



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA



DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CONTROLLO DI UN SISTEMA ANTI IMPENNATA PER MOTOCICLETTA

Relatrice: **Prof.ssa MARIA ELENA VALCHER**

Laureando: **ELIA FILIPPI**
Matricola: **1145969**

ANNO ACCADEMICO 2021-2022

Data di laurea: 17/03/2022

*Don't tell me you don't see it.
Look at the sky, it burns.*

Sommario

Partendo dalla valutazione di un modello semplificato di motocicletta, lo studio si concentra sulla realizzazione di un sistema di controllo per mantenere la ruota anteriore ad una definita altezza massima da terra. Lo scopo di ciò è il miglioramento della performance, inteso come capacità di trasmettere al suolo quanta più potenza possibile senza che il pilota sia costretto a ridurre l'apertura dell'acceleratore per mantenere la ruota anteriore ad una altezza che consenta la sua sicurezza.

Indice

1	Introduzione	4
2	Modello	6
2.1	Modello della motocicletta	6
2.2	Punti di equilibrio e linearizzazione del modello	7
2.3	Funzioni di trasferimento	9
3	Controllore	10
3.1	Obiettivi di progetto	10
3.2	Controllore stabilizzante	11
3.3	Controllore per prestazioni	12
4	Conclusioni	14
5	Ringraziamenti	16

1 Introduzione

Le motociclette che competono oggi nel campionato mondiale di MotoGP rappresentano l'apice dell'industria delle due ruote in termini di progresso, ricerca ed avanzamento meccanico-tecnologico. La competizione porta all'esasperata ricerca della performance migliore, per riuscire a stare davanti agli altri concorrenti. Le novità che, di stagione in stagione, vengono proposte dalle case di produzione anelano al miglioramento della propria moto o comunque ad assottigliare il distacco dai primi della classe. Questo si traduce in un continuo aumento della potenza messa a disposizione del pilota.



Figura 1: Bradley Smith in sella alla sua Yamaha M1, in uscita di curva.

Con il costante aumento della potenza si registra però anche una maggiore difficoltà da parte del pilota stesso nel riuscire ad esprimere appieno sulla pista tutta la coppia messa a disposizione dal motore. Le MotoGP di oggi sviluppano più di 250 CV, per velocità massime che superano i 350 km/h per cui non è facile, per chi ne è alla guida, avere la sensibilità per controllare il mezzo. In particolare la coppia sprigionata è così elevata da sollevare la moto in qualsiasi marcia si trovi. La naturale risposta al problema del sollevamento della ruota anteriore potrebbe essere la tempestiva azione del pilota sulla manopola dell'acceleratore in modo da ridurre la potenza messa a terra e, con essa, un aumento decisamente ridotto della velocità.

Andare a 'chiudere il gas' non è però un metodo per risolvere il problema in modo efficace, in quanto è necessario ottenere la migliore performance possibile in gara e per il pilota essere costretto a rallentare non è una soluzione accettabile per riuscire a vincere.

Una soluzione efficace in termini di performance e sicurezza è rappresentata da ciò che prende il nome di 'Sistema di Anti Impennata', *Anti-Wheelie System*, o semplicemente AW, in inglese.

Il Sistema di Anti-Impennata è costituito da un insieme di sensori posti sulla moto, in particolare sensori di velocità installati su entrambe le ruote ed un sensore per valutare l'escursione della sospensione anteriore, tutti in costante dialogo con la centralina, che è il cervello decisionale della moto, andando poi a modificare l'effettivo comportamento del motoveicolo.

Di notevole importanza è il fatto che le decisioni prese dalla centralina vanno a sovrascrivere gli input che il pilota stesso fornisce alla moto: l'AW System permette al pilota di mantenere la massima accelerazione sulla manopola destra, mentre decide quanta effettiva potenza possa essere scaricata a terra mentre la ruota anteriore è sollevata. Il funzionamento del sistema AW è in effetti semplice: nel momento in cui vengono registrate velocità diverse da parte dei sensori presenti sulle ruote, in particolare una velocità minore sulla ruota anteriore unita ad una decompressione della sospensione anteriore, queste informazioni vengono interpretate come un distacco della ruota stessa dal suolo. Nel momento in cui viene superata una soglia di altezza determinata a priori, analizzata tramite giroscopi presenti all'interno della moto, il sistema AW entra in funzione riducendo la potenza espressa, senza così incorrere in un ulteriore aumento dell'altezza della ruota anteriore ed al contempo minimizzando la riduzione di accelerazione.

L'automatizzazione del processo di riduzione di accelerazione comporta un notevole aumento di performance, in quanto il tempo in cui la centralina prende una decisione rispetto ai dati che riceve è molto più veloce rispetto all'azione manuale da parte del pilota. Quindi minore tempo per attuare una modifica si traduce in un miglioramento della performance. Inoltre la riduzione alla potenza che l'AW System impone è molto più precisa di quanto non possa essere una azione manuale da parte del pilota, perché automatizzata e gestita automaticamente.

Non secondario infine è il miglioramento in termini di sicurezza: un blocco all'altezza massima raggiungibile dalla ruota anteriore non permette al pilota di esagerare con l'accelerazione, rischiando il ribaltamento.

2 Modello

2.1 Modello della motocicletta

Il modello preso in considerazione per l'analisi della motocicletta è molto semplificato, in particolare non viene presa in considerazione la massa del pilota, che porterebbe alla necessità di valutare una massa in movimento in quanto il pilota si muove sulla moto, e la moto stessa viene considerata in movimento lungo un rettilineo ed in fase di accelerazione. Di seguito è riportata la figura di riferimento per il modello preso in considerazione.

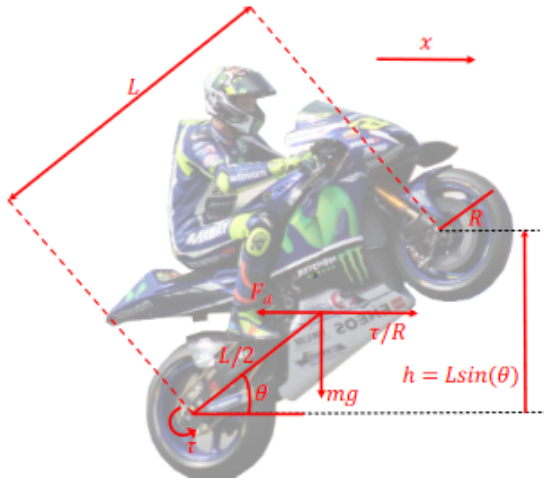


Figura 2: Modello della motocicletta

La dinamica del sistema può quindi essere descritta, secondo il modello, tramite le equazioni del moto note come equazione delle Forze e dei Momenti. L'equivalenza (1) riporta la somma algebrica delle forze che si sviluppano, pari al prodotto tra la massa del veicolo e la sua accelerazione: alla coppia sviluppata dal motore, divisa per il raggio della ruota, si sottrae la forza d'attrito in direzione longitudinale. Negativo è anche il contributo dato dalla velocità al quadrato del veicolo per il coefficiente di resistenza all'avanzamento longitudinale. L'equazione (2) invece riporta il momento meccanico rispetto alla ruota posteriore del veicolo: la somma dei contributi dati dal prodotto di momento d'inerzia del veicolo con l'accelerazione angolare, la velocità angolare per il coefficiente dissipativo lineare e la forza peso applicata a metà veicolo, equivale alla coppia sviluppata dal motore a cui si aggiunge la componente della forza d'attrito applicata a metà della moto sommata al termine che regola la componente della forza di resistenza all'avanzamento longitudinale, moltiplicata per il raggio vettore che va dalla ruota posteriore al centro di massa del modello. Lo schema dei vettori è presente in Fig.2.

$$m\ddot{x} = \frac{\tau}{R} - F_d - \frac{1}{2}k(1 + \sin\theta)\dot{x}^2 \quad (1)$$

$$I\ddot{\theta} + b\dot{\theta} + mg\frac{L}{2}\cos\theta = \tau + F_d\frac{L}{2}\sin\theta + \frac{1}{2}k(1 + \sin\theta)\dot{x}^2\frac{L}{2}\sin\theta \quad (2)$$

Le variabili presenti vengono esplicitate nella tabella successiva:

Variabile	Grandezza	Valore ed Unità di misura
m	Massa del veicolo	160 kg
I	Momento veicolo su asse ruota posteriore	235.2 kg · m ²
R	Raggio delle ruote	0.23 m
L	Interasse	1.4 m
k	Coeff. resistenza avanzamento longitudinale	40.128 kg · m ⁻¹
b	Coeff. dissipativo lineare	0.2 N · m · s · rad ⁻¹
τ	Coppia alla ruota della moto	700.9044 N · m
F _d	Forza di disturbo in direzione longitudinale	1 + sin(0.1 · t) N
\dot{x}	Velocità longitudinale della moto	11.4156 m/s
θ	Angolo di beccheggio della moto	- deg

Tabella 1: Valori delle variabili utilizzate nel modello.

