



2022/2023

Tesina Progettazione dei Sistemi di Controllo

METODI DI DETERMINAZIONE DELLA STRUTTURA E DEI PARAMETRI DEL TRASDUTTORE E DEL COMPENSATORE

STUDENTE: MANUELE CAPECE - 67468

DOCENTE: PROF. FRANCESCO PIERRI

Sommario

1.INTRODUZIONE	3
Le specifiche	3
1)Specifiche a regime	3
Caso 1	3
Caso 2	3
Caso 3	3
2)Specifiche in transitorio	3
3)Analisi del comportamento del sistema	4
4)Comportamento a ciclo chiuso a fronte di vari ingressi	4
2.PROGETTAZIONE	4
Sezione a regime	4
Caso 1	4
Modellazione $H(s)$	4
Modellazione $C_r(s)$	4
Caso 2	5
Modellazione $H(s)$	5
Modellazione $C_r(s)$	5
Caso 3	6
Modellazione $H(s)$	6
Modellazione $C_r(s)$	6
Specifiche comuni	7
Sezione in transitorio	7
Individuazione di Md e Φd	7
Dimensionamento puntuale	8
Sezione Anticipatrice	8
Sezione Ritardatrice	8
Progettazione compensatore	8
3.ANALISI DELLA RISPOSTA DEL SISTEMA	9
Verifica delle specifiche	10

Caso 1	10
Caso 2	11
Caso 3	11
4.PROGETTAZIONE TRAMITE REGOLATORI STANDARD	12
Scelta del regolatore standard	12
Progettazione regolatore PID	12
Verifica stabilità in transitorio	13
5. ANALISI COMPORTAMENTO A CICLO CHIUSO A FRONTE DI VARI INGRESSI	14
Analisi degli ingressi	14
Simulazione del SDC su Simulink	15
Analisi dei risultati	16
Zoom in corrispondenza di $d(t)$	17
Zoom in corrispondenza di $n(t)$	17
6.CONCLUSIONI	18
Specifiche a regime	18
Specifiche in transitorio	18
Risposta del sistema	18

1.INTRODUZIONE

In questo elaborato verrà illustrato il processo che ha portato alla risoluzione del progetto assegnato, spiegando i passaggi e le scelte effettuate.

Le specifiche

Vediamo brevemente le specifiche assegnate per questo progetto.

1)Specifiche a regime

Dato l'impianto descritto dalla funzione di trasferimento:

$$P(s) = \frac{20 e^{-0.1s}}{(1 + s)(s^2 + 2s + 4)}$$

bisogna determinare struttura e parametri del trasduttore $H(s)$ e del compensatore $C(s)$ in modo tale che soddisfino 3 requisiti a regime.

Caso 1

A fronte di un ingresso a gradino di ampiezza 2 la y desiderata a regime deve essere pari ad 1;

$$r(t) = 2\delta_{-1} \text{ si abbia } y_{des,\infty} = 1$$

Caso 2

A fronte di un ingresso nullo e un disturbo pari a un gradino di ampiezza 3, la y desiderata a regime deve essere nulla;

$$r(t) = 0 \text{ e } d(t) = 3\delta_{-1} \text{ si abbia } y_{\infty}(t) = 0$$

Caso 3

A fronte di un ingresso pari a una rampa con pendenza nulla la y desiderata a regime deve essere pari al tempo $t - 0,01$;

$$r(t) = 2\delta_{-2} \text{ e } d(t) = 0 \text{ si abbia } y_{\infty}(t) = t - 0.01$$

2)Specifiche in transitorio

Le specifiche in transitorio si traducono in specifiche sul margine di fase e pulsazione di attraversamento desiderata. In particolare si vuole che la $F(j\omega)$ presenti un $m_{\phi} \geq 40^\circ$ in corrispondenza della pulsazione di attraversamento che deve essere: $\omega_t \geq 3 \text{ rad/s}$.

