

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA TRIENNALE IN
INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

**Modellistica e controllo del sistema
Pisa/IIT SoftHand**

Relatore:

PROF.SSA MARIA ELENA VALCHER

Laureando:

ALESSANDRO ADAMI

1217899

Anno Accademico 2021/2022

20 settembre 2022

Indice

1	Introduzione	1
2	Modellazione del Sistema Fisico	3
2.1	Grandezze fisiche coinvolte	3
2.2	Modello matematico	5
3	Equilibri	7
3.1	Calcolo dei punti di equilibrio a ingresso costante	7
3.2	Modello in spazio di stato	8
4	Linearizzazione	9
4.1	Funzione di uscita	11
5	Funzione di trasferimento	13
5.1	Funzioni di trasferimento	14
5.2	Stabilità sistema in catena aperta	14
5.3	Diagrammi di Bode	15
6	Progettazione controllore	17
6.1	Controllo in retroazione	17
6.2	Definizioni utili al progetto del controllore	18
6.2.1	Sovraelongazione percentuale	18
6.2.2	Tempo di salita	18
6.2.3	Tempo di assestamento	18
6.2.4	Pulsazione di risonanza	19
6.2.5	Tipo di un sistema	19
6.2.6	Pulsazione di attraversamento e margine di fase	20
6.3	Relazione tra caratteristiche del sistema in catena aperta e quelle del sistema in catena chiusa	21

6.3.1	Tipo di $W(s)$ ed errore a regime permanente	21
6.3.2	Margine di fase	21
6.3.3	Pulsazione di attraversamento	23
6.4	Specifiche fornite per il sistema controllato	23
6.5	Interpretazione delle specifiche e progetto del controllore	24
6.5.1	Progettazione del controllore in assenza di disturbo	24
6.5.2	Progettazione controllore in relazione alla forza di disturbo	25
6.5.3	Progettazione per compensare l'errore di misura $n(t)$	26
6.6	Proposta di controllore $C(s)$	28
6.6.1	Procedimento per ricavare il controllore proposto	29
6.7	Sistema chiuso in retroazione	33
7	Simulazione del sistema controllato	35
	Bibliografia	39

Elenco delle figure

1.1	Prototipo di Pisa/IIT SoftHand di dimensioni comparabili a quelle di una mano umana.	1
1.2	Distribuzione dei tendini che permettono il movimento all'interno del modello.	2
2.1	Rappresentazione schematica del sistema fisico.	3
2.2	Rappresentazione schematica del sistema fisico nel punto di giunzione tra due falangi.	5
5.1	Risposta al gradino della funzioni di trasferimento $G(s)$	15
5.2	Risposta al gradino della funzioni di trasferimento $G_D(s)$	15
5.3	Diagramma di Bode di $G(s)$, in modulo e fase.	16
5.4	Diagramma di Bode di $G(s)_D$, in modulo e fase.	16
6.1	Schema a blocchi del sistema a catena chiusa.	17
6.2	Diagrammi di Bode della funzione di trasferimento $G(s)$ con i vincoli da rispettare.	29
6.3	Diagrammi di Bode della funzione di trasferimento $\frac{1}{s} \cdot G(s)$ con i vincoli da rispettare.	30
6.4	Diagrammi di Bode della funzione di trasferimento $\frac{1}{s(s+40)^2} G(s)$ con i vincoli da rispettare.	31
6.5	Diagrammi di Bode della funzione di trasferimento $\frac{300}{s(s+40)^2} G(s)$ con i vincoli da rispettare.	32
6.6	Diagrammi di Bode della funzione di trasferimento $C(s)G(s)$ con i vincoli da rispettare.	33
7.1	Risposta al gradino v simulata per il sistema retroazionato.	35
7.2	Schema Simulink del sistema con gradino v ed ingresso f_D nullo.	36
7.3	Risposta al gradino di f_D simulata per il sistema retroazionato.	36
7.4	Schema Simulink del sistema con gradino f_D ed ingresso v nullo.	37

Capitolo 1

Introduzione

Recentemente diversi studi sulla robotica hanno cercato di riprodurre, tramite un insieme coordinato di movimenti, le sinergie di movimento di una mano umana, in modo da trasferirne le caratteristiche in una controparte robotica. Pisa/IIT SoftHand è un semplice ed efficace progetto di mano realizzata per afferrare e manipolare oggetti. Il meccanismo, dotato di 19 gradi di libertà, viene azionato da un solo motore ed è in grado di afferrare e interagire con oggetti in modo stabile, garantendo robustezza combinata con una semplice interfaccia di controllo. Tali caratteristiche la rendono ideale sia per usi nell'ambito della robotica che della realizzazione di protesi.

Il principio di design del modello descritto si basa sull'osservazione dei movimenti di mani umane, in grado di garantire un'ampia gamma di movimenti durante le attività della vita quotidiana. Il meccanismo viene quindi controllato in modo da riprodurre tali sinergie con un innovativo design di articolazioni e legamenti per effettuare movimenti che replichino fedelmente quelli naturali.



Figura 1.1: Prototipo di Pisa/IIT SoftHand di dimensioni comparabili a quelle di una mano umana.

In questa tesi si propone lo studio della chiusura di un singolo dito, applicando le conoscenze acquisite nei corsi di Controlli Automatici e Sistemi e Modelli. L'analisi viene effettuata a partire dal modello analitico di tre equazioni differenziali non lineari, di cui si ricavano i punti di equilibrio. Successivamente il modello viene linearizzato e se ne determina una rappresentazione in spazio di stato di cui si ottengono delle opportune funzioni di trasferimento per il caso di studio. Viene infine sintetizzato un controllore stabilizzante in grado di permettere alla mano di afferrare un oggetto fragile senza romperlo, seguendo le specifiche successivamente indicate. Infine viene riportata una simulazione del sistema controllato effettuata tramite il software Simulink.

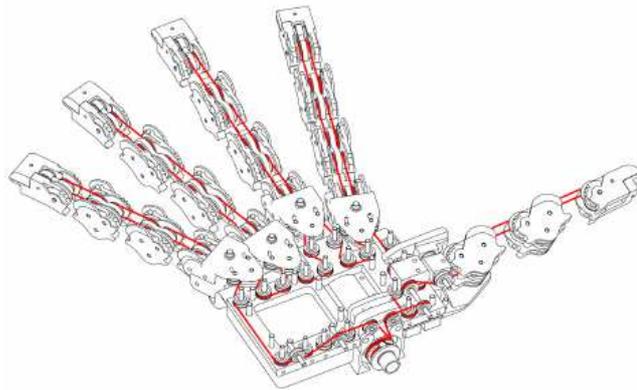


Figura 1.2: Distribuzione dei tendini che permettono il movimento all'interno del modello.

Capitolo 2

Modellazione del Sistema Fisico

Si considera il problema della flessione di un dito in chiusura. Allo scopo di condurre una successiva analisi si forniscono le equazioni differenziali che descrivono matematicamente il modello e se ne definiscono le grandezze fisiche coinvolte.

2.1 Grandezze fisiche coinvolte

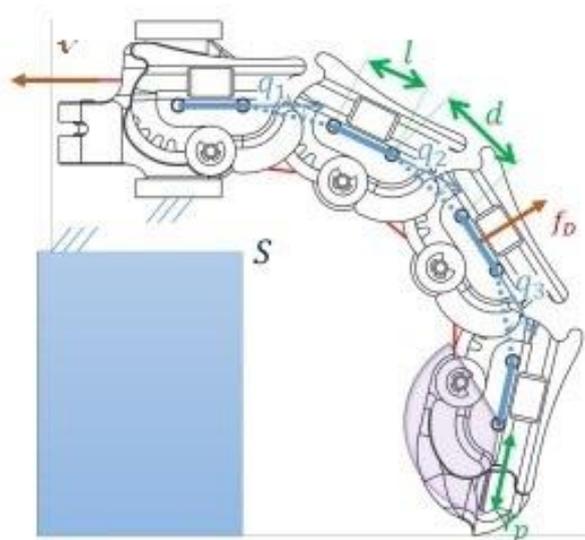


Figura 2.1: Rappresentazione schematica del sistema fisico.

- $2q_i$ è l'angolo di chiusura dell' i -esimo giunto (q_i rappresenta l' i -esima variabile di stato). La moltiplicazione per due è dovuta alla particolare struttura del giunto che rende comoda la scelta di q_i , ovvero metà dell'angolo di chiusura, come variabile di stato.

- μ_i è il coefficiente di smorzamento delle molle interne.
- k_i è la rigidità delle molle interne.
- t_i è il rapporto di trasmissione tra la tensione f e la coppia risultante sull' i -esimo giunto.
- R_i è il raggio dei meccanismi rotanti alle estremità di ogni falange.
- β è l'angolo di attaccatura delle molle interne rispetto alla circonferenza di raggio R_i , prendendo come riferimento l'asse di ciascuna falange, come visibile in figura 2.2.
- v è la tensione applicata.
- f_D è un'eventuale forza di disturbo esterna, dovuta all'interazione del dito con l'ambiente.
- l è la distanza in ciascuna falange tra i due punti in cui si valutano q_{i-1} e q_i .
- d è la distanza reciproca tra due falangi rispetto ai punti in cui si valutano i relativi angoli q_i .

Il sistema risulta essere chiaramente non lineare. Ciò è dovuto alla cinematica non lineare che lega l'angolo q_i all'allungamento della molla. Sarà quindi necessario linearizzare il sistema intorno ad uno dei suoi punti di equilibrio al fine di studiarne le caratteristiche e progettare un controllore adeguato per le richieste presentate.

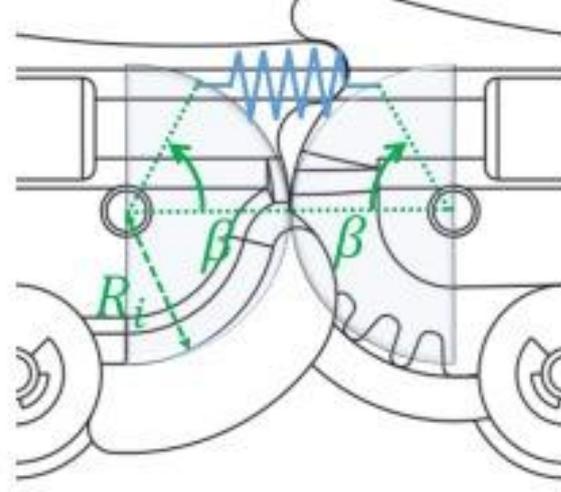


Figura 2.2: Rappresentazione schematica del sistema fisico nel punto di giunzione tra due falangi.

2.2 Modello matematico

In una mano robotica tipicamente le inerzie risultano trascurabili rispetto ad eventuali effetti elastici o smorzanti. Dunque, il sistema dinamico di figura 2.1, rappresentante la chiusura di un dito della mano, può essere descritto dalle seguenti equazioni

$$\begin{cases} \mu_1 \dot{q}_1 + 4k_1 R_1^2 (\cos(\beta) - \cos(\beta + q_1)) \sin(\beta + q_1) = \frac{1}{2} t_1 v + \\ \quad + \frac{1}{2} [d \cos(2q_2 + q_1) + 2 \cos(q_2) + l(1 + \cos(2q_2))] f_D \\ \mu_2 \dot{q}_2 + 4k_2 R_2^2 (\cos(\beta) - \cos(\beta + q_2)) \sin(\beta + q_2) = \frac{1}{2} t_2 v + \frac{1}{2} [d \cos(q_2) + l] f_D \\ \mu_3 \dot{q}_3 + 4k_3 R_3^2 (\cos(\beta) - \cos(\beta + q_3)) \sin(\beta + q_3) = \frac{1}{2} t_3 v \end{cases}$$

Dove ciascuna equazione descrive il movimento di un singolo giunto, in funzione delle componenti precedentemente elencate. Nella descrizione del movimento si fa riferimento alla componente q_i che mappa la posizione angolare di ciascuna falange rispetto alle altre (\dot{q}_i rappresenta quindi la velocità angolare). In particolare si nota che ciascuna equazione è affetta dall'ingresso v che genera tensione sui legamenti interni, mentre solo la prima e la seconda componente sono affette dal disturbo f_D . Pertanto si può dedurre che il disturbo, a differenza dell'ingresso costante, non ha effetto sulle giunture rivolte verso l'estremità del dito rispetto alla falange su cui viene applicato. Esso ha quindi effetto sulle sole giunture tra il punto di applicazione e il palmo della mano. Effetto che si propaga dai giunti più esterni verso quelli interni, infatti si può notare dall'equazione descrivente il moto del primo giunto la presenza il termine q_2 associato al secondo giunto.

Infine si evince come ciascuna i -esima equazione sia data in funzione dei parametri μ_i, k_i, R_i associati al rispettivo giunto e β, l, d termini invece comuni a tutte le tre componenti.

Capitolo 3

Equilibri

Fissando l'ingresso $f_D = 0$ e $\beta = \frac{\pi}{2}$ si ricavano i punti di equilibrio per un ingresso costante v , ovvero le configurazioni tali per cui $\dot{q}_i = 0$.

Al fine dunque di permetterne lo studio tramite l'utilizzo di metodi noti, lo stesso sistema viene linearizzato ottenendo un'approssimazione della sua dinamica nell'intorno di un punto di equilibrio con ingresso v costante.

3.1 Calcolo dei punti di equilibrio a ingresso costante

Imponendo dunque $\dot{q}_i = 0$, ovvero annullando le derivate prime $\forall i \in \{1, 2, 3\}$, le equazioni differenziali del modello si riducono a:

$$\begin{cases} 4k_1 R_1^2 (\cos(\frac{\pi}{2}) - \cos(\frac{\pi}{2} + q_1)) \sin(\frac{\pi}{2} + q_1) = \frac{1}{2} t_1 v \\ 4k_2 R_2^2 (\cos(\frac{\pi}{2}) - \cos(\frac{\pi}{2} + q_2)) \sin(\frac{\pi}{2} + q_2) = \frac{1}{2} t_2 v \\ 4k_3 R_3^2 (\cos(\frac{\pi}{2}) - \cos(\frac{\pi}{2} + q_3)) \sin(\frac{\pi}{2} + q_3) = \frac{1}{2} t_3 v \end{cases}$$

da cui si ricava $\forall i$

$$\frac{t_i}{8k_i R_i^2} v = \sin(q_i) \cos(q_i) = \frac{1}{2} \sin(2q_i)$$

Capitolo 4

Linearizzazione

Si procede ora alla linearizzazione del modello intorno al punto di equilibrio precedentemente calcolato, da cui si ottiene un sistema del tipo $\dot{x} = Ax + Bu + B_d u_d$ in cui A rappresenta una matrice 3×3 che descrive l'evoluzione del sistema in assenza di ingressi, mentre B e B_d sono vettori di dimensione 3 che descrivono l'effetto sulla dinamica dello stato rispettivamente dell'ingresso attuato al sistema e dei disturbi dell'ambiente.

Il modello di stato di partenza non lineare, è esprimibile nella forma

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), u_D(t)),$$

con $x = [q_1, q_2, q_3]^T$, mentre u è un vettore rappresentante le componenti dell'ingresso costante di valore v . Infine avendo supposto $f_D = 0 \forall t > 0$, u_D sarà nullo. Si procede quindi alla linearizzazione tramite sviluppo in serie di Taylor arrestato al primo ordine delle equazioni differenziali $\forall i$:

$$\begin{aligned} \dot{x}_i = f_i(x, u, u_D) \simeq & f_i(x_{eq}, \bar{v}, 0) + \left. \frac{\partial f_i(x, u, u_D)}{\partial x} \right|_{\substack{x=x_{eq} \\ u=v \\ u_D=0}} x + \left. \frac{\partial f_i(x, u, u_D)}{\partial u} \right|_{\substack{x=x_{eq} \\ u=v \\ u_D=0}} u + \\ & + \left. \frac{\partial f_i(x, u, u_D)}{\partial u_D} \right|_{\substack{x=x_{eq} \\ u=v \\ u_D=0}} u_D \end{aligned}$$

dove \dot{x}_i rappresenta la derivata temporale della i -esima variabile di stato del sistema, $u = \bar{v}$ l'ingresso costante in corrispondenza al punto di equilibrio ed f_i la componente i -esima della funzione f . Si ricorda in oltre che l'ingresso di disturbo è supposto sempre nullo, $u_D = 0 \forall t > 0$.

Notando che $f_i(x_{eq}, \bar{v}, 0) = 0$ per definizione in un punto di equilibrio, è pertanto necessario ricavare soltanto le matrici che descrivono l'evoluzione del sistema linearizzato:

$$A := \frac{\partial}{\partial x} f(x, u, u_D) \Big|_{\substack{x=x_{eq} \\ u=\bar{v} \\ u_D=0}} = \begin{bmatrix} -\frac{4k_1 R_1^2}{\mu_1} \cos(2q_1) & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{4k_2 R_2^2}{\mu_2} \cos(2q_2) & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{4k_3 R_3^2}{\mu_3} \cos(2q_3) \end{bmatrix}$$

$$B := \frac{\partial}{\partial u} f(x, u, u_D) \Big|_{\substack{x=x_{eq} \\ u=\bar{v} \\ u_D=0}} = \begin{bmatrix} \frac{t_1}{2\mu_1} \\ \frac{t_2}{2\mu_2} \\ \frac{t_3}{2\mu_3} \end{bmatrix}$$

$$B_d := \frac{\partial}{\partial u_d} f(x, u, u_D) \Big|_{\substack{x=x_{eq} \\ u=\bar{v} \\ u_D=0}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\mu_1} (d(\cos(\frac{\pi}{4}) + 2\cos(\frac{\pi}{12})) + l(1 + 2\cos(\frac{\pi}{6}))) \\ \frac{1}{2\mu_2} (d\cos(\frac{\pi}{12}) + l) \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Osservando A , si evince come questa sia già in forma diagonale, quindi con i propri autovalori sulla diagonale principale. Il sistema linearizzato risulta asintoticamente stabile e di conseguenza anche il non lineare risulta asintoticamente stabile intorno al punto di equilibrio ad ingresso costante scelto \forall valore di $k_i > 0$ e $\mu_i > 0$.

Un punto di equilibrio si dice asintoticamente stabile se il sistema, privo di ingresso, è stabile e vale

$$\exists \delta_a > 0 : |x_0 - x_{eq}| < \delta_a \rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} |x(t) - x_{eq}| = 0.$$

Un punto di equilibrio si dice stabile se

$$\forall \epsilon > 0, \exists \delta(\epsilon) > 0 : |x_0 - x_{eq}| < \delta \rightarrow |x(t) - x_{eq}| < \epsilon, \forall t > 0$$

ovvero se è possibile limitare a piacimento lo scostamento dal punto di equilibrio partendo da un punto sufficientemente vicino allo stesso, limitando quindi opportunamente la perturbazione.

Tale stabilità è riscontrabile anche intuitivamente, infatti un sistema fisico dotato di smorzatore perde energia nel tempo, tendendo a tornare alla posizione di equilibrio.

Si nota che anche per valori negativi dei due parametri, purché concordi, il siste-

ma risulta comunque stabile asintoticamente. Tuttavia la scelta di valori positivi per queste due costanti risulta essere fisicamente coerente, trattandosi di sistemi molla-smorzatore disaccoppiati.

4.1 Funzione di uscita

Si considera come uscita del sistema, ovvero come misura disponibile e variabile obiettivo, la distanza del polpastrello p_x (il quale viene approssimato con un settore circolare di raggio r_p) rispetto al punto più vicino alla superficie S mostrata in figura 2.1:

$$p_x = d\cos(q_1) + l\cos(2q_1) + d\cos(2q_1 + q_2) + l\cos(2q_1 + 2q_2) + d\cos(2q_1 + 2q_2 + q_3) \\ + l\cos(2q_1 + 2q_2 + 2q_3) - r_p$$

Si considera pertanto $y = Cx$, con

$$C^T = \frac{\partial}{\partial u_d} p_x \Big|_{x=x_{eq}} = \begin{bmatrix} -2[d(\frac{1}{2}\sin(\frac{\pi}{12}) + \sin(\frac{\pi}{4} + \sin(\frac{5\pi}{12}))) + l(\sin(\frac{\pi}{6}) + \sin(\frac{\pi}{3}) + \sin(\frac{\pi}{2})) \\ -2[d(\frac{1}{2}\sin(\frac{\pi}{4} + \sin(\frac{5\pi}{12}))) + l(\sin(\frac{\pi}{3}) + \sin(\frac{\pi}{2})) \\ -2[d(\frac{1}{2}\sin(\frac{5\pi}{12})) + l(\sin(\frac{\pi}{2})) \end{bmatrix}$$

Si ottiene infine un sistema lineare di equazioni del tipo

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + B_D u_D \\ y = Cx \end{cases}$$

in cui A , B , B_D e C sono le matrici e i vettori ricavati all'interno di questo capitolo durante la fase di linearizzazione. x rappresenta un vettore tridimensionale contenente le i -esime componenti q_i , mentre u e u_d sono scalari associati rispettivamente agli ingressi v e f_D .

Capitolo 5

Funzione di trasferimento

Una volta che il sistema è stato linearizzato intorno ad una posizione di equilibrio ad ingresso costante si ottiene un modello di stato lineare del tipo:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + B_d u_d \\ y = Cx \end{cases}$$

Le funzioni di trasferimento per ciascuno dei due ingressi sono $G(s) = C(sI - A)^{-1}B$ per l'ingresso u e $G_D(s) = C(sI - A)^{-1}B_D$ per il disturbo u_D .

Vengono forniti i valori numerici dei parametri del sistema fisico, dai quali si ricavano le matrici numeriche necessarie al calcolo della funzione di trasferimento:

- $r_p = 9.223$ mm
- $R_1 = R_2 = R_3 = 10$ mm
- $k_1 = 0.3$ N/mm
- $k_2 = k_3 = 0.6$ N/mm
- $\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = 7.5$ N mm/s
- $t_1 = 15$ mm
- $t_2 = t_3 = 30$ mm
- $l = 7.5$ mm
- $d = 15$ mm

Sostituendo gli opportuni valori all'interno delle matrici precedentemente ricavate si ottiene:

$$A = \begin{bmatrix} -13.8564 & 0 & 0 \\ 0 & -27.7128 & 0 \\ 0 & 0 & -27.7128 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 2 \end{bmatrix}$$

$$B_D = \begin{bmatrix} 4.005 \\ 1.4659 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C = -2 \begin{bmatrix} 44.781 & 33.787 & 14.744 \end{bmatrix}$$

5.1 Funzioni di trasferimento

Prendendo ora in considerazione il singolo ingresso u , associato al vettore B , ricorrendo alla formula sopra indicata si ricava la funzione di trasferimento dall'ingresso di controllo all'uscita

$$G(s) = \frac{-283.69(s + 18.23)}{(s + 13.86)(s + 27.71)}$$

Considerando invece l'ingresso dovuto ai disturbi esterni u_D a cui viene associato il vettore B_D , si trova

$$G_D(s) = \frac{-457.76(s + 24.71)}{(s + 27.71)(s + 13.86)}$$

5.2 Stabilità sistema in catena aperta

Osservando le due funzioni di trasferimento, che esprimono la relazione tra uscita e ingresso forzato nel dominio della trasformata di Laplace, se ne ricava che in entrambi i casi i poli sono a parte reale negativa. Il sistema è quindi BIBO stabile nell'intorno del punto di equilibrio ricavato. Non sarà quindi necessario

progettare un controllore stabilizzante per il solo sistema autonomo avendo già garantita la stabilità.

Si fornisce il grafico della risposta al gradino di $G(s)$ e $G_D(s)$ convergenti a regime per $t \rightarrow +\infty$ a $G(0)$ e $G_D(0)$ rispettivamente, ad ulteriore conferma della stabilità del sistema in catena aperta.

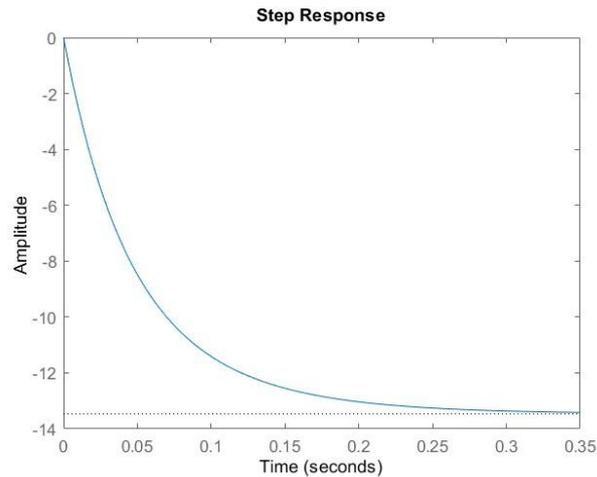


Figura 5.1: Risposta al gradino della funzioni di trasferimento $G(s)$.

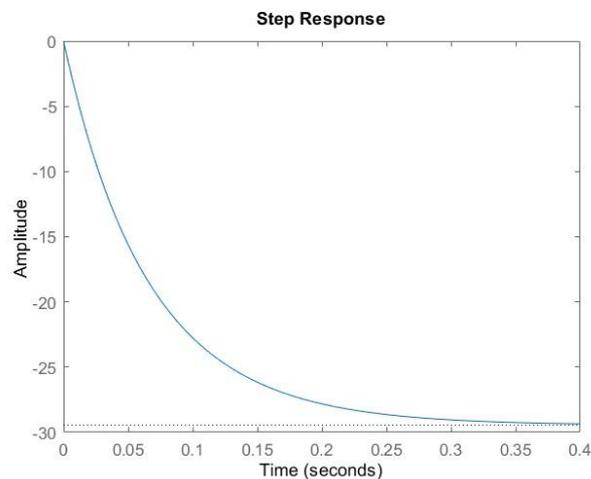


Figura 5.2: Risposta al gradino della funzioni di trasferimento $G_D(s)$.

5.3 Diagrammi di Bode

Vengono forniti i digrammi di Bode reali per le due funzioni di trasferimento in catena aperta.

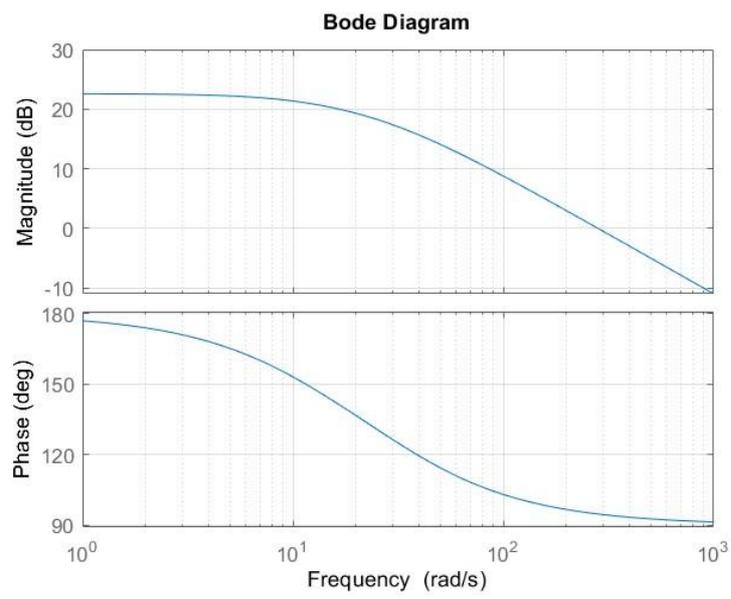


Figura 5.3: Diagramma di Bode di $G(s)$, in modulo e fase.

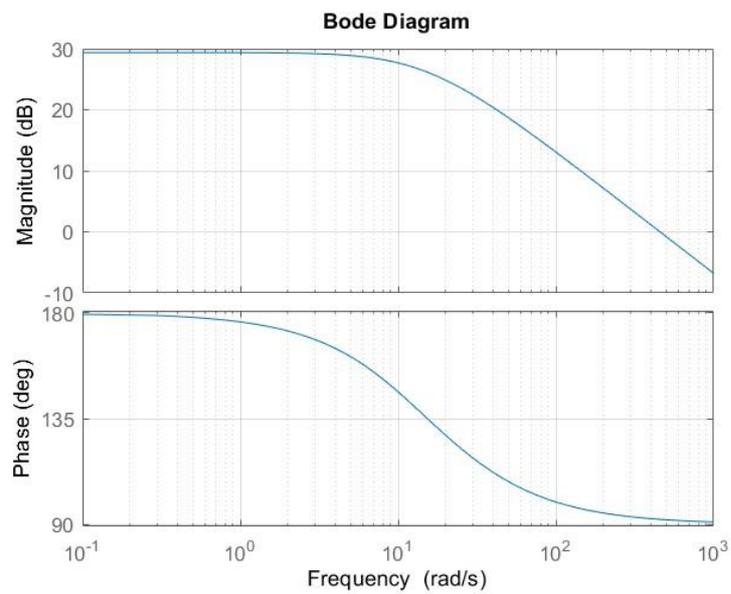


Figura 5.4: Diagramma di Bode di $G(s)_D$, in modulo e fase.

Capitolo 6

Progettazione controllore

6.1 Controllo in retroazione

L'obiettivo che ci proponiamo è quello di progettare un controllore che permetta al singolo dito della mano robotica di afferrare un oggetto rispettando dei vincoli imposti. Al fine di rispettare le specifiche richieste è necessario sviluppare un controllore in retroazione negativa. La retroazione consente al sistema dinamico di correggere la propria evoluzione in funzione non solo degli ingressi, come per il sistema in catena aperta, ma consente anche di tener conto delle uscite del sistema stesso e quindi del suo stato. La retroazione si ottiene quindi riportando l'uscita in entrata al sistema, dove l'effettivo ingresso viene poi dato dalla differenza tra un segnale di riferimento e l'uscita stessa, da cui l'aggettivo negativa.

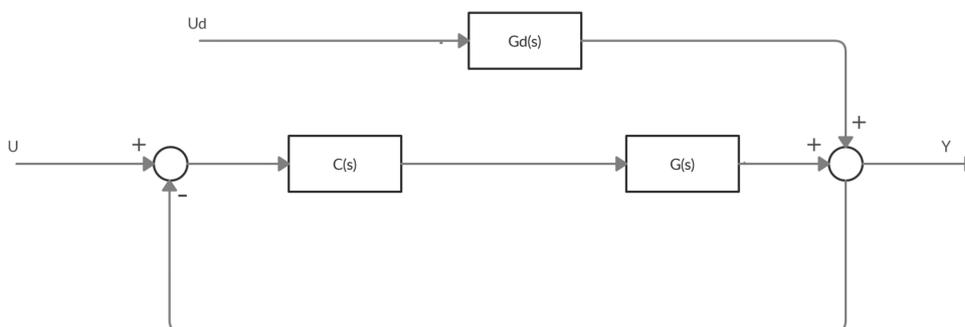


Figura 6.1: Schema a blocchi del sistema a catena chiusa.

Si riporta in figura 7.1 lo schematico del sistema in catena chiusa del caso in

esame. Da questo si può ricavare la funzione di uscita e, di conseguenza, le relazioni tra le specifiche richieste e il controllore da progettare.

Si ricava dunque nel dominio delle trasformate di Laplace:

$$Y(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)}U(s) + \frac{G_D(s)}{1 + C(s)G(s)}U_D(s)$$

6.2 Definizioni utili al progetto del controllore

Si definiscono alcuni parametri utili alla successiva progettazione di un controllore che permetta al risultante sistema controllato di rispettare le caratteristiche indicate, legate alla risposta al gradino e alla risposta in frequenza. Successivamente si definiscono il tipo di un sistema e i parametri utili per il controllo in retroazione.

6.2.1 Sovraelongazione percentuale

La sovraelongazione percentuale è definita come

$$S_{\%} = \max_{t \geq 0} \left(\frac{w_{-1}(t) - W(0)}{W(0)} \right) \cdot 100\%$$

6.2.2 Tempo di salita

Il tempo di salita al 5% è il tempo necessario affinché l'uscita entri nell'intervallo $[0.95W(0), 1.05W(0)]$, dove $W(0)$ rappresenta il valore finale a regime:

$$t_r = \min\{t \geq 0 : |w_{-1}(t) - W(0)| \leq 0.05|W(0)|\}.$$

6.2.3 Tempo di assestamento

Il tempo di assestamento è il tempo necessario affinché l'uscita si assesti definitivamente entro un intorno specifico del valore finale $y(\infty)$. Nel nostro caso il tempo in cui l'uscita si assesta in un intervallo $[0.95W(0), 1.05W(0)]$.

$$t_s = \min\{\bar{t} \geq 0 : \forall t \geq \bar{t} \quad |w_{-1}(t) - W(0)| \leq 0.05|W(0)|\}.$$

6.2.4 Pulsazione di risonanza

Con riferimento alla risposta in frequenza $W(j\omega)$, con $\omega \in R^+$, la pulsazione di risonanza ω_r è quell'unica pulsazione positiva, se esiste, in cui il modulo di $W(j\omega)$ assume valore massimo, ovvero per cui vale

$$|W(j\omega_r)| = \max |W(j\omega)|$$

6.2.5 Tipo di un sistema

Si consideri un modello single-input single-output, tempo invariante, BIBO stabile, a tempo continuo e si supponga che la sua funzione di trasferimento $W(s)$ soddisfi $W(0) \neq 0$. Tale sistema viene definito di tipo k se esso risponde con errore di regime permanente costante non nullo al segnale canonico $\delta_{-(k+1)} = \frac{t^k}{k!} \delta_{-1}(t)$, ovvero

$$e_{rp}^{k+1} = \lim_{t \rightarrow +\infty} e^{k+1}(t) = \lim_{t \rightarrow +\infty} \delta_{-(k+1)}(t) - W_{-(k+1)}(t)$$

esiste ed è un numero reale finito e non nullo. Per ciascun sistema esiste uno e un solo $k \in Z^+$ tale per cui questa condizione viene rispettata.

Per qualsiasi valore $i < k \in Z^+$ il sistema sarà in grado di inseguire perfettamente il segnale canonico $\delta_{-(i+1)} = \frac{t^i}{i!} \delta_{-1}(t)$, ovvero $e_{rp}^{i+1} = 0$. Mentre per valori $i > k \in Z^+$ l'errore al segnale canonico $\delta_{-(i+1)}$ sarà infinito.

Un sistema è definito di tipo zero se:

$$e_{rp}^{(1)} = \lim_{t \rightarrow +\infty} \delta_{-1}(t) - w_{-1}(t) = \lim_{t \rightarrow +\infty} (1 - W(0)) = 1 - W(0) \neq 0$$

altrimenti è di tipo superiore.

Essendo

$$e_{rp}^{k+1} = \lim_{t \rightarrow +\infty} (\delta_{-(k+1)}(t) - W_{-(k+1)}(t))$$

è possibile riscrivere per il teorema del valore finale

$$e_{rp}^{k+1} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{(1 - W(s))}{s^{k+1}}$$

Pertanto per il teorema del valore finale e sviluppando in serie di Taylor in $s = 0$ $W(s)$ si ricava

$$e_{rp}^{k+1} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1 - W(s)}{s^{k+1}} = cost \neq 0 \iff \begin{cases} W(0) = 1 \\ \left. \frac{d^i W}{ds^i} \right|_{s=0} = 0 \\ \left. \frac{d^k W}{ds^k} \right|_{s=0} = -\frac{W^{(k)}(0)}{k!} \neq 0 \end{cases}$$

Informalmente k può essere definito come il numero di segnali canonici che il segnale in ingresso riesce a seguire con errore a regime nullo.

6.2.6 Pulsazione di attraversamento e margine di fase

Si consideri ora un sistema ottenuto per retroazione unitaria negativa in cui $C(s)G(s)$ rappresenta la sua funzione di trasferimento in catena aperta.

Sia dunque $W(s) = \frac{C(s)G(s)}{1+C(s)G(s)}$ la funzione di trasferimento del sistema in catena chiusa.

Si assume che $W(s)$ sia strettamente propria, ovvero $W(s) \neq 0$, da cui $C(s)G(s) \neq 0$ anch'essa strettamente propria.

Si definiscono quindi due parametri utili al controllo in retroazione:

- Pulsazione di attraversamento $\omega_T \geq 0$, definita come quella pulsazione (se esiste ed è unica) per cui il diagramma di Bode delle ampiezze del sistema in catena aperta $C(s)G(s)$ attraversa l'asse delle ascisse:

$$|C(j\omega_T)G(j\omega_T)|_{dB} = 0$$

e quindi $|C(j\omega_T)G(j\omega_T)| = 1$

- Margine di fase $M_\phi = \phi_T + 180$, dove ϕ_T è definita solo se esiste ω_T per $C(s)G(s)$ ed è detta fase di attraversamento:

$$\phi_T = \arg(C(j\omega_T)G(j\omega_T))$$

6.3 Relazione tra caratteristiche del sistema in catena aperta e quelle del sistema in catena chiusa

Prima di iniziare un'analisi del sistema in catena chiusa è necessario definire come le caratteristiche del sistema in catena aperta $C(s)G(s)$ possano influire sul sistema in catena chiusa $W(s) = \frac{C(s)G(s)}{1+C(s)G(s)}$. Tale correlazione infatti risulta essere fondamentale al fine di definire un controllore adeguato alle esigenze del caso.

6.3.1 Tipo di $W(s)$ ed errore a regime permanente

Se $W(0) \neq 1$ allora è di tipo zero, e in tal caso $C(s)G(s)$ non ha poli in origine. Infatti $W(0) = 1$ se $C(0)G(0) = +\infty$, ovvero $C(s)G(s)$ presenta almeno un polo in origine.

Si sviluppa $W(s)$ assumendo per la funzione di trasferimento del sistema in catena aperta la seguente descrizione $K_{B,CG} \frac{\bar{C}(s)\bar{G}(s)}{s^\gamma}$, dove γ è la molteplicità del polo in origine e $K_{B,CG}$ è il guadagno, ottenendo:

$$W(s) = \frac{K_{B,CG} \bar{C}(s)\bar{G}(s)}{s^\gamma + K_{B,CG} \bar{C}(s)\bar{G}(s)}$$

Si ricava che la funzione $W(s)$ è di tipo $k = \gamma$ e presenta $e_{rp}^{k+1} = \frac{1}{K_{B,CG}}$ ed $e_{rp}^{i+1} = 0 \forall i < k$, dove $\bar{C}(s)\bar{G}(s)$ corrisponde alla funzione in catena aperta privata sia dei poli in origine che del guadagno, se $k = \gamma \geq 1$.

6.3.2 Margine di fase

Il margine di fase di $C(s)G(s)$ risulta essere collegato al picco di risonanza relativo di $W(s)$.

Si consideri un sistema del secondo ordine con due poli complessi $\alpha \pm j\beta$ e privo di zeri con una funzione di trasferimento in catena chiusa del tipo

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

dove $\omega_n = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$ e $\xi = -\frac{\alpha}{\omega_n}$. Da ciò si deduce che $\beta = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$.

Nel caso in cui i poli siano stabili, ovvero $0 \leq \xi \leq 1$, la risposta al gradino

(ottenuta come antitrasformata di Laplace di $\frac{1}{s}W(s)$) è:

$$y(t) = (1 - Ae^{-\xi\omega_n t} \sin(\beta t + \phi))$$

dove $A = \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}}$ e $\phi = \arctan\left(\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}\right)$.

Il valore della massima sovraelongazione S , è dato dalla differenza tra valore massimo raggiunto y_{max} e il valore a regime \bar{y} , normalizzata rispetto alla differenza tra valore a regime e iniziale y_0 .

$$S = \frac{|y_{max} - \bar{y}|}{|\bar{y} - y_0|} \cdot 100\%$$

Possiamo mettere in relazione il coefficiente ξ con S imponendo

$$\frac{dy}{dt} = -Ae^{-\xi\omega_n t} \beta \cos(\beta t + \phi) + A\xi e^{-\xi\omega_n t} \sin(\beta t + \phi) = 0$$

che risulta verificata se e solo se:

$$\xi\omega_n \sin(\beta t + \phi) - \omega_n \sqrt{1-\xi^2} \cos(\beta t + \phi) = 0$$

ovvero quando $\tan(\beta t + \phi) = \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}$.

Poiché $\phi = \arctan\left(\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}\right)$ deve valere $\beta t = k\pi$, con $k \in N_0^+$, ricavando per gli istanti di massimo e minimo l'espressione:

$$t_k = \frac{k\pi}{\beta} = \frac{k\pi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}}$$

Se si sostituisce t_k all'interno dell'espressione della risposta al gradino $y(t)$ si ottiene:

$$y(t) = 1 - \frac{e^{-\frac{k\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(k\pi + \phi) = 1 - (-1)^k e^{-\frac{k\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$$

Dalle precedenti espressioni si ricava che il massimo valore di $y(t)$ è riscontrabile per un certo $t_{max} = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}}$ da cui

$$S = y(t_{max}) - 1 = e^{-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$$

6.3.3 Pulsazione di attraversamento

Affinché il sistema sia sufficientemente rapido nella risposta al gradino, è necessario garantire un tempo di risposta sufficientemente breve.

Si definisce il tempo di salita $T_{a,x\%}$ come il più piccolo istante positivo per cui

$$|1 - y(t)| = |Ae^{-\xi\omega_n t} \sin(\beta t + \phi)| \leq \frac{x}{100}$$

Essendo la risoluzione di tale formulazione complicata dalla presenza delle funzione seno, $\sin(\beta t + \phi)$ può essere approssimata per eccesso con il suo massimo valore nel periodo di tempo. Essendo $A > 0$ e $0 < \xi < 1$ si ricava che

$$e^{-\xi\omega_n t} \leq \frac{x}{100} \frac{1}{A}$$

$$\xi\omega_n t \geq -\ln\left(\frac{x}{100}\right) + \ln(A)$$

da cui

$$T_{a,x\%} \simeq \frac{4.6 - \ln(x) - \frac{1}{2}(1 - \xi^2)}{\xi\omega_n}$$

6.4 Specifiche fornite per il sistema controllato

Si vuole progettare un controllo in retroazione unitaria negativa per il singolo dito così da permettere alla mano di afferrare un oggetto fragile.

Avendo definito p_x come distanza del polpastrello dall'oggetto affinché quest'ultimo non venga compenetrato è necessario che $p_x \geq 0$. Per permettere però la stabilità a regime il polpastrello deve essere perfettamente in contatto con l'oggetto. Ricavandone quindi che $p_x = 0$. Nella progettazione del controllore si vuole garantire che il polpastrello raggiunga inoltre una distanza di 1.5 mm dall'oggetto in 1.5 s, senza poi allontanarsene, partendo da una distanza di 30 mm.

Si considera successivamente il caso in cui la seconda falange entra in contatto con l'ambiente. In prima approssimazione possiamo considerare tale interazione come un ingresso di disturbo f_D a gradino, di ampiezza 0.1 N. Si richiede che tale disturbo non generi a regime nessuna variazione nella posizione relativa fra il polpastrello e la superficie dell'oggetto.

Infine si vogliono attenuare gli effetti di un forte rumore di misura $n(t)$ localizzato a frequenze superiori ai 50 Hz, affinché le oscillazioni della posizione del polpastrello a regime non superino gli 0.001 mm.

Tale rumore può essere modellato come $n(t) = A_n \sin(\omega t + \sigma)$, con $A_n \leq 100$ mm,

e frequenza pari a 50 Hz o superiore.

6.5 Interpretazione delle specifiche e progetto del controllore

La progettazione di un controllore per un sistema retroazionato permette di garantire il rispetto delle specifiche richieste.

Risulta quindi necessario tradurre le specifiche elencate nella sezione precedente per il sistema controllato, allo scopo di ricavarne dei parametri utili al fine di progettare un controllore adatto allo scopo.

6.5.1 Progettazione del controllore in assenza di disturbo

Si vuole quindi portare il polpastrello da un valore $p_x(\frac{\pi}{12}, \frac{\pi}{12}, \frac{\pi}{12}) = 30$ mm fino a $p_x = 0$ mm. Il gradino del segnale di riferimento ingresso ha dunque ampiezza $p_{step} = -30$ mm.

Per garantire che $p_x \geq 0 \forall t$ sarà necessario non avere sovraelongazione. A tal fine assumiamo di poter approssimare il sistema a ciclo chiuso con uno a polo dominante, ovvero un sistema del tipo $\frac{F}{(s+p)}$ che consente di ricavare semplici relazioni tra parametri in frequenza e nel dominio del tempo.

Approssimando invece la funzione di trasferimento in catena chiusa con una funzione di trasferimento del secondo ordine è possibile sfruttare la formulazione precedentemente ricavata per dedurre una condizione che il sistema in catena aperta deve rispettare relativamente al margine di fase, con data sovraelongazione nulla:

$$S = e^{-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$$

Affinché venga rispettato il vincolo richiesto, è necessario che $\xi \rightarrow 1$, ovvero lo smorzamento deve essere molto elevato. Si ricava dunque che $M_\phi = \arccos(1) \simeq 90^\circ$.

Affinché il sistema entri in un range di $[0, 1.5]$ mm senza poi uscirne dopo un tempo di 1.5 secondi, si deve avere tempo di salita al 5% rispetto al valore a regime. Tale specifica si traduce nel dominio della frequenza con la pulsazione di

taglio ω_T per un sistema del primo ordine. Da cui

$$T_{a5\%} \simeq \frac{4.6 - 1.6 - \frac{1}{2} \cdot 0}{1 \cdot \omega_T} = \frac{3}{\omega_T} < 1.5 \text{ s} \Rightarrow \omega_T > 2 \text{ rad/s.}$$

La richiesta di arrivare perfettamente a contatto a regime, equivale a richiedere errore a regime nullo rispetto al gradino, ovvero il sistema retroazionato di funzione di trasferimento

$$W(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)}$$

deve essere di tipo uno, da cui $e_{rp}^{(1)} = 0$. Dal momento che $G(s)$ non include un polo in origine esso dovrà essere introdotto tramite il controllore. Il controllore avrà pertanto una struttura del tipo

$$C(s) = \frac{K}{s} C'(s)$$

con $K < 0$ al fine di rendere il guadagno di Bode della funzione di trasferimento $C(s)G(s)$ positivo.

6.5.2 Progettazione controllore in relazione alla forza di disturbo

Si richiede che l'errore a regime ai disturbi, dovuti all'ingresso u_D , a gradino sia nullo. Essendo la funzione di trasferimento tra disturbo ed errore ad anello chiuso

$$G_d^2(s) = \frac{G_d(s)}{1 + C(s)G(s)}$$

se ne deduce che affinché l'errore a regime ai disturbi sia nullo, per il teorema del valore finale deve valere

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(x) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{G_d(s)}{1 + C(s)G(s)} \cdot \frac{1}{s} = 0$$

Affinché ciò accada è necessario che il sistema in catena aperta $G(s)C(s)$ presenti un polo nell'origine inserito tramite controllore. Tale condizione è soddisfatta, essendo il polo già stato attribuito al controllore per soddisfare la precedente specifica, e il controllore non necessita quindi di ulteriori modifiche.

6.5.3 Progettazione per compensare l'errore di misura $n(t)$

Si richiede che un eventuale errore di misura non produca uno spostamento dell'uscita superiore a 0.001 mm a regime. Il rumore viene modellato come

$$n(t) = A_n \sin(\omega_n t + \sigma)$$

con $A_n < 100$ mm e frequenza pari a $50 \text{ Hz} \simeq 314 \text{ rad/s}$.

Si applica quindi il teorema della risposta armonica.

La funzione di trasferimento dal rumore n , la cui trasformata indicheremo con $D(s)$, all'uscita y , di trasformata $Y(s)$, è data da:

$$Y(s) = -\frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)}D(s) = G(s)D(s)$$

La componente in uscita dovuta ad un rumore sinusoidale ad una generica frequenza ω_k sarà dunque:

$$y(t) = |G(j\omega_k)| |D(j\omega_k)| \sin(\omega t + \angle \bar{G}(j\omega_k + \varphi))$$

Si considera ora il caso particolare in cui $\sin(\omega_k t + \angle \bar{G}(j\omega_k + \varphi)) = 1$ e si assume che il modulo della componente di rumore sia $|D(j\omega_k)| = 100$ mm. Volendo ricavare il massimo valore possibile in modulo $|G(j\omega_k)|$ nel range di frequenza di interesse, il controllore deve essere scelto in modo tale che

$$|G(j\omega_k)| = \frac{|C(j\omega_k)G(j\omega_k)|}{1 + |C(j\omega_k)G(j\omega_k)|} \leq \frac{0.001}{100}$$

$\forall \omega_k \geq 50 \text{ Hz} \simeq 314 \text{ rad/s}$.

Poiché il rumore è collocato ad alte frequenze, è possibile applicare l'approssimazione $1 + |C(j\omega)G(j\omega)| \simeq 1$, e pertanto il controllore deve soddisfare la relazione semplificata

$$|C(j\omega)G(j\omega)| \leq 0.00001$$

$\forall \omega_T \geq 50 \text{ Hz} \simeq 314 \text{ rad/s}$.

Al fine di rispettare la specifica desiderata, il modulo della funzione in catena aperta deve quindi essere minore di $20 \log_{10}(0.00001) = -100 \text{ dB}$ per le frequenze

di interesse.

6.6 Proposta di controllore $C(s)$

Si riassumono infine le caratteristiche che il solo controllore $C(s)$ e il sistema in catena aperta $C(s)G(s)$ devono avere al fine di far rispettare le specifiche del caso:

- $C(s)$ deve presentare un polo in origine.
- La risposta in frequenza del sistema in catena aperta deve presentare pulsazione di attraversamento $\omega_T > 2$ rad/s e margine di fase $M_\phi \simeq 90^\circ$.
- La risposta in frequenza del sistema in catena aperta deve presentare modulo minore di -100 dB $\forall \omega > 314$ rad/s.

Un controllore proprio che permette di rispettare tutte le specifiche richieste corrisponde a:

$$C(s) = -300 \frac{1}{s(s+40)^2}$$

6.6.1 Procedimento per ricavare il controllore proposto

Si forniscono inizialmente i diagrammi di Bode di modulo e fase della funzione di trasferimento $G(s)$ con le specifiche da rispettare.

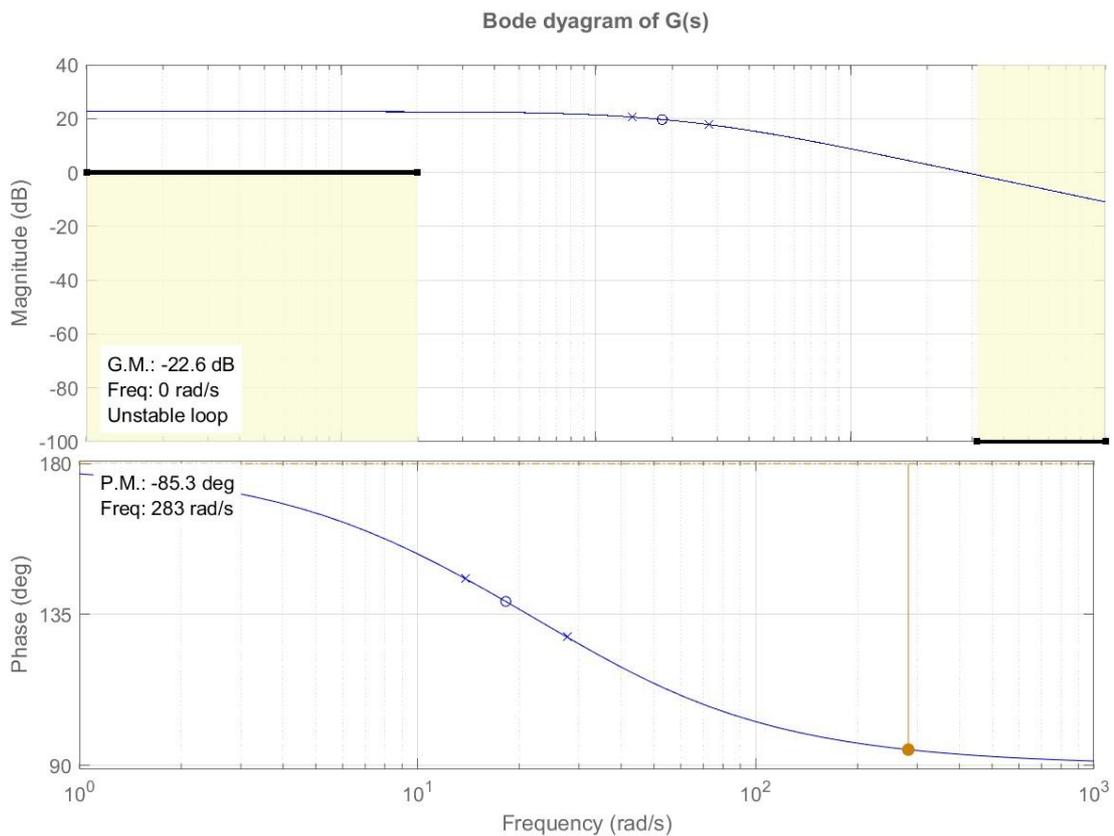


Figura 6.2: Diagrammi di Bode della funzione di trasferimento $G(s)$ con i vincoli da rispettare.

La scelta del controllore è stata effettuata ponendo prima un polo nell'origine, al fine di rispettare la condizione associata. Si ottiene in tal modo un sistema in catena aperta

$$C(s)G(s) = -283.69 \frac{(s + 18.23)}{s(s + 13.86)(s + 27.71)}$$

di cui si riportano i diagrammi di Bode per modulo e fase.

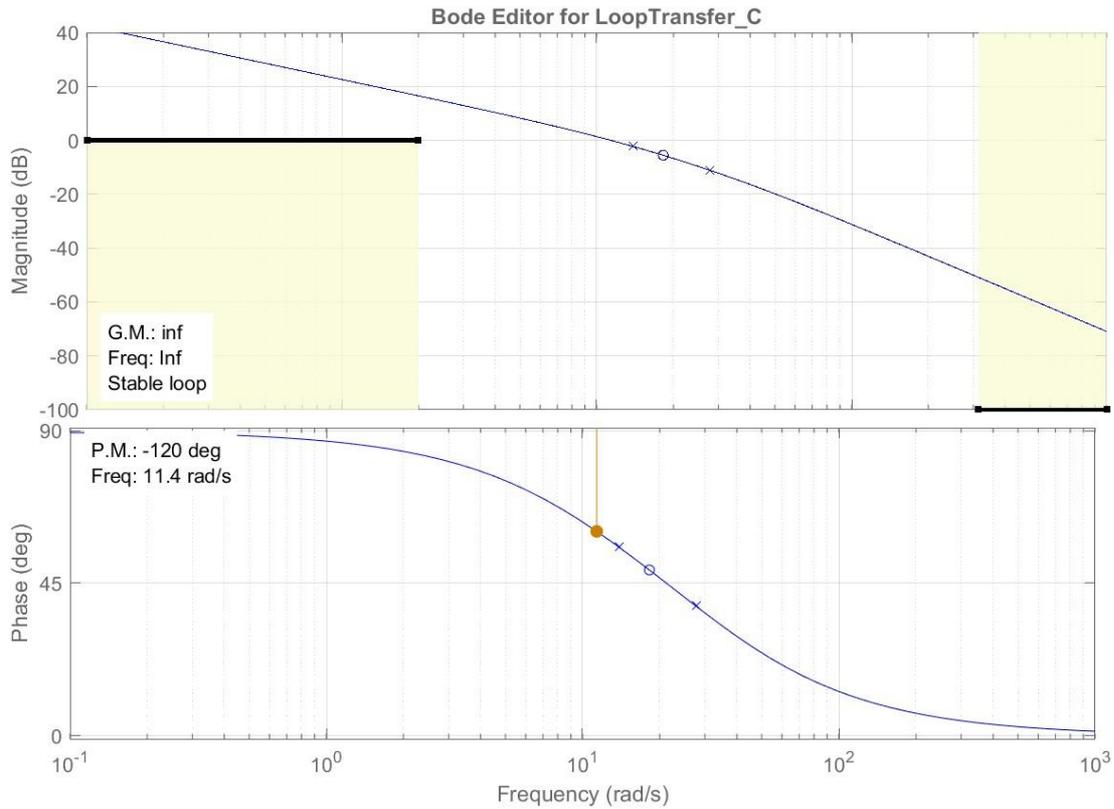


Figura 6.3: Diagrammi di Bode della funzione di trasferimento $\frac{1}{s} \cdot G(s)$ con i vincoli da rispettare.

Successivamente, osservando le variazioni sui vincoli richiesti sul modulo di pulsazioni superiori ai 314 rad/s si introduce un polo di molteplicità due in corrispondenza a $\omega = 40$ rad/s al fine di abbassare il modulo per pulsazioni superiori ai 314 rad/s.

$$C(s)G(s) = -283.69 \frac{(s + 18.23)}{s(s + 13.86)(s + 27.71)(s + 40)^2}$$

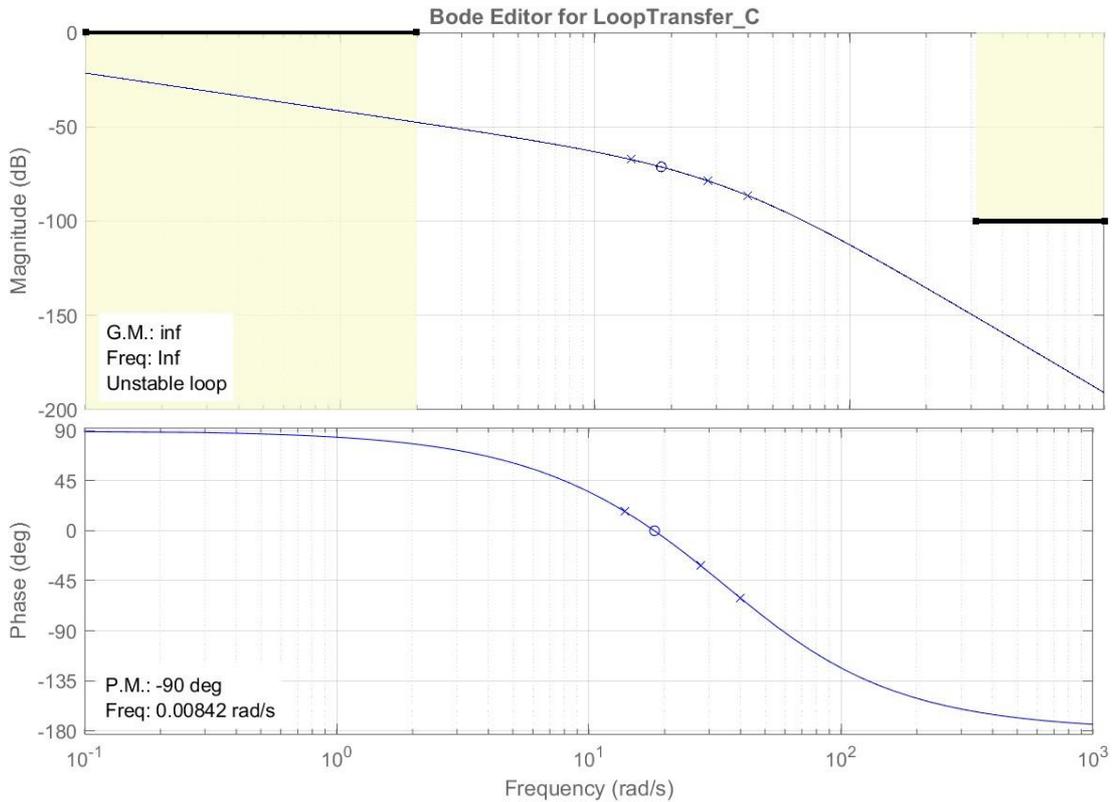


Figura 6.4: Diagrammi di Bode della funzione di trasferimento $\frac{1}{s(s+40)^2}G(s)$ con i vincoli da rispettare.

Dai diagrammi di Bode riportati si osserva come ora la condizione sul margine di fase non sia rispettata. Inoltre il modulo in ω_T risulta essere $\simeq -50$ dB. In $\omega = 314$ rad/s si riscontra un modulo di -150 dB, mentre la condizione ricavata richiedeva che fosse almeno inferiore o uguale a -100 dB.

Alzando il diagramma dei moduli di 50 dB si soddisfano tutti i vincoli ricavati per la funzione di trasferimento in catena aperta. Si ottiene così $|C(j\omega_T)G(j\omega_T)|_{dB} \simeq 0$ alla data pulsazione di attraversamento, mentre per pulsazioni superiori a 314 rad/s il vincolo imposto è ancora rispettato. Quest'ultima operazione viene effettuata aumentando il guadagno del sistema in catena aperta, ovvero assumendo come guadagno del controllore $|K_C| = 300$ da cui $20\log_{10}300 = 50$ dB.

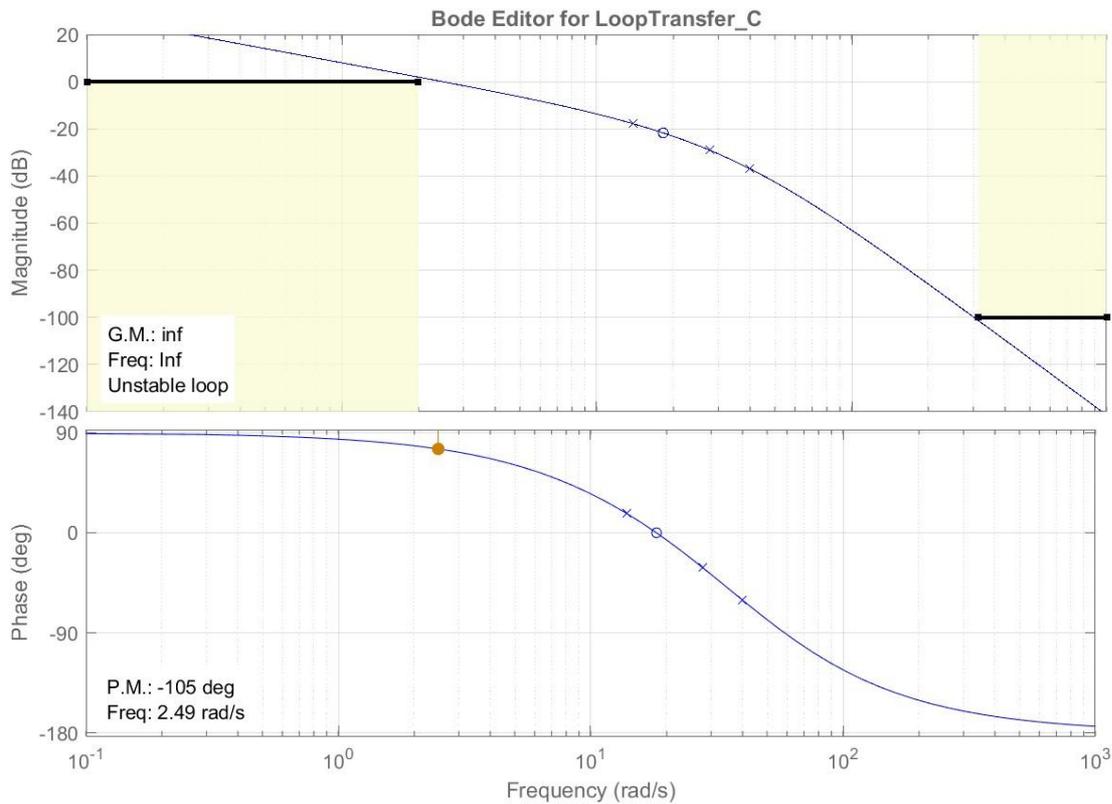


Figura 6.5: Diagrammi di Bode della funzione di trasferimento $\frac{300}{s(s+40)^2}G(s)$ con i vincoli da rispettare.

Inoltre, come si verifica dal diagramma delle fasi di Bode di $\frac{300}{s(s+40)^2}G(s)$, il margine di fase si discosta di 180° dal valore desiderato. Si introduce così il segno negativo al guadagno che permette di rispettare le condizioni imposte sul margine di fase. Quindi $K_C = -300$

Si ottiene dunque il controllore

$$C(s) = -300 \frac{1}{s(s+40)^2}$$

in corrispondenza al quale il sistema in catena chiusa rispetta tutti i vincoli imposti durante la chiusura di un singolo dito della mano robotica.

$$C(s)G(s) = 283.69 \cdot 300 \frac{(s+18.23)}{s(s+13.86)(s+27.71)(s+40)^2}$$

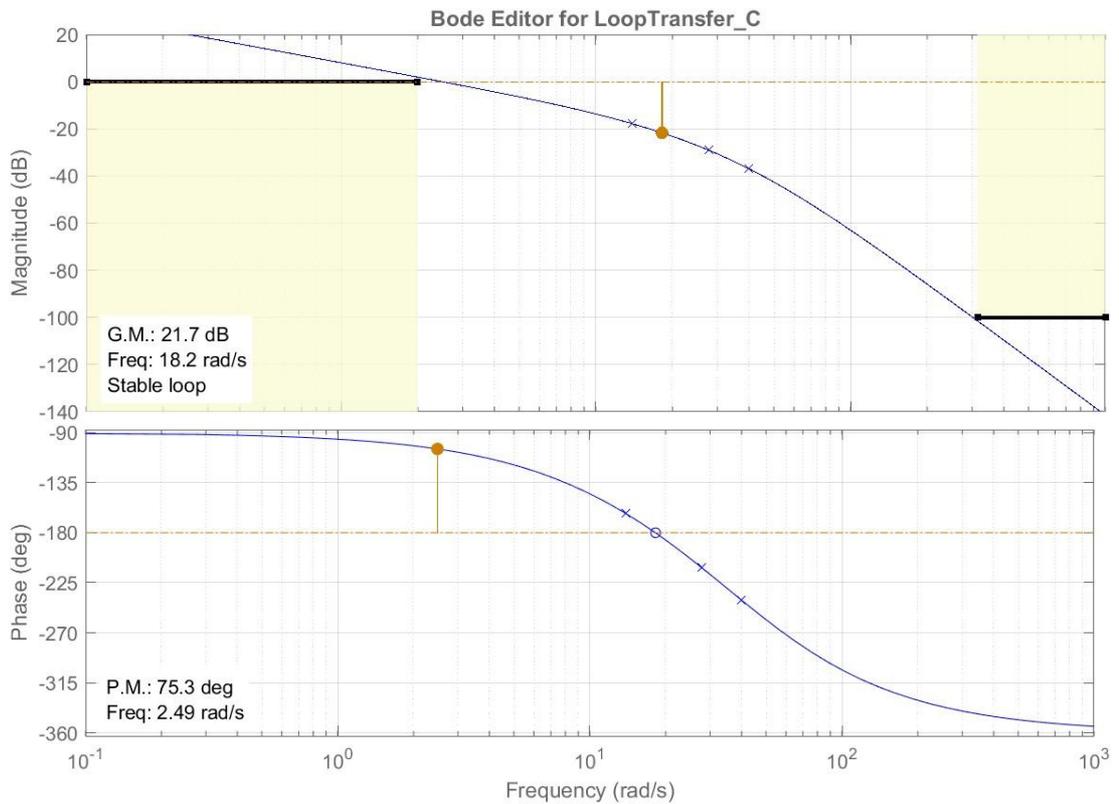


Figura 6.6: Diagrammi di Bode della funzione di trasferimento $C(s)G(s)$ con i vincoli da rispettare.

6.7 Sistema chiuso in retroazione

Il sistema chiuso in retroazione unitaria negativa, con funzione di trasferimento in catena aperta $G(s)C(s)$, risulta essere in conclusione

$$W_{cl}(s) = 85107 \frac{s + 18.23}{(s + 22.09)(s + 9.005)(s + 3.997)(s^2 + 86.48s + 1952)}$$

dove $C(s)$ è il controllore ricavato nelle sezioni precedenti del capitolo.

Capitolo 7

Simulazione del sistema controllato

In questo capitolo si procede alla simulazione tramite Simulink del sistema in catena chiusa ricavato, contenente il controllore $C(s)$. Si verifica quindi il rispetto delle specifiche richieste.

Per prima cosa si verifica la risposta al gradino del sistema, con ingresso di disturbo nullo.

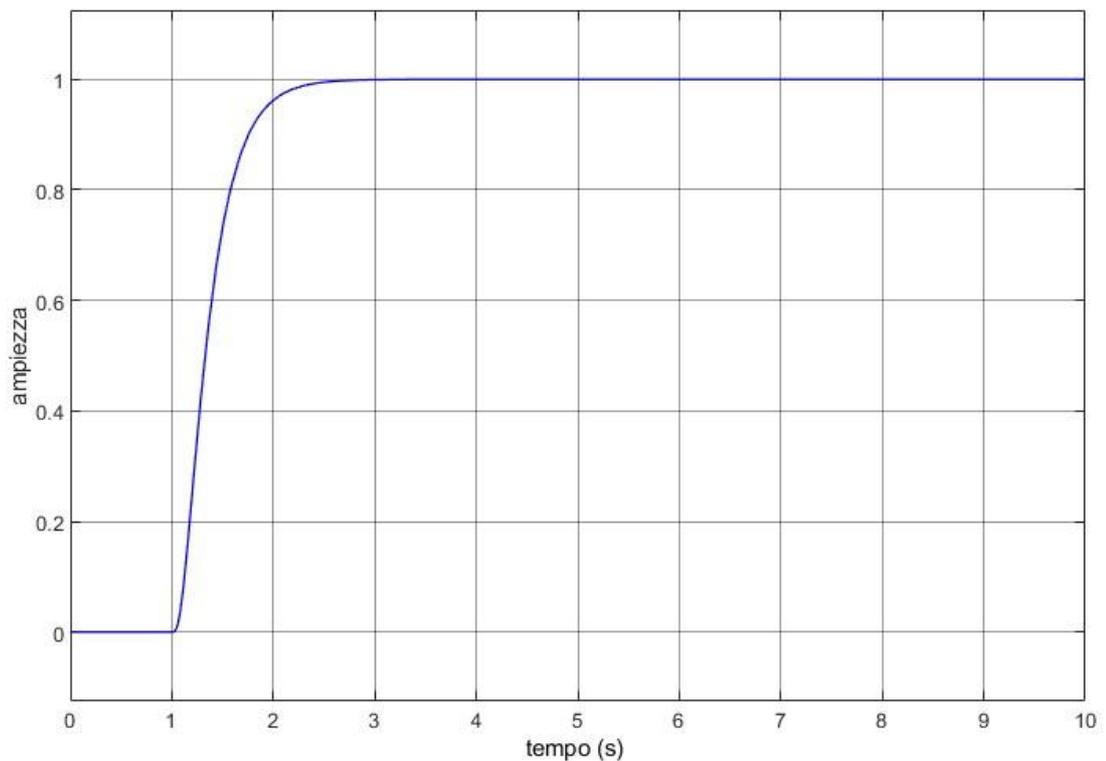


Figura 7.1: Risposta al gradino v simulata per il sistema retroazionato.

Si verifica graficamente che il sistema è privo di sovraelongazione, ha un tempo di salita al 95% di circa 1.5 s ed insegue con errore di regime nullo il gradino

unitario. Le specifiche richieste in presenza di ingresso nullo per f_D sono quindi rispettate. Infine, essendo la risposta al gradino non divergente, il sistema è anche BIBO stabile, condizione verificabile anche tramite la negatività della parte reale dei poli della funzione $W_{cl}(s)$.

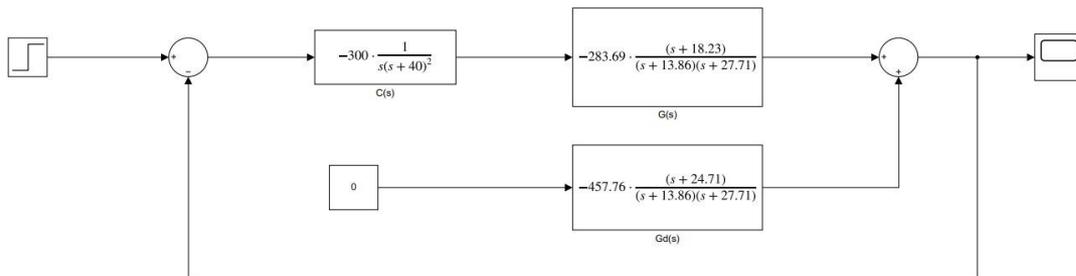


Figura 7.2: Schema Simulink del sistema con gradino v ed ingresso f_D nullo.

Successivamente si verifica il rispetto dei vincoli imposti, con ingresso v nullo, sulla risposta al disturbo a gradino f_D .

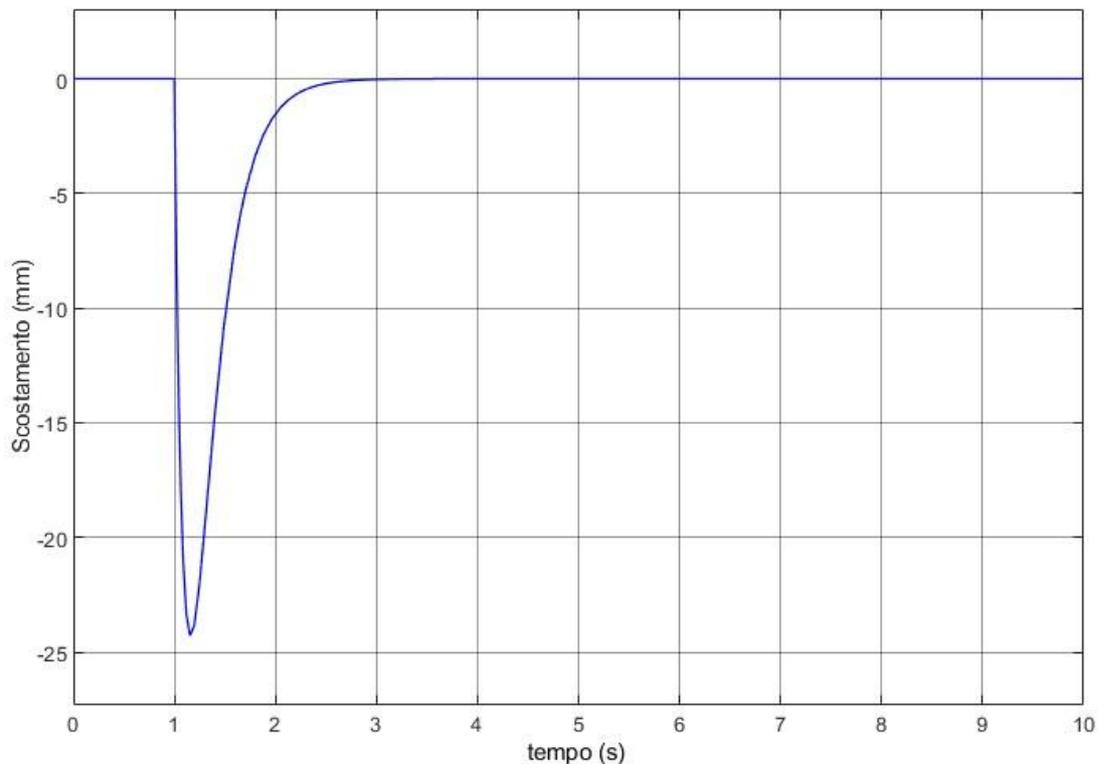


Figura 7.3: Risposta al gradino di f_D simulata per il sistema retroazionato.

Si riscontra graficamente come l'errore a regime per disturbi sia nullo come richiesto.

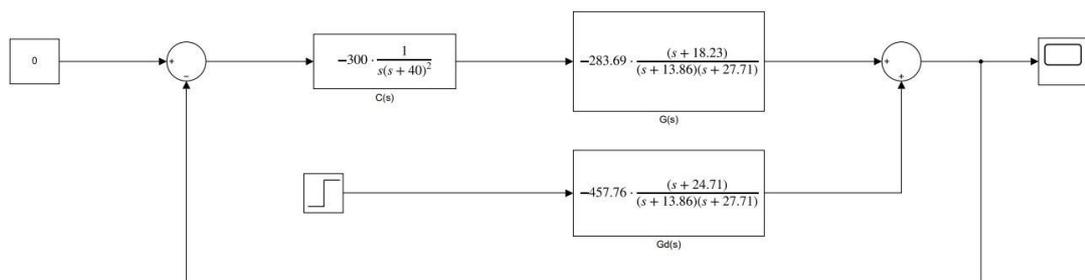


Figura 7.4: Schema Simulink del sistema con gradino f_D ed ingresso v nullo.

Bibliografia

- [1] Mauro Bisiacco, Maria Elena Valcher, *Controlli automatici. Padova: Libreria Progetto, II edizione 2015.*
- [2] Mauro Bisiacco, Gianluigi Pillonetto, *Sistemi e Modelli. Bologna: Esculapio, 2015..*
- [3] Manuel G. Catalano, Giorgio Grioli, Edoardo Farnioli, Alessandro Serio *From Soft to Adaptive Synergies: The Pisa/IIT SoftHand, 2016*
https://www.researchgate.net/publication/314662815_From_Soft_to_Adaptive_Synergies_The_PisaIIT_SoftHand
- [4] Arash Ajoudani, Sasha B Godfrey, Matteo Bianchi, Manuel G. Catalano, Giorgio Grioli, Nikos Tsagarakis, Antonio Bicchi *Exploring Teleimpedance and Tactile Feedback for Intuitive Control of the Pisa/IIT SoftHand*
<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6755554>
- [5] School of Engineering University of Pisa *The PISA/IIT SoftHand*
<http://www.centropiaggio.unipi.it/pisaiit-softhand>