2.2 Punti di equilibrio e linearizzazione del modello

Partendo da un modello costituito da due equazioni differenziali non lineari, è necessario individuare un punto di equilibrio ad ingressi costanti dal quale compiere una linearizzazione del sistema, dopo aver riportato quest'ultimo in forma di stato.

Per semplicità si considera nulla l'azione del disturbo F_d ed il valore d'angolo di beccheggio della moto pari a $\bar{\theta} = 10 \text{ deg}$. Trovare un punto di equilibrio diverso dall'origine, quindi con $\bar{x} > 0$, significa valutare il sistema seguente:

$$\bar{x}^2 = \frac{2\bar{\tau}}{Rk(1 + \sin \bar{\theta})}$$

$$\bar{\tau} = mg \frac{L}{2} \cos \bar{\tau} - \frac{L}{4} \bar{x}^2 k(1 + \sin \bar{\theta}) \sin \bar{\theta}$$

Risolviendo il sistema di secondo grado nelle variabili incognite \bar{x} e $\bar{\theta}$, si ottiene come unica espressione compatibile con la condizione iniziale $\bar{x} > 0$ la soluzione:

$$\bar{x} = \sqrt{\frac{2mgL \cos \bar{\theta}}{k(1 + \sin(\bar{\theta}))(2R + L \sin \bar{\theta})}} \quad \bar{\tau} = \frac{RmgL \cos \bar{\theta}}{2R + L \sin \bar{\theta}}$$

Serve ora determinare una rappresentazione del sistema in forma di stato, linearizzata attorno alla condizione di equilibrio individuata da \bar{x} , $\bar{\tau}$, $\bar{\theta}$, supponendo anche di poter misurare l'altezza della ruota anteriore del veicolo tramite la relazione $h = L \sin \theta$. Indicando con q il vettore di stato del sistema, ovvero: $q = [q_1 \ q_2 \ q_3]^T := [\dot{x} \ \theta \ \dot{\theta}]^T$, e con $u := [\tau \ F_d]^T$ il vettore degli ingressi, la dinamica del sistema non lineare espressa in forma di stato risulta:

$$\begin{aligned} \dot{q}_1 &= \frac{1}{m} \left(\frac{\tau}{R} - F_d - \frac{1}{2} k (1 + \sin q_2) q_1^2 \right) \\ \dot{q}_2 &= q_3 \\ \dot{q}_3 &= \frac{1}{I} \left(\tau + F_d \frac{L}{2} \sin q_2 + \frac{L}{4} q_1^2 \right) \end{aligned}$$

$$h = L \sin q_2$$

Definendo le nuove variabili $\tilde{q} := q - \bar{q}$, $\tilde{u} := u - \bar{u}$ e $\tilde{h} := h - \bar{h}$, dove \bar{q} , \bar{u} ed \bar{h} sono i valori di stato ed ingresso nel punto di equilibrio trovato, una approssimazione lineare del sistema dato, riportato quindi al primo ordine, risulta:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{q}} = A\tilde{q} + B\tilde{u} \\ \tilde{h} = C\tilde{q} + D\tilde{u} \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{con } A = \left. \frac{\partial f}{\partial q} \right|_{q=\bar{q}, u=\bar{u}}, B = \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{q=\bar{q}, u=\bar{u}}, C = \left. \frac{\partial h}{\partial q} \right|_{q=\bar{q}, u=\bar{u}}, D = \left. \frac{\partial h}{\partial u} \right|_{q=\bar{q}, u=\bar{u}}$$

Dove f rappresenta le equazioni di stato del sistema, ed h l'equazione di uscita.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{\bar{q}_1 k (1 + \sin \bar{q}_2)}{m} & -\frac{\bar{q}_1^2 k \cos \bar{q}_2}{2m} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{\bar{q}_1 k L \sin \bar{q}_2 (1 + \sin \bar{q}_2)}{2I} & \frac{F_d L \cos \bar{q}_2 + L g m \sin \bar{q}_2 + \frac{\bar{q}_1^2 k L \cos \bar{q}_2 \sin \bar{q}_2}{4} + \frac{\bar{q}_1^2 k L \cos \bar{q}_2 (1 + \sin \bar{q}_2)}{4}}{I} & -\frac{b}{I} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{mR} & -\frac{1}{m} \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{I} & \frac{L \sin \bar{q}_2}{2I} \end{bmatrix}$$

$$C = [0 \quad L \cos \bar{q}_2 \quad 0]$$

$$D = [0 \quad 0]$$

Sostituendo ora i valori numerici per le variabili coinvolte, si ottengono le seguenti espressioni:

$$A = \begin{bmatrix} -3.3702 & -16.1414 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0.2787 & 11.1699 & -0.0009 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.0272 & -0.0063 \\ 0 & 0 \\ 0.0043 & 0.0005 \end{bmatrix}$$

$$C = [0 \quad 1.3787 \quad 0]$$

$$D = [0 \quad 0]$$

$$\bar{x} = 11.4156 \text{ m/s}$$

$$\bar{\tau} = 707.9044 \text{ Nm}$$

2.3 Funzioni di trasferimento

Dalle matrici trovate al punto precedente è possibile ricavare le Funzioni di Trasferimento del sistema. Ne vengono prese in considerazione due: una corrispondente all'ingresso τ ed una corrispondente all'ingresso di disturbo F_d . Risulta possibile ricavare le FdT valutando, rispettivamente, la prima colonna della matrice B, detta B_τ e la prima della matrice D, da qui in avanti D_τ . Allo stesso modo prendendo la seconda colonna delle matrici B e D è possibile costruire le componenti B_d e D_d , per la FdT relativa al disturbo. La matrice D tuttavia risulta essere nulla, come previsto, poiché il sistema è strettamente proprio.

Le funzioni di trasferimento che si ottengono risultano quindi^[1]:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B_\tau + D_\tau = 0.005862 \frac{(s + 5.151)}{(s - 3.238)(s + 4.132)(s + 2.477)} \quad (4)$$

$$G_d(s) = C(sI - A)^{-1}B_d + D_d = 0.00071254 \frac{s}{(s - 3.238)(s + 4.132)(s + 2.477)} \quad (5)$$

Risulta possibile, data la presenza di un polo a parte reale positiva, osservare che il sistema è instabile. La stabilità è una proprietà fondamentale per un sistema meccanico ed il controllore successivamente inserito per assecondare specifiche come velocità di risposta e reiezioni dei rumori, dovrà necessariamente anche rendere il sistema stabile.

3 Controllore

Il controllore deve essere sviluppato seguendo determinate specifiche, approfondite nella Sez.3.1 seguendo il metodo della sintesi per tentativi^{[2],[3]}. Il sistema di controllo complessivo viene sviluppato quindi tramite un doppio anello di retroazione sull'impianto: l'anello interno necessario per stabilizzare il sistema tramite il controllore $C_1(s)$ e l'anello esterno per rispettare la performance richiesta, grazie all'uso di un secondo controllore detto $C_2(s)$. Lo schema a blocchi del sistema è il seguente:

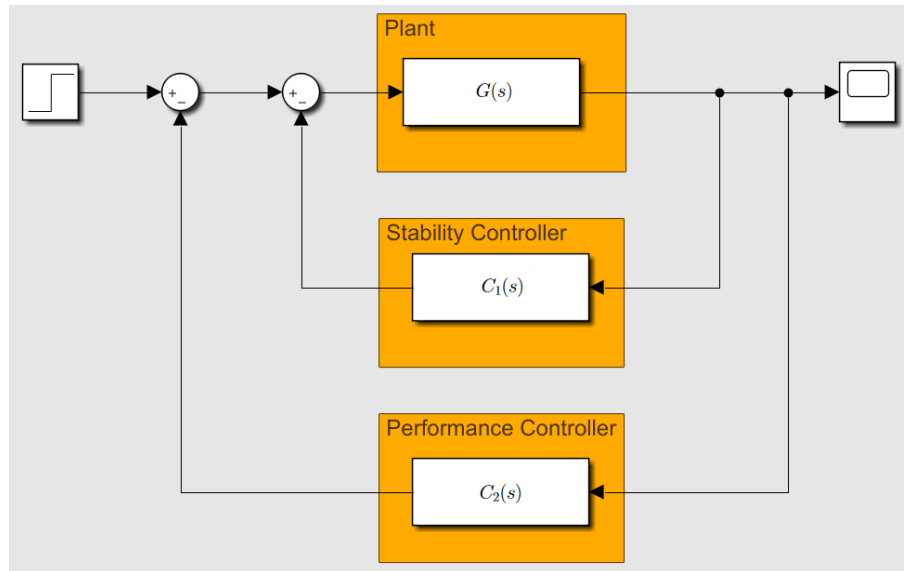


Figura 3: Schema a blocchi del sistema

3.1 Obiettivi di progetto

Gli obiettivi dello studio e del progetto del controllore per il sistema AW sono:

- Rendere stabile l'impianto, ovvero la funzione di trasferimento del modello;
- Partendo dal punto di equilibrio $h = 0.2431 \text{ m}$, pari al valore di uscita del sistema con $\bar{\theta} = 10 \text{ deg}$, portare l'uscita al valore costante di $h = 0.7431$, quindi con un'ampiezza del gradino pari a 0.5 m .
- Ottenere uno tempo di assestamento al 2% pari od inferiore a 0.3 s e sovraelongazione nulla, in moto da evitare il ribaltamento della moto.
- Rendere il sistema capace di reiettare completamente una forza di disturbo con componente costante pari a $F_d(t) = 1 \text{ N}$ e componente oscillante $F_d(t) = \sin(\omega_d t) \text{ [N]}$, con $\omega_d < 0.1 \text{ rad/s}$. La componente oscillante può introdurre oscillazioni sulla quota h caratterizzate da una ampiezza $\leq 10^{-8}$;

3.2 Controllore stabilizzante

La tecnica standard per lo sviluppo di un controllore stabilizzante si basa sull'inserimento di una rete anticipatrice e sul tuning opportuno del valore di guadagno in modo da assicurare che i poli del sistema ad anello chiuso appartengano al semipiano reale negativo.

Il controllore $C_1(s)$ può essere ottenuto, ad esempio, ponendo uno zero in $s = -2.927$ ed un polo in $s = -68$, ottenendo quindi:

$$C_1(s) = 2.78315e05 \frac{s + 2.927}{s + 68} \quad (6)$$

Che rappresentato in catena aperta in cascata al processo di funzione di trasferimento $G(s)$ porta al luogo delle radici positivo riportato in Fig.4, con dettaglio in Fig.5

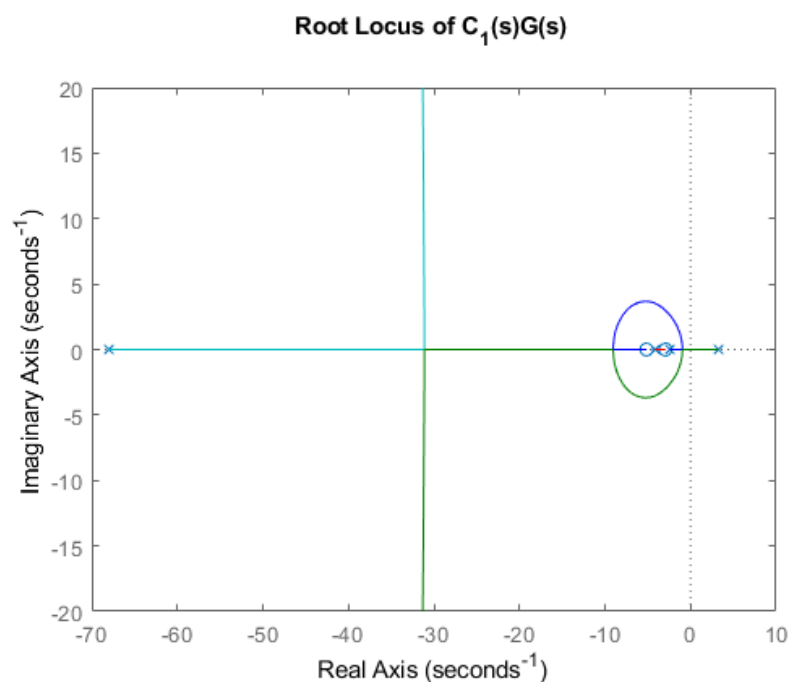


Figura 4: Il Luogo delle Radici positivo di $C_1(s)G(s)$

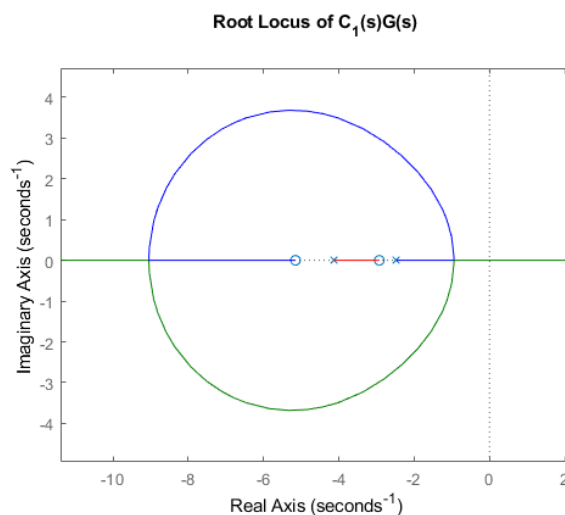


Figura 5: Dettaglio di Fig(4).

Mettendo ora in retroazione unitaria negativa la cascata di $G(s)$ e $C_1(s)$, si ottiene la funzione di trasferimento in catena chiusa dell'anello interno, pari a:

$$G_{C_1}(s) = \frac{C_1(s)G(s)}{1 + C_1(s)G(s)} = 1631.4 \frac{(s + 5.151)(s + 2.927)}{(s + 5.828)(s + 2.995)(s^2 + 62.55s + 1280)} \quad (7)$$

La funzione di riferimento tra disturbo ed uscita risulta invece essere:

$$G_{dC_1}(s) = \frac{G_d(s)}{1 + C_1(s)G(s)} = 0.0007 \frac{s(s + 68)}{(s + 5.828)(s + 2.995)(s^2 + 62.55s + 1280)} \quad (8)$$

3.3 Controllore per prestazioni

Analizzando una ad una le specifiche di progetto presenti nella Sez.3.1, è possibile costruire $C_2(s)$ in modo da risolvere i problemi posti.

Il primo vincolo da rispettare è quello delle specifiche relative alla risposta al gradino. Per ottenere un valore di uscita desiderato, che non venga mai superato è necessario avere un errore a regime nullo. Per soddisfare tale requisito è necessario che il sistema in anello (esterno) aperto contenga un polo nell'origine. Non essendo questo polo presente in $G_{C_1}(s)$, è necessario che compaia il polo nell'origine in $C_2(s)$. Per quanto riguarda il requisito di sovraelongazione nulla, è necessario avere un guadagno del controllore molto ridotto anche se il compromesso da pagare in questo caso è un rallentamento del sistema per raggiungere il riferimento.

Per avere poi un sistema che non superi mai la quota desiderata prima di raggiungerla, va considerata una sovraelongazione nulla ($S\% = 0$). Questo significa che il sistema $G_{C_1}(s)$ chiuso in retroazione sul controllore $C_2(s)$ deve essere approssimabile ad un sistema di primo ordine, con approssimazione ad un solo polo dominante con margine di fase $> 60^\circ$.

La specifica successiva da rispettare è il tempo di assestamento $p\% = 2\%$ da ottenere entro $0.3s$. Per tradurlo in una specifica per il progetto del controllore $C_2(s)$ basta calcolare la pulsazione di taglio del sistema retroazionato. Risulta il seguente vincolo: $\omega_t \geq \frac{3}{0.3} \geq 10 \text{rad/s}$.

Per rendere ora il sistema capace di reiettare completamente il disturbo costante è necessario, per il Teorema del Valore Finale, che la FdT che lega il disturbo all'uscita si annulli per $s = 0$.

L'uscita è legata al disturbo dalla funzione di trasferimento:

$$\frac{Y(s)}{F_d(s)} = \frac{G_{dC_1}(s)}{1 + C_2(s)G_{C_1}(s)} \quad (9)$$

Dato che $G_{dC_1}(s)$ ha già uno zero nell'origine, vedi equazione (8) la specifica risulta essere già soddisfatta.

Per quanto riguarda il disturbo sinusoidale la specifica è assicurata quando le pulsazioni di interesse $\omega_d < 0.1 \text{ rad/s}$ fanno sì che, per il Teorema della risposta armonica, sia rispettato il seguente vincolo sul modulo della funzione di trasferimento $\frac{Y(s)}{F_d(s)}$:

$$\frac{\| G_{dC_1}(j\omega_d) \|}{\| 1 + C_2(j\omega_d)G_{C_1}(j\omega_d) \|} < 10^{-8}$$

Approssimando il denominatore a basse frequenze, si può tradurre la specifica in un vincolo sul modulo della funzione di trasferimento di anello aperto. Passando in dB , si ottiene:

$$\| C_2(j\omega_d)G_{C_1}(j\omega_d) \|_{dB} > \| G_{dC_1}(j\omega_d) \|_{dB} - 20\log_{10}(10^{-8})$$

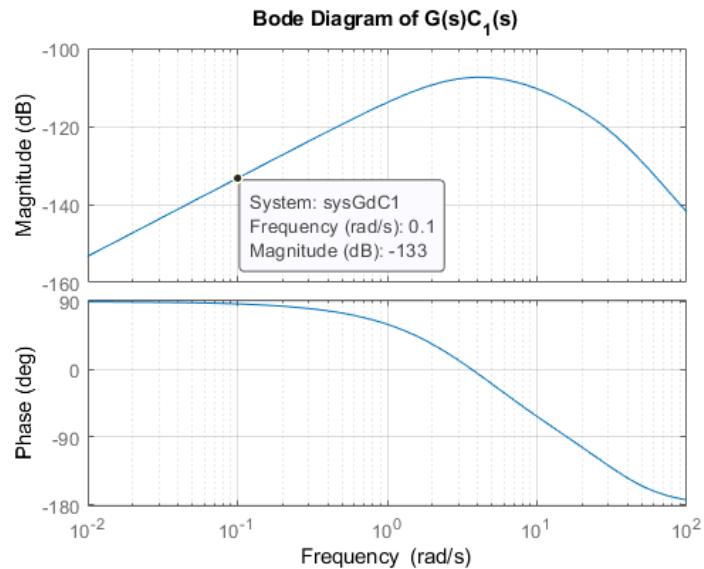


Figura 6: Diagramma di Bode di $G(s)C_1(s)$ con evidenziato il valore del modulo per $\omega = \omega_d$

Come si nota dalla figura precedente, Fig (6), il valore d'ampiezza del diagramma di Bode del sistema con il solo anello interno in catena aperta è pari a $-133dB$, che massimizza il modulo nelle frequenze considerate.

Dunque la condizione che permette di soddisfare la specifica risulta:

$$\| C_2(j\omega_d)G_{C_1}(j\omega_d) \|_{dB} > -133 \text{ dB} + 160 \text{ dB}$$

E quindi:

$$\| C_2(j\omega_d)G_{C_1}(j\omega_d) \|_{dB} > 27 \text{ dB} \quad (10)$$

Tenendo conto delle specifiche statiche e dinamiche da rispettare, un possibile controllore $C_2(s)$ è dato da:

$$C_2(s) = 0.33 \frac{s + 40}{s}$$

4 Conclusioni

Il sistema retroazionato negativamente dai due controllori $C_1(s)$ e $C_2(s)$ produce il seguente diagramma di Bode:

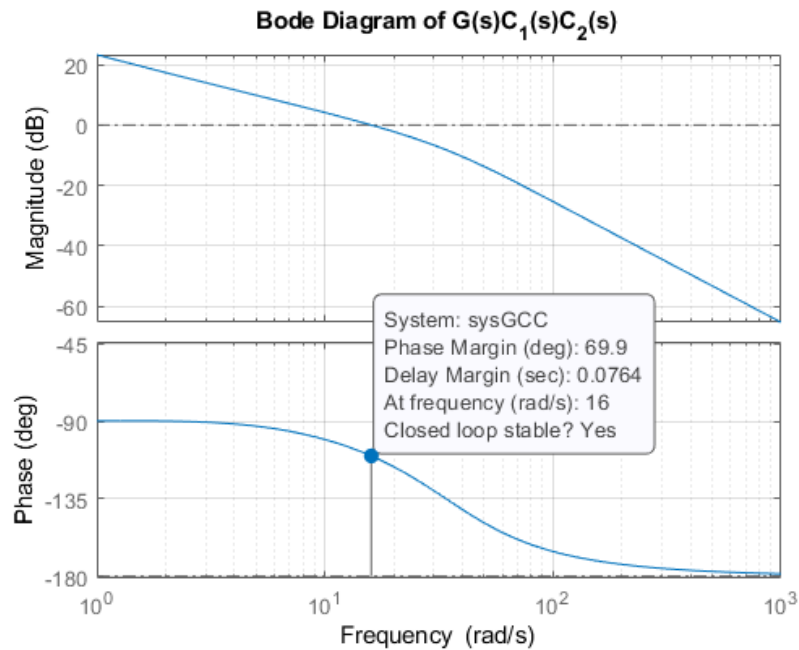


Figura 7: Diagramma di Bode del sistema $G(s)C_1(s)C_2(s)$ retroazionato, con esplicito il margine di fase.

Vengono rispettate tutte le specifiche iniziali, il margine di fase assicura stabilità e come si nota dalla successiva Fig.8 e dal dettaglio nella figura successiva, non è presente sovraelongazione.

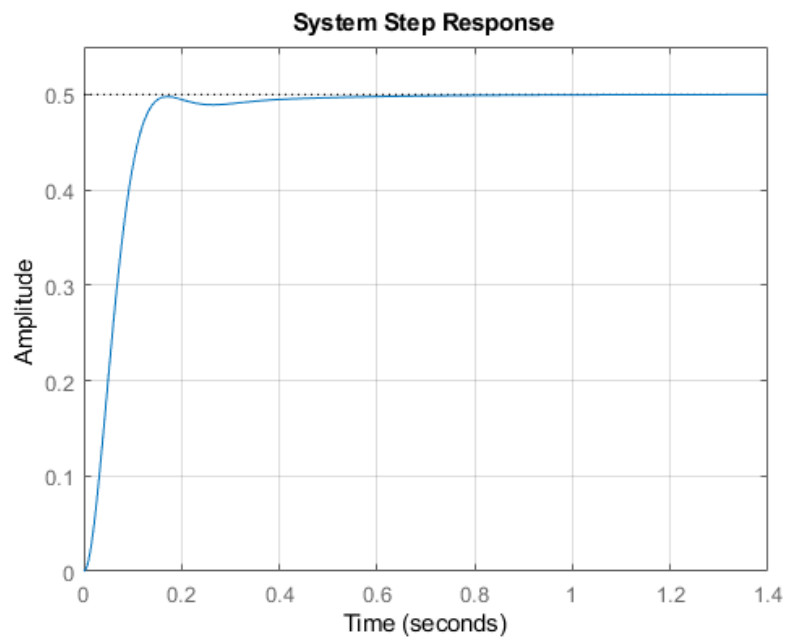


Figura 8: Risposta al gradino del sistema.

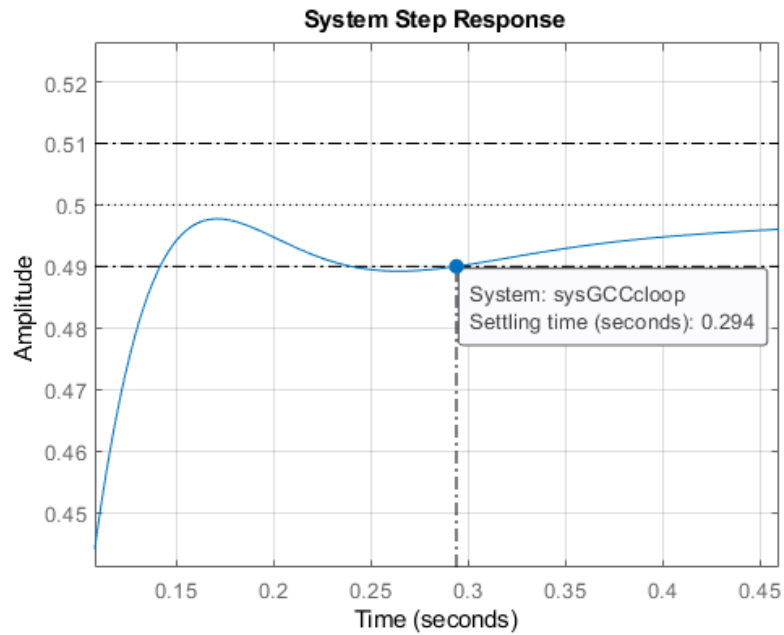


Figura 9: Dettaglio della risposta al gradino del sistema, con esplicito il tempo di assestamento al 2%.

Riferimenti bibliografici

- [1] Bisiacco M., Pillonetto G., "Sistemi e Modelli," *Scuola Editrice Esculapio*, II Edizione, Pag.83, 2017.
- [2] Bisiacco M., Valcher M.E., "Controlli Automatici," *Edizioni Libreria Progetto Padova*, II Edizione, Cap.9, 2015.
- [3] Bisiacco M., Valcher M.E., "Controlli Automatici," *Edizioni Libreria Progetto Padova*, II Edizione, Cap.10, 2015.

5 Ringraziamenti

Un doveroso e sentito grazie alla professoressa Valcher Maria Elena per avermi dato la possibilità di sviluppare questo progetto. Grazie a lei che con eterna pazienza mi ha seguito fino all'ultimo giorno utile, nonostante rallentamenti e difficoltà.

Un grazie ad Ambra, sempre al mio fianco in ogni singolo momento per tutti questi lunghi anni. Sono davvero fortunato.

Un grazie a papà per avermi iniziato al mondo dei motori e trasmesso la passione per le corse.

Un grazie a mamma per aver sempre supportato *il suo bambino*.

Un grazie ai nonni per l'amore trasmesso.

Un grazie alla Dottoressa Rosso, il cui aiuto è stato determinante per completare questo percorso.

Un grazie agli amici, sempre pronti a strappare un sorriso ed a risollevarne il morale.

Un grazie speciale al *Gigio*, inseparabile compagno di avventure.