3)Analisi del comportamento del sistema

Una volta determinata la struttura di $H(s)$ e $C(s)$ ed aver graficato il comportamento del sistema a fronte dei vari ingressi bisogna confrontarlo con una progettazione effettuata tramite regolatore standard. La scelta di quest'ultimo è libera e deve essere in grado di soddisfare le stesse specifiche in **transitorio**.

4)Comportamento a ciclo chiuso a fronte di vari ingressi

Infine bisogna simulare il comportamento del sistema a ciclo chiuso a fronte di un ingresso a rampa di pendenza 2 con aggiunta un disturbo sulla catena di andata $d(t)$ e sul ramo in retroazione $n(t)$, quali:

$$r(t) = 2\delta_{-2}(t) ; d(t) = \sin(0.02t) \delta_{-1}(t - 20); n(t) = \sin(50t)\delta_{-1}(t - 40)$$

2.PROGETTAZIONE

Sezione a regime

Iniziamo col vedere la risoluzione dei requisiti a regime nei 3 casi assegnati.

Caso 1

In questo requisito si richiede che a fronte di un gradino di ampiezza 2 l'uscita sia 1, in sostanza la y deve essere la metà del riferimento.

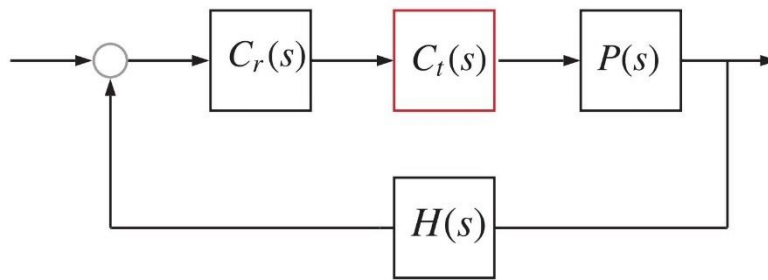
Modellazione $H(s)$

Ne conviene che considerando il trasduttore algebrico (ipotesi che manterremo per tutta la durata del progetto)

$H = \frac{1}{K_d}$, K_d risulta essere $K_d = \frac{y_{des,\infty}}{r_\infty} = \frac{1}{2}$. Possiamo quindi modellare il trasduttore come: $H = 2$.

Modellazione $Cr(s)$

Passiamo a modellare il Compensatore, che si divide rispettivamente nella parte a regime C_r e nella parte in transitorio C_t che verrà trattata in seguito, difatti lo schema di controllo che verrà utilizzato è il seguente:



Nel caso in questione notiamo che non sono state assegnate specifiche relative all'errore a regime. Questo viene interpretato come errore nullo a fronte di un ingresso a gradino, definito come: $e(t) = y_{des}(t) - y(t)$. Considerando che l'errore a regime viene definito come $e_{r,\infty} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{k_d^2}{k_d s^h + G_0} R_0 s^{h-k}$ in cui k vale 0 (ingresso a gradino), basta scegliere $h=1$ per ottenere $e_{r,\infty} = 0$. Il controllore a regime risultante è quindi $C_r = \frac{C_0}{s}$. In sostanza basta aggiungere un polo nell'origine del controllore, $h=1$, per avere errore 0 a fronte di un gradino $C_r = \frac{C_0}{s}$. Il valore di C_0 può essere qualsiasi purché il sistema rispetti l'asintotica stabilità (requisito che viene dato per scontato in tutti i sistemi di controllo da realizzare). Con questo si conclude il dimensionamento del caso 1.

Caso 2

Il secondo caso richiede uscita nulla a fronte di ingresso nullo e disturbo a gradino.

Modellazione $H(s)$

Notiamo che dato ingresso nullo ed uscita nulla è possibile sostanzialmente usare qualsiasi tipo di trasduttore algebrico quindi non è necessario calcolare un particolare valore per K_d .

Modellazione $C_r(s)$

Per quanto riