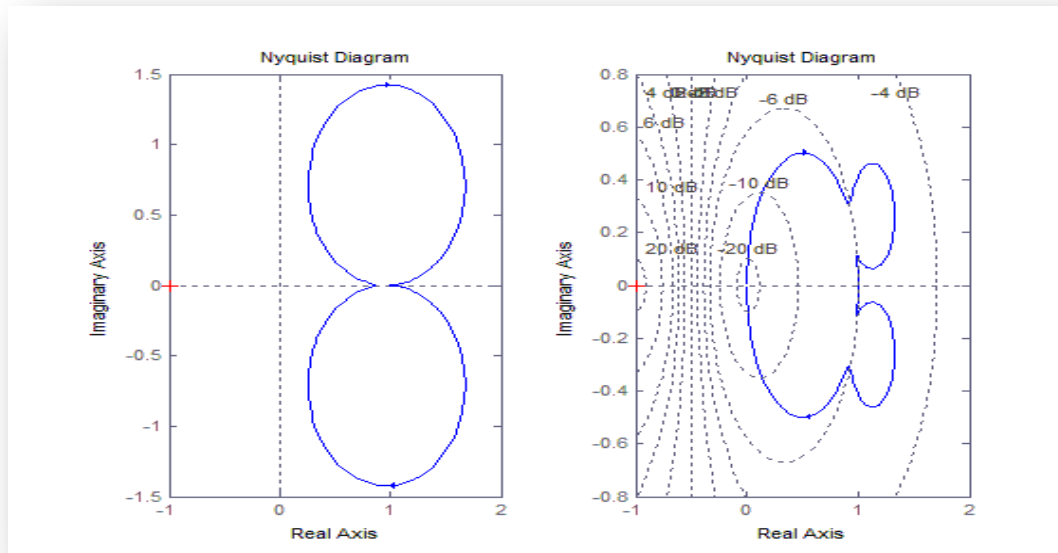
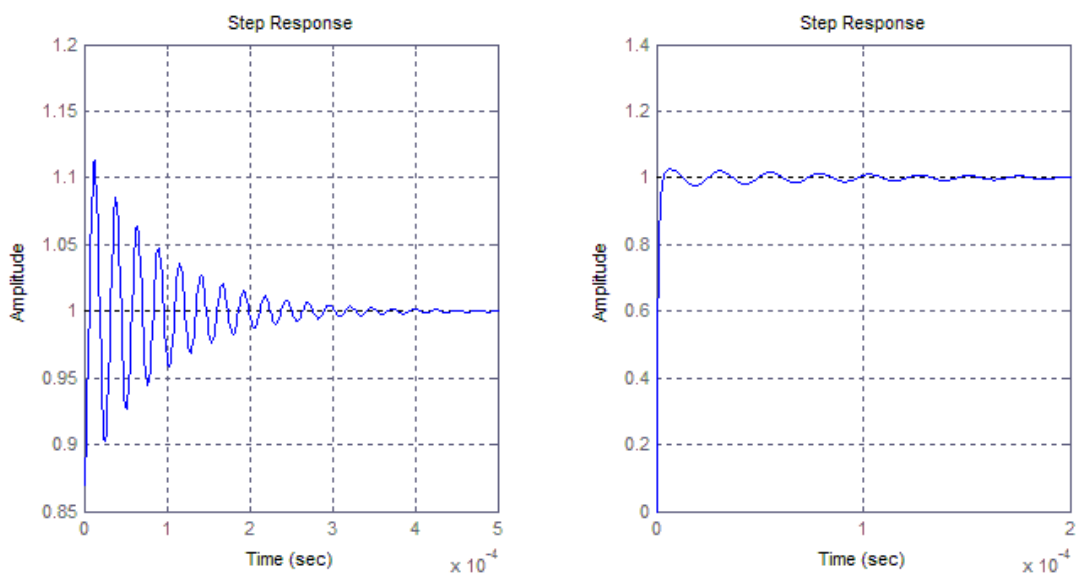


Figura 5 (a) open loop (b) close loop

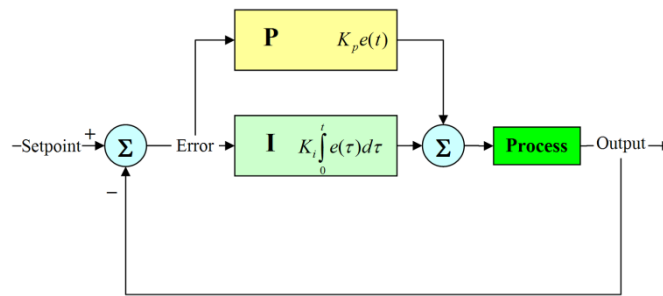
## CONFRONTO:

Esaminando le risposte al gradino del sistema in catena aperta e in catena chiusa:



risulta evidente come la risposta ne risulti migliorata: l'errore a regime è nullo, la sovra elongazione e le oscillazioni sono contenute entrambe al disotto delle specifiche, inoltre il tempo di salita risulta decisamente inferiore ai 10 $\mu$ s previsti dalla specifica.

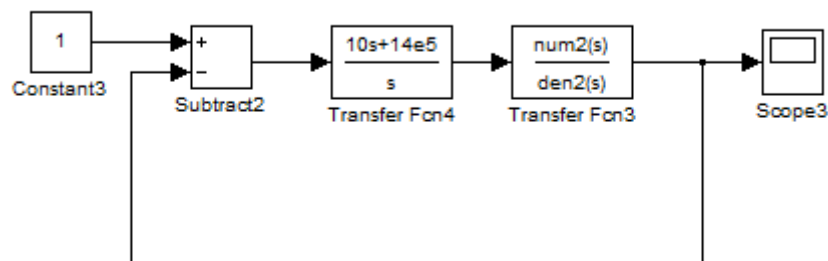
## CONTROLLORE PI:



combinando gli effetti del controllore proporzionale e integrativo si può ottenere un controllore più raffinato caratterizzato da una funzione di trasferimento nella forma:

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

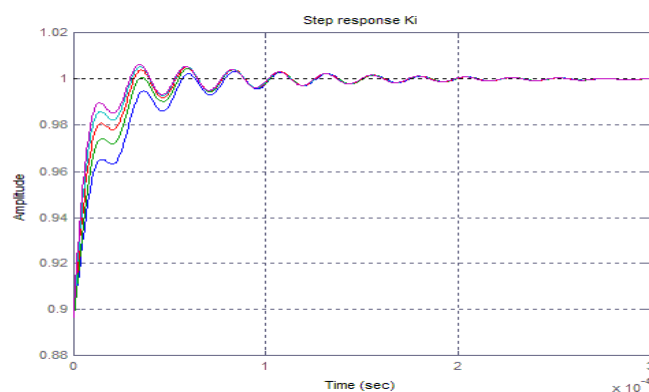
Dove i parametri sono rispettivamente:  $k_p$  il guadagno dell'effetto proporzionale e  $k_i$  il guadagno dell'effetto integrativo.



## RISPOSTA AL GRADINO:

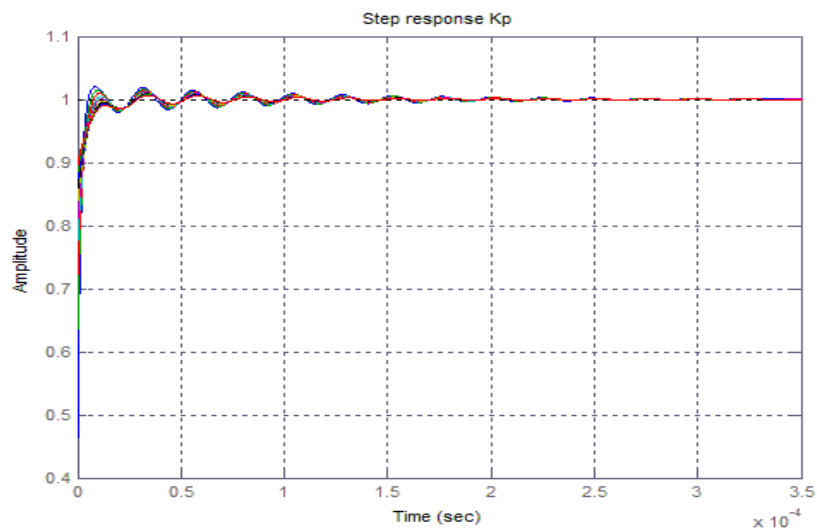
Si esamina il comportamento della risposta al gradino al variare dei parametri di guadagno del controllore.

Al variare del guadagno relativo all'azione integrativa:



Si nota come per l'azione integrativa all'aumentare del guadagno i tempi di salita diminuiscono migliorando la velocità di acquisizione delle immagini da parte del microscopio.

Al variare del guadagno proporzionale invece:



Si nota che il tempo di salita rimane pressoché inalterato, e tuttavia l'entità della sovra elongazione aumenta all'aumentare del guadagno. Occorrerà dimensionare i due parametri in modo da mediare i loro effetti ed ottenere le specifiche volute.

#### CONFRONTO:

Il risultato del dimensionamento porta ad una risposta al gradino notevolmente migliorata rispetto a quella del sistema in catena aperta; le entità della sovra elongazione e delle oscillazioni risultano minori del 1%, in accordo con le specifiche, contro il 13% del sistema in catena aperta, inoltre le oscillazioni hanno un impatto trascurabile in quanto si esauriscono velocemente. In fine il tempo di salita risulta nettamente minore dei  $10\mu\text{s}$  dati come specifica.

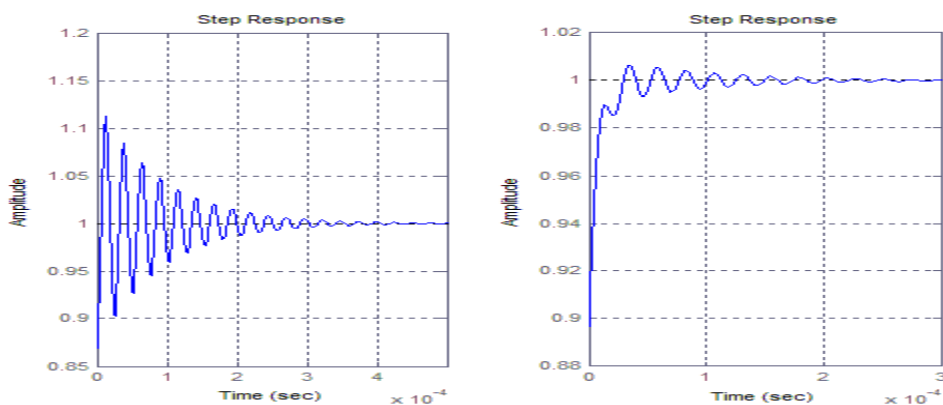
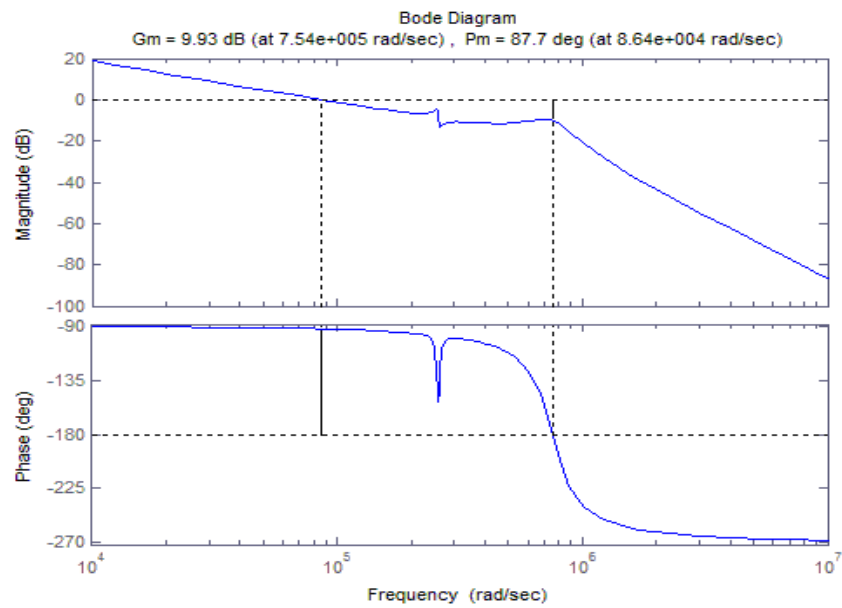


Figura 6 (a) open loop (b) close loop

## DIAGRAMMA DI BODE:

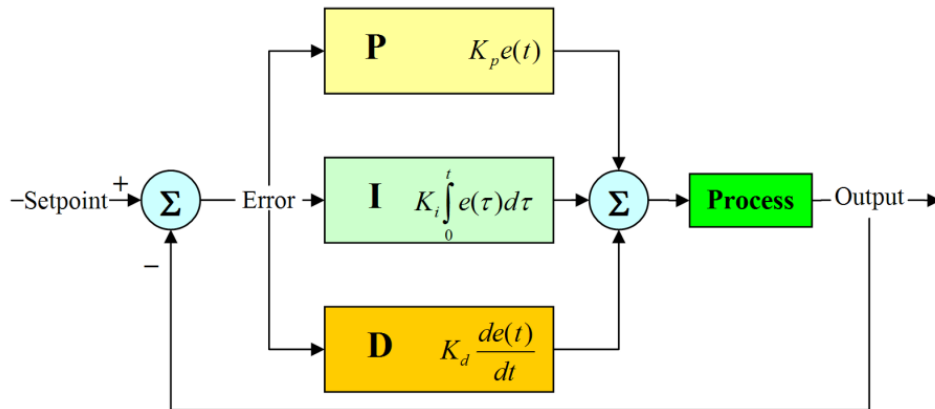
---



Esaminando il diagramma di Bode del sistema in catena chiusa si nota un comportamento simile a quello del controllore integrativo con il suo comportamento “passa basso” il che permette al sistema di dissipare le componenti in alta frequenza del rumore riducendone l’impatto. Tuttavia oltre al margine di fase finito, presente già nel controllore integrativo, si nota che si è introdotta una sensibilità dovuta al margine di guadagno che ora è finito.

## CONTROLLORE PID:

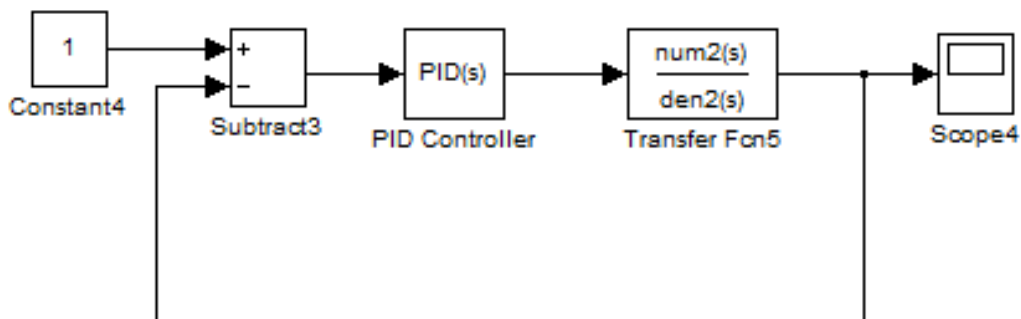
Un'ulteriore raffinazione del controllore PI consiste nell'inserimento di un'azione derivativa ottenendo un controllore PID.



L'introduzione dell'azione derivativa porta ad un intervento da parte del controllore per migliorare il transitorio del sistema. Il controllore presenta una funzione di trasferimento in forma:

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

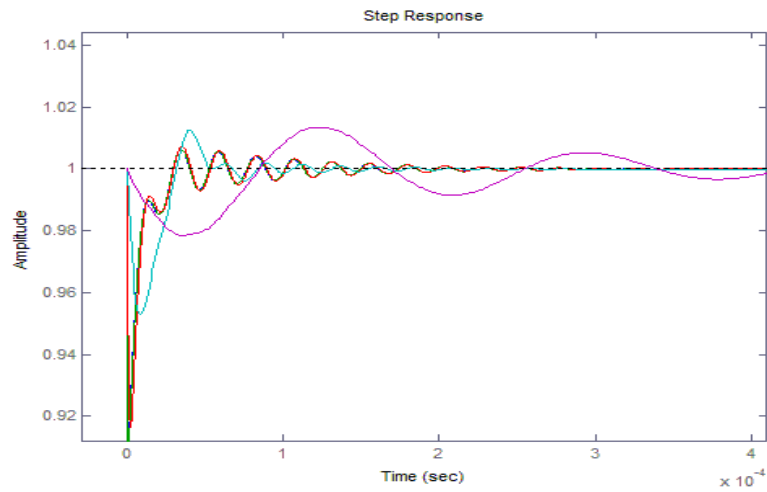
Il sistema così controllato risulta più complesso da dimensionare ma in alcuni casi porta vantaggi dissipando gli effetti della sovra elongazione e migliorando i tempi di salita.





## RISPOSTA AL GRADINO:

La risposta al gradino risulta sensibile al variare del parametro  $k_d$  come mostrato in figura:



All'aumentare del guadagno derivativo si ha un netto miglioramento dei tempi di salita a discapito delle oscillazioni, che si fanno via via più pronunciate e di ampiezza maggiore, con conseguente aumento dei tempi di assestamento.

Da tale considerazione risulta che l'introduzione dell'azione derivativa risulta quasi dannosa per il nostro sistema, considerando il comportamento a regime, che deve garantire la massima qualità in termini di immagine, anche a discapito di una "lentezza" nell'acquisizione.

## DIAGRAMMA DI BODE:

I diagrammi di Bode dei sistemi con controllore PID, PID e in catena aperta sono riportati in figura:

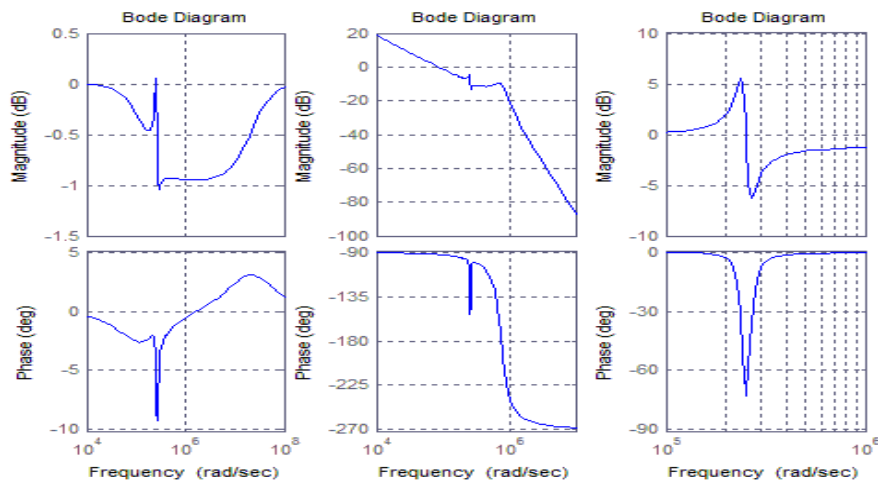
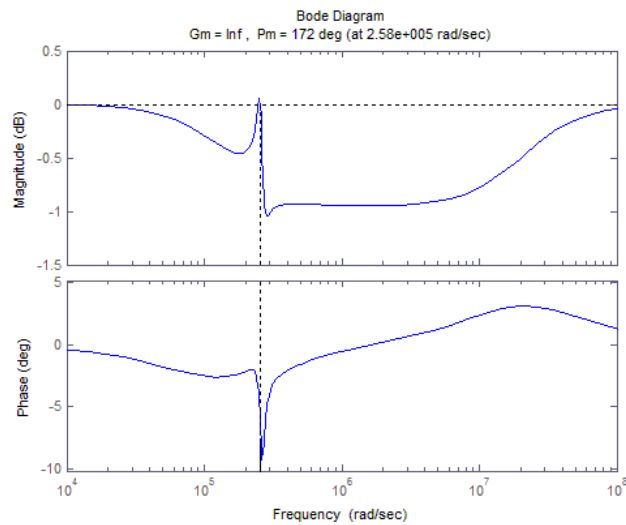


Figura 7 (a) Controllore PID (b) controllore PI (c) open loop

Tuttavia come si nota dall'analisi dei margini di stabilità:



l'introduzione dell'azione derivativa aumenta il margine di fase da  $87^\circ$  a  $172^\circ$ , dunque tale controllore, sebbene non comporti miglioramenti netti per la risposta, è notevolmente più stabile rispetto ai ritardi.

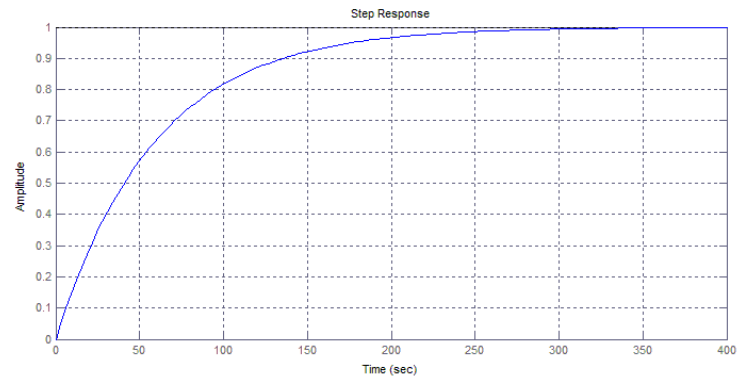
## CONSIDERAZIONI

In definitiva, come più volte ripetuto, il contributo derivativo al controllore non presenta vantaggi tali da giustificare l'impiego, anzi, sembrerebbe che risulti in qualche modo dannoso, in quanto si ha un allungamento dei tempi di assestamento del sistema ed un incremento dell'entità delle oscillazioni; tutte caratteristiche che si è cercato di dissipare per garantire la qualità delle immagini.

Inoltre l'introduzione dell'azione derivativa complica l'analisi progettuale e il dimensionamento, aumentando i costi di implementazione. Avendo ottenuto prestazioni più che accettabili con il controllore PI, si preferisce dunque optare per quest'ultima soluzione che diminuisce i costi di implementazione e semplifica l'analisi progettuale.

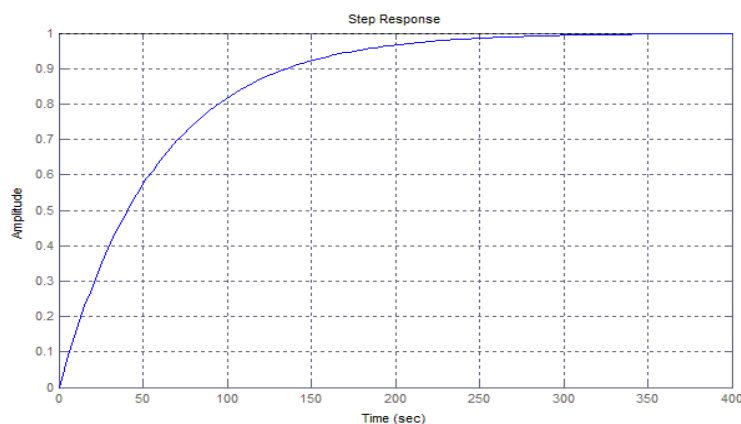
## APPLICAZIONE DEL CONTROLLORE AL MODELLO DEL 4° ORDINE:

Al termine di questa fase di progettazione, viene verificata la bontà del sistema di controllo applicandolo al modello del quarto ordine. Lo scopo è quello di verificare se le approssimazioni fatte in fase di modellizzazione, per semplificare la sintesi del controllore, si sono rivelate corrette o grossolane.



**Figura 8** applicazione al modello del 4° ordine del controllore PI precedentemente dimensionato

Come si evince dal grafico, malgrado non ci siano sovra elongazione e oscillazioni, il tempo di salita risulta dell'ordine dei 3 minuti. Ovviamente un tempo del genere è inaccettabile in termini di generazione delle immagini.



**Figura 9** applicazione al modello del 4° ordine del controllore PID precedentemente dimensionato

Dunque per rispettare le specifiche date, si procede con una sintesi del controllore basandosi sul modello al quarto ordine.

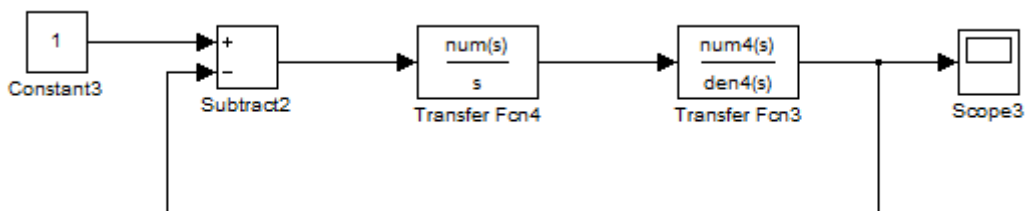
## MODELLO QUARTO ORDINE:

In questa sezione è presentata un'analisi equivalente a quella fatta per il sistema del secondo ordine, utilizzando il modello al quarto ordine. Tale analisi è resa necessaria alla luce delle considerazioni fatte nel paragrafo precedente, che ha illustrato come il modello del secondo ordine risulti troppo semplificato.

I controllori illustrati sono di tipo PI e PID, tuttavia la sintesi di essi ha seguito un percorso equivalente rispetto a quanto fatto per il modello del secondo ordine.

### CONTROLLORE PI:

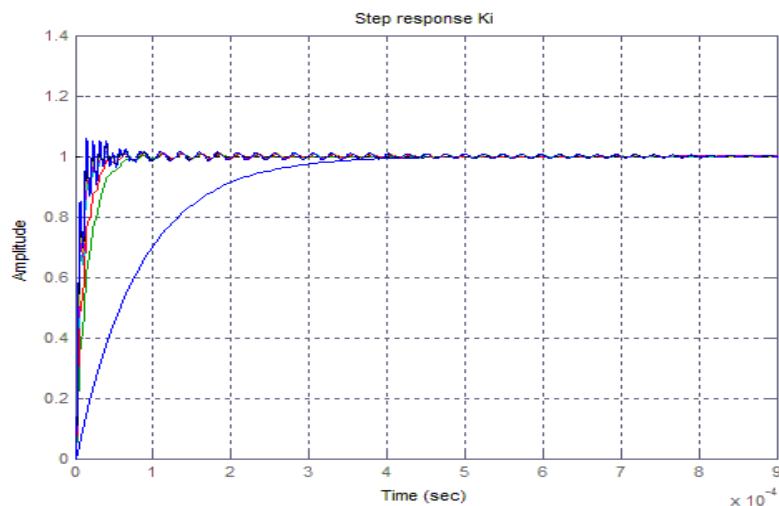
Si applicano al sistema due azioni, una integrativa e una proporzionale con lo scopo di accelerare la prontezza del sistema, eliminare l'errore a regime e contenere le oscillazioni parassite che causano distorsioni dell'immagine.



Lo schema di controllo proposto ricalca lo schema presentato nella sezione precedente: il controllore avrà dunque una funzione di trasferimento nella forma:

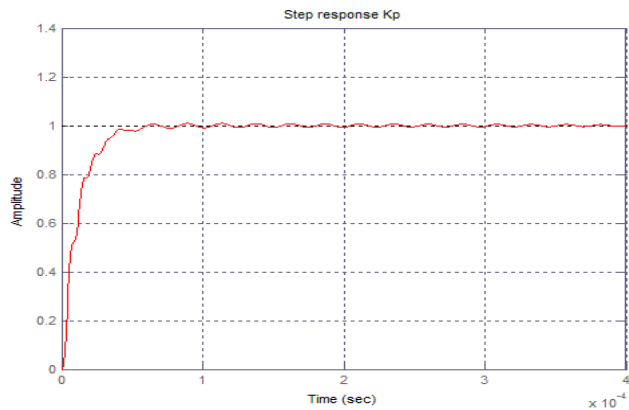
$$C(s) = \frac{k_p s + k_i}{s}$$

Facendo un'analisi della risposta al gradino al variare dei parametri, si sfruttano le caratteristiche delle due tipologie di azione per far fronte alle richieste di progetto.



Al variare del guadagno relativo all'azione integrativa si nota come all'aumentare di  $k_i$  la sovra elongazione aumenti ma il tempo di risposta del sistema invece diminuisca. Occorre dunque trovare un punto ottimale che soddisfi le necessità del progettista.

Al variare di  $k_p$  la risposta risulta pressoché inalterata, come mostrato in figura. Tuttavia si nota che con l'azione proporzionale le oscillazioni si esauriscono più velocemente che con la sola azione integrativa.



Bilanciando i due effetti si ha una risposta complessiva che risponde alle richieste specificate negli obiettivi di progetto.

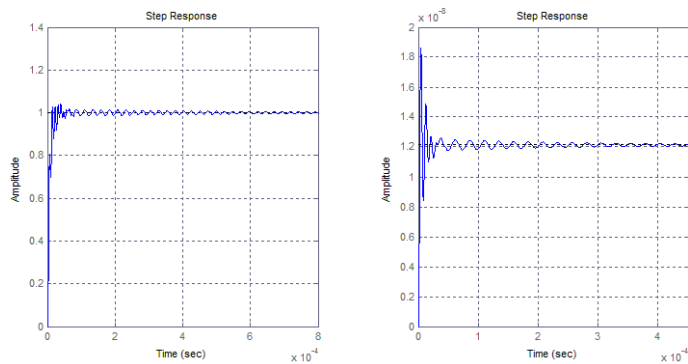
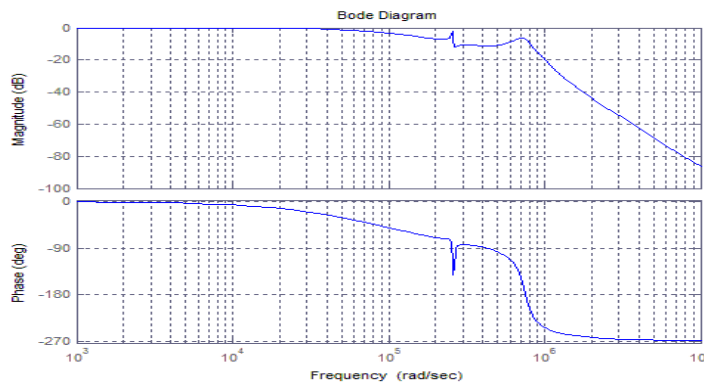


Figura 10 (a) close loop (b) open loop

Infatti si è eliminato l'errore a regime mantenendo tempi di salita nell'ordine delle decine di nanosecondi e limitando l'effetto delle oscillazioni ad un contributo inferiore all'1%, il che garantisce qualità dell'immagine e tempi di acquisizione contenuti.



La risposta del sistema controllato è osservabile dal diagramma di Bode sopra riportato, dalla quale si osserva che il comportamento di tipo "passa basso" è mantenuto, il che permette, come più volte detto, un'attenuazione della componente ad alta frequenza dei disturbi in ingresso, limitandone l'impatto sull'immagine.

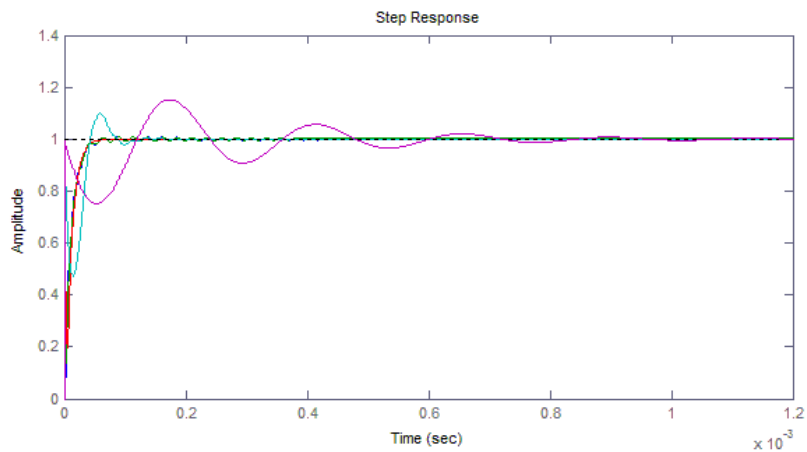
## CONTROLLORE PID:

come fatto per il sistema di secondo ordine si propone un controllore di tipo PID, ovvero si aggiunge un'azione derivativa al sistema che permetta di migliorare il comportamento al transitorio.

Il controllore avrà una funzione di trasferimento in forma:

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

Facendo variare il parametro  $k_d$  si valutano gli effetti di questa azione sul sistema.



Si nota che l'introduzione di un azione derivativa migliora notevolmente il tempo di salita, tuttavia il transitorio ne risulta pesantemente disturbato (come visto nel modello al secondo ordine). Alla luce di ciò, come per il modello al secondo ordine, risulta preferibile optare per un controllore PI che garantisce ottime prestazioni, in accordo con le specifiche a costi ridotti.

## CONFRONTO:

Paragonando le risposte si nota che il controllore PID, se opportunamente dimensionato, risulta migliore. Si ha infatti un notevole miglioramento del transitorio, che risulta più regolare, e una diminuzione del tempo di salita. Il controllore PID dunque risulta più efficace e sembrerebbe preferibile al controllore PI.

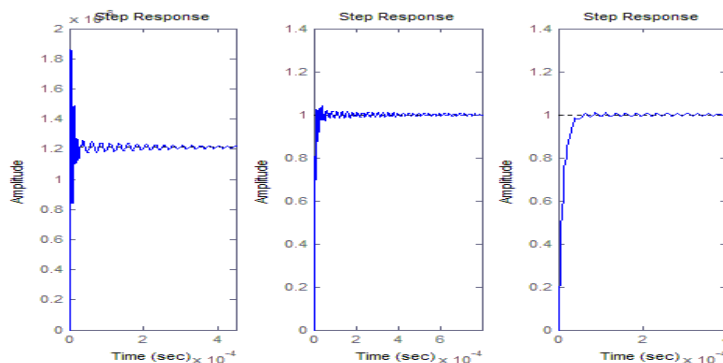


Figura 11 (a) open loop (b) PI (c) PID

Osservando i diagrammi di Bode si osserva anche un deterioramento dei picchi di risonanza.

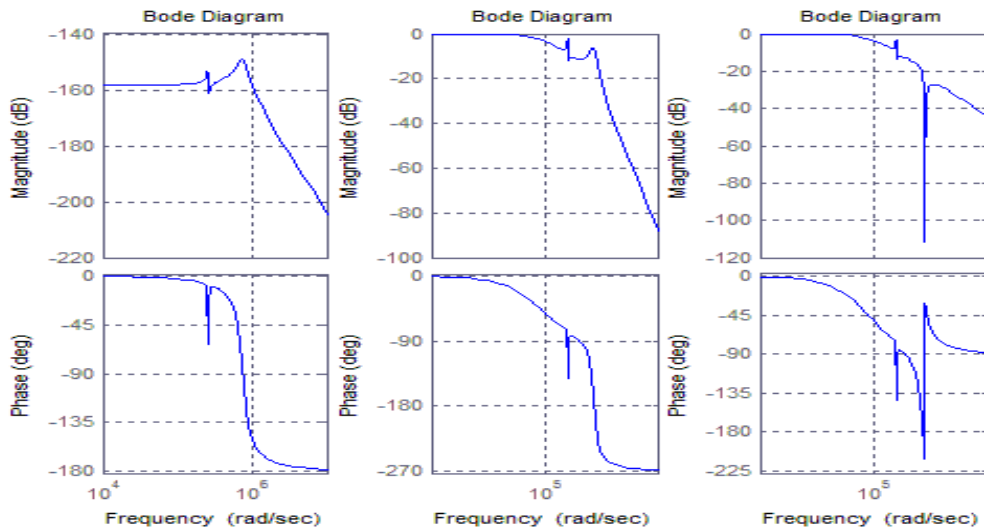


Figura 12 (a) open loop (b) PI (c) PID

#### CONSIDERAZIONI:

Se ben dimensionato, il controllore PID risulta molto efficace ai fini del miglioramento delle prestazioni. Tale azione comporta costi aggiuntivi in termini di implementazione e rende più complessa la progettazione del dispositivo. Di conseguenza si preferisce optare per un controllore di tipo PI che garantisce buone prestazioni a costi ridotti.

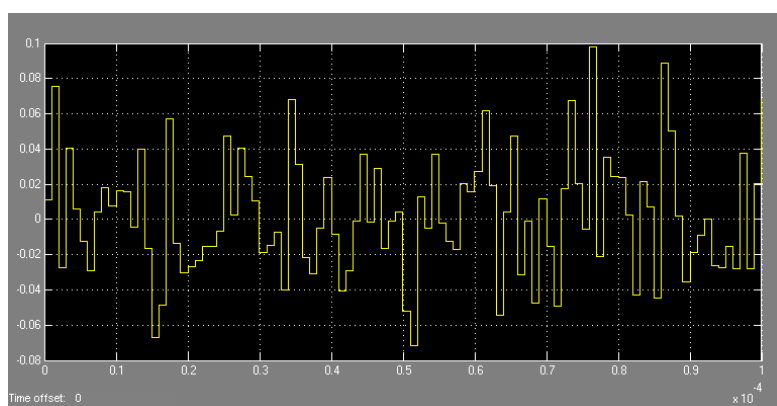
Come verrà discusso in seguito, il controllore PI, oltre a diminuire i costi, porta altri vantaggi. Vantaggi che sono illustrati nell'analisi sulla reiezioni ai disturbi.

## REIEZIONE AI DISTURBI:

L'analisi fatta finora aveva come presupposto che il sistema fosse completamente isolato dall'esterno e che non ci fossero disturbi non desiderati. Nella realtà il sistema è soggetto ad un ampio numero di disturbi esterni dovuti: a interferenze con dispositivi vicini, non idealità dei componenti che lo costituiscono, rumore termico ed inquinamento elettromagnetico.

Occorre dunque tener conto di questo tipo di disturbi esterni nella progettazione del dispositivo, ed è di importanza rilevante valutare gli effetti che tali disturbi hanno sul comportamento del sistema stesso. Infatti, a seconda di dove si possono presentare e di che effetto hanno sull'uscita, si può agire sulla causa di tali effetti, dimensionando con accuratezza le componenti o adottando strategie diverse di implementazione.

Non potendo avere una descrizione statistica del rumore in questa sezione verrà usato come disturbo un segnale Gaussiano Bianco a banda limitata e media nulla.



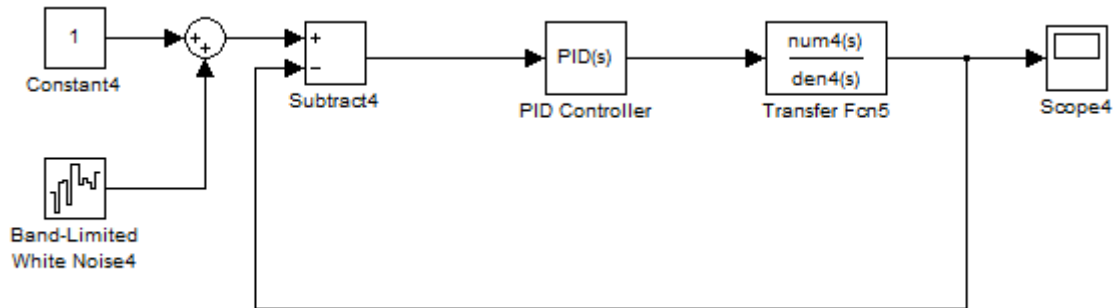
Tale segnale verrà applicato in vari punti del sistema, come per esempio: sommato al segnale di ingresso e inserito nella catena di retroazione, confrontando il comportamento del sistema con quello in assenza di rumore.

L'analisi viene proposta per il controllore PID e PI dimensionati per il modello del quarto ordine.



## CONTROLLORE PID

APPLICANDO IL DISTURBO IN INGRESSO AL SISTEMA:



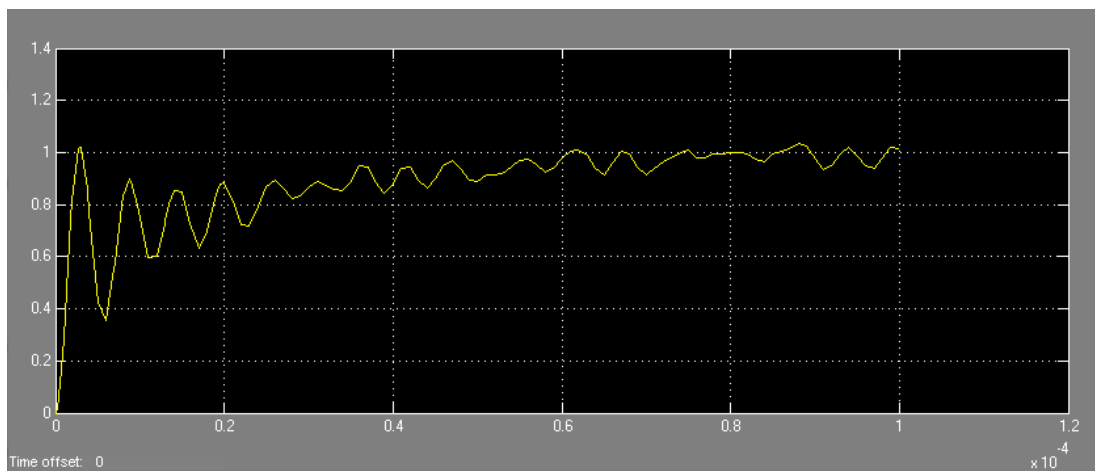
i contributi rumorosi vengono sommati al segnale di riferimento causando forti oscillazioni all'uscita del sistema. Tali oscillazioni sono causate dal contributo derivativo che amplifica la derivata del rumore.

Occorrerà dunque dimensionare la rete che fornisce il riferimento al sistema in modo che introduca poco rumore, per garantire una corretta acquisizione dell'immagine.

La funzione di trasferimento vista dal rumore è la stessa vista dal segnale di ingresso, dunque: chiamata  $G(s)$  la funzione del modello e  $C(s)$  quella del controllore si ha che:

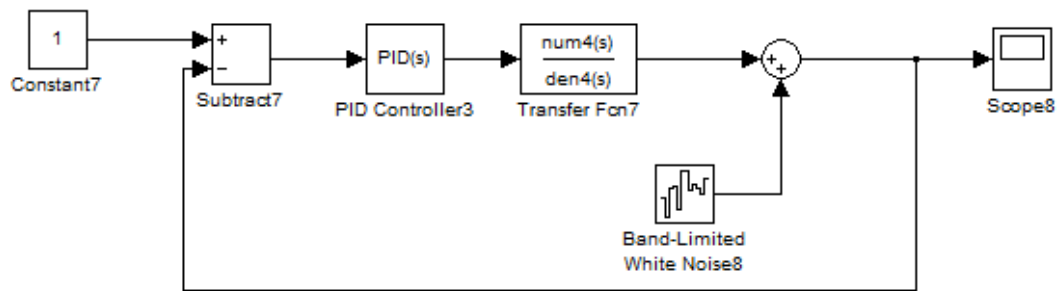
$$W_{w,out}(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)}$$

Il che spiega la sensibilità dell'uscita da parte del disturbo.



Da notare come il transitorio risulta molto irregolare, mentre, a regime, la risposta risulta comunque accettabile, tuttavia questo andamento potrebbe risultare dannoso per la longevità del sistema.

## APPLICANDO IL RUMORE ALL'USCITA:

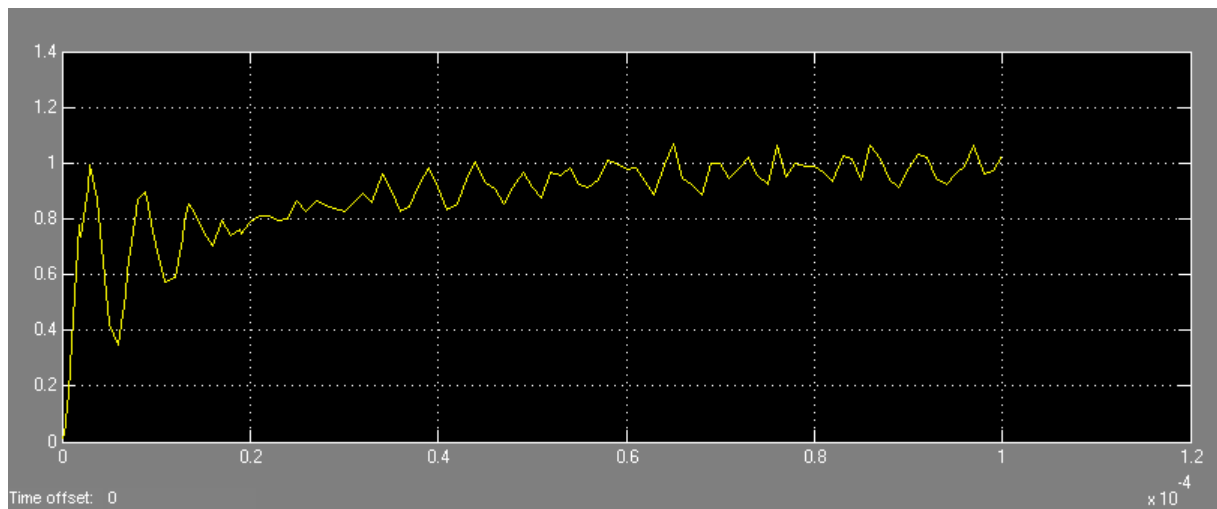


Si nota che il sistema a regime reagisce correggendo il rumore introdotto in modo da mantenere l'uscita il più stabile possibile riducendo gli effetti del rumore.

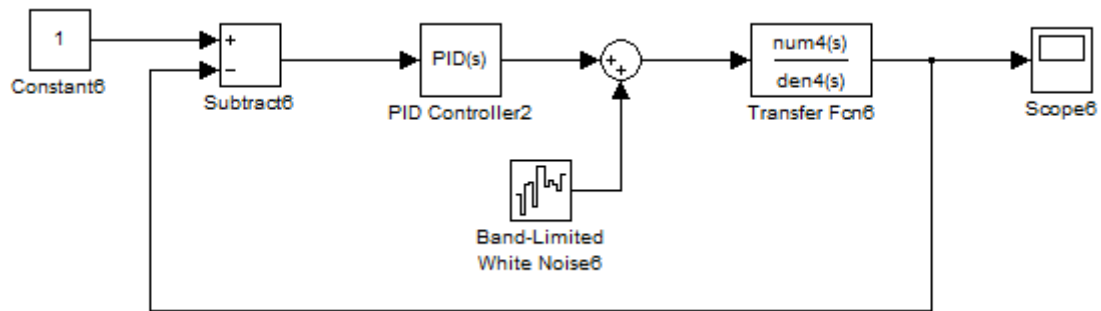
La funzione di trasferimento vista dal rumore in questo caso risulta essere (utilizzando la notazione sopra definita per le funzioni di trasferimento):

$$W_{w,out}(s) = \frac{1}{1 + C(s)G(s)}$$

Il transitorio risulta molto irregolare, caratteristica ancora una volta introdotta dall'azione derivativa che risulta molto sensibile alle oscillazioni brusche.



## APPLICANDO IL RUMORE TRA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO E IL CONTROLLORE:

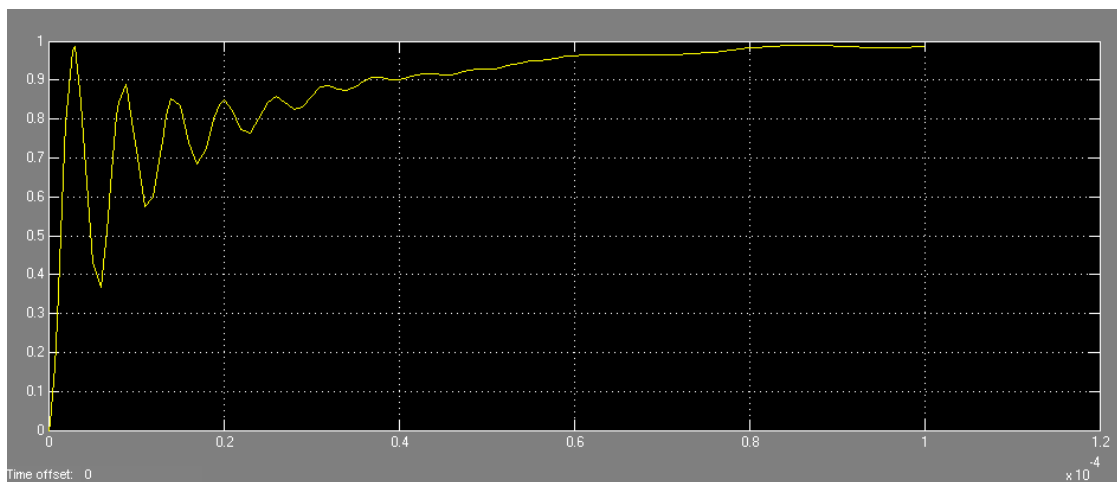


Ancora una volta il sistema a regime reagisce mantenendo sotto controllo il rumore limitandone i disturbi che dunque non comportano distorsioni elevate.

La funzione di trasferimento vista dal rumore è in forma:

$$W_{w,out}(s) = \frac{G(s)}{1 + C(s)G(s)}$$

Ancora una volta il transitorio risulta molto irregolare, sempre a causa dell'azione derivativa.



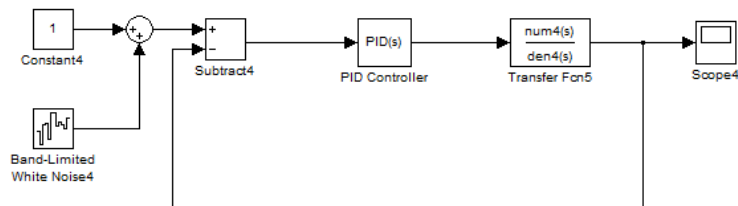
## CONSIDERAZIONI:

Dalle osservazioni fatte si evince che il sistema con azione derivativa risulta molto sensibile ai disturbi. Questa sensibilità deve essere compensata incrementando l'isolamento del sistema da fonti di rumore interne ed esterne progettando le singole componenti in modo che introducano meno rumore possibile. Tutte queste misure di prevenzione però comportano un incremento dei costi ed una notevole complessità progettuale.

## CONTROLLORE PI:

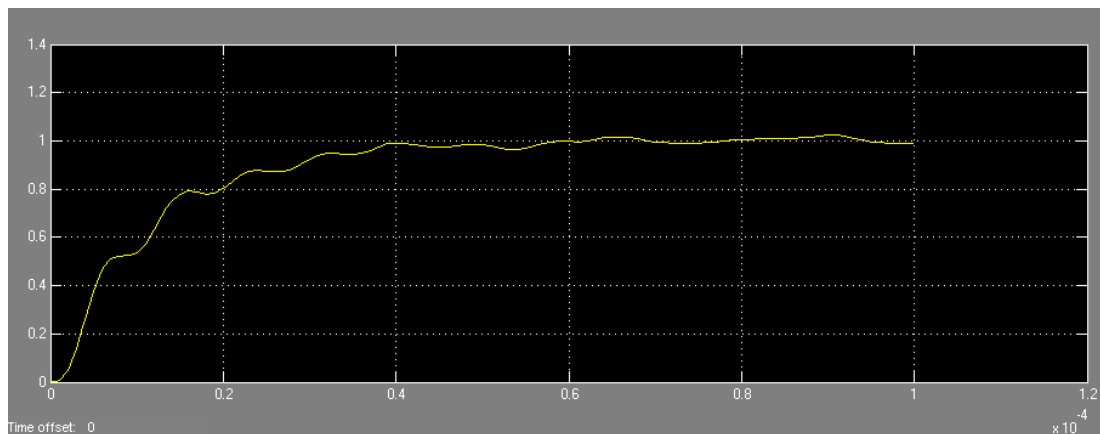
Azzerando il guadagno derivativo e procedendo ad una'analisi equivalente per il controllore PID si riscontrano risultato decisamente differenti in quanto globalmente il sistema tende ad essere meno sensibile alla presenza di rumore.

### APPLICANDO IL RUMORE ALL'INGRESSO DEL SISTEMA:

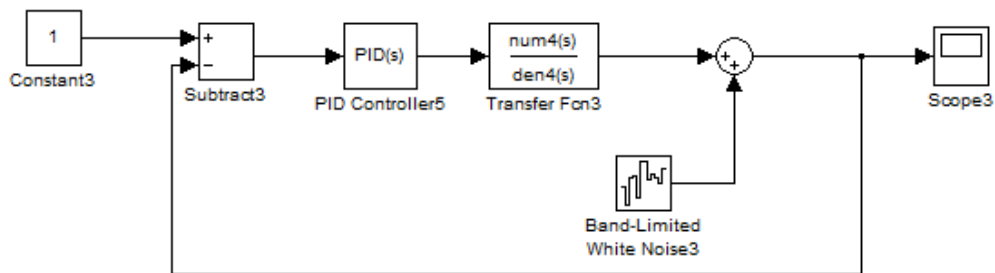


Si nota che il sistema non risente molto del rumore, infatti, la risposta ne risulta pressoché inalterata.

Essendo la funzione di trasferimento vista dal rumore uguale a quella vista dal riferimento, che come già discusso, ha comportamento di tipo "passa basso", si ha una limitazione della componente più irregolare del disturbo, ovvero quella in alta frequenza, permettendo al controllore di reagire con più efficacia sulle componenti a bassa frequenza.



## APPLICANDO IL RUMORE ALL'USCITA DEL SISTEMA:

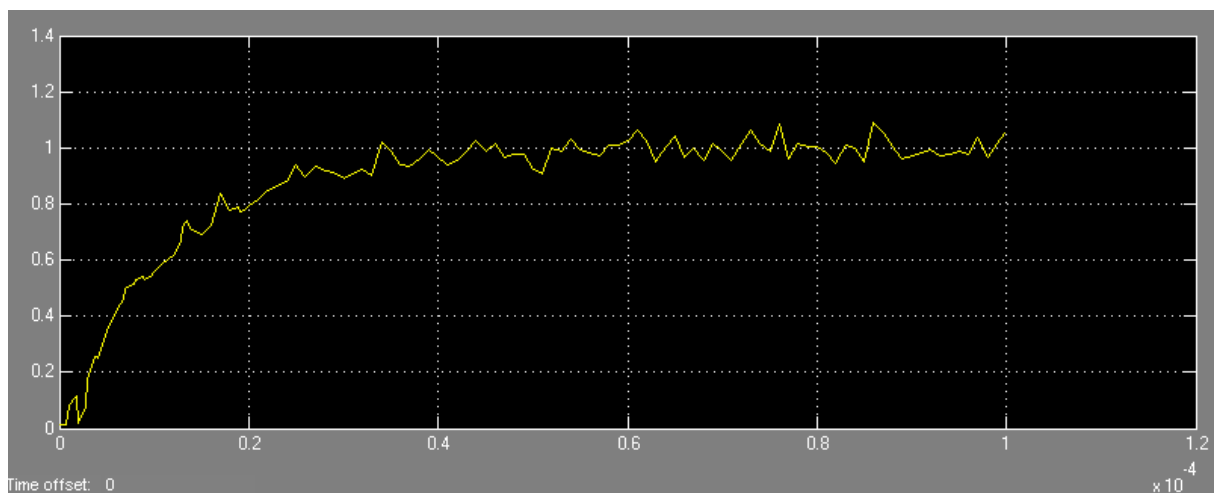


In questo caso il rumore agisce in modo più incisivo sulla risposta a regime, il segnale risulta comunque complessivamente meno disturbato rispetto all'equivalente PID.

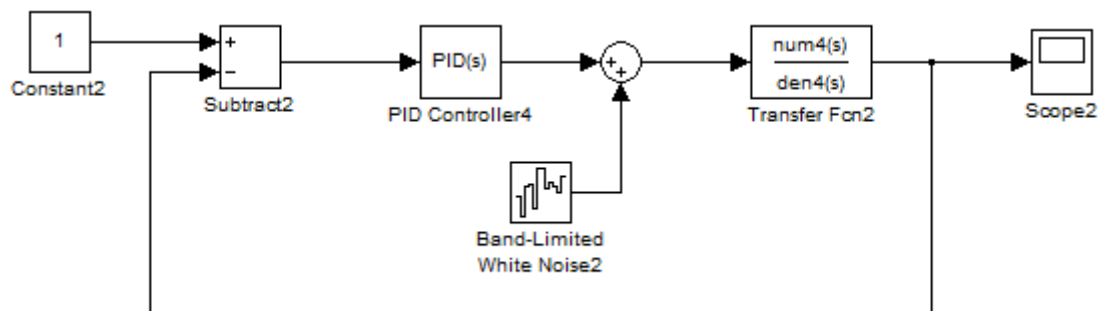
La funzione di trasferimento vista dal sistema è in forma:

$$W_{w,out}(s) = \frac{1}{1 + C(s)G(s)}$$

Il sistema dunque dovrà essere più isolato dai disturbi onde evitare di introdurre distorsioni nell'immagine.



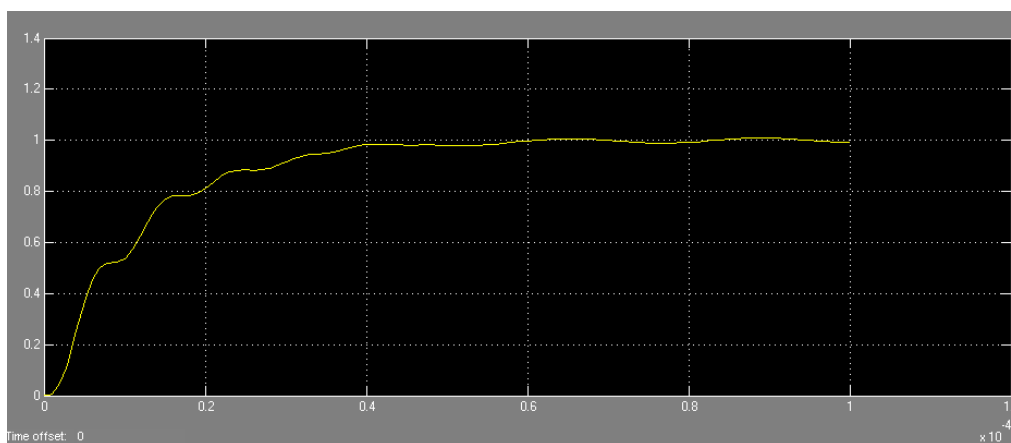
## APPLICANDO IL RUMORE TRA IL CONTROLLORE E LA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO:



Si nota l'insensibilità del sistema spiegata dal comportamento di tipo "passa banda" della funzione di trasferimento vista dal sistema che risulta in forma:

$$W_{w,out}(s) = \frac{G(s)}{1 + C(s)G(s)}$$

Tale funzione attenua di 140db il disturbo in ingresso rendendolo praticamente inefficace.



## CONSIDERAZIONI:

In conclusione il sistema risulta nel complesso poco sensibile al rumore; caratteristica imputabile all'eliminazione dell'azione derivativa: tale azione infatti amplificava le variazioni "repentine" del rumore in ingresso rendendo l'uscita molto irregolare. Come visto dall'analisi, la scelta più conveniente è quella di adottare un controllore PI.

La robustezza del sistema permette di diminuire i costi di implementazione, diminuendo l'isolamento dai disturbi, costi che possono essere riallocati per agire nei punti dove il sistema risulta più sensibile, ad esempio la rete che fornisce il riferimento, per ottenere delle prestazioni globalmente migliori.

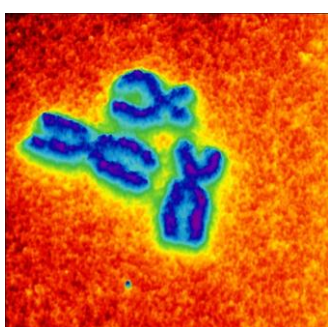
Tale considerazione va comunque vista nell'ottica di uno strumento di precisione che intrinsecamente deve garantire prestazioni elevate. Inoltre occorre sempre tener presente l'applicazione per la quale si vuole utilizzare lo strumento per definire le tolleranze permesse.

## CONCLUSIONI:

Applicando i controllori per il movimento verticale descritti in questo elaborato è possibile ottenere buoni risultati in termini di prestazioni dell'AFM.

Sono presentate a seguire immagini di campioni esaminati con un AFM al quale è stato applicato un controllore di tipo PI come quello presentato nell'elaborato; da notare la diversità di campioni analizzati, e come già detto nell'introduzione, queste immagini sono state prodotte senza ricorrere a trattamenti distruttivi dei soggetti analizzati.

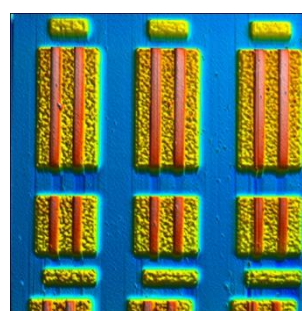
Dimensionando accuratamente i parametri del controllore a seconda delle richieste e del campo di applicazione, è possibile ottenere immagini di buona qualità di oggetti con dimensioni che variano dal micrometro al nanometro per superfici di un millimetro quadrato circa.



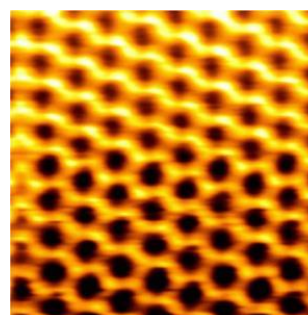
Cromosomi (0.2 – 20  $\mu\text{m}$ )



DNA (0.33 – 0.34 nm)



Cella sram (tecnologia 23 nm)



Grafene

Inoltre la grande versatilità di questo strumento ne permette l'impiego in diversi rami, sia in ambito biologico che tecnologico per l'analisi di: proteine, microorganismi, verifiche di implementazione per circuiti ad alta integrazione su scala nano metrica ecc.

Come osservato nelle sezioni precedenti si ottengono ottimi risultati con controllori PI e PID in merito a margini di stabilità, tempi di assestamento e distorsioni. Tuttavia si è visto come le differenze tra un controllore di tipo PI e uno PID non siano così evidenti, se non per quanto riguarda l'immunità ai disturbi, dunque si può optare per una soluzione PI che risulta meno costosa e complessa da progettare, senza deteriorare in modo significativo le immagini prodotte.

## BIBLIOGRAFIA:

Sono riportati a seguire testi ed articoli che sono stati citati ed utilizzati per lo sviluppo di questo elaborato:

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.

Andrew J. Fleming “Dual-Stage Vertical Feedback for High-Speed Scanning Probe Microscopy” IEE transaction on control systems technology, VOL. 19 NO 1; January 2011.

Karl Johan Astrom, Richard M.Murray “Feedback Systems: an introduction for Scientist and Engineers”

Sandro Zampieri “dispensa di Controlli Automatici” edizioni libreria progetto Padova

Sito “[http://en.wikipedia.org/wiki/Atomic\\_force\\_microscopy](http://en.wikipedia.org/wiki/Atomic_force_microscopy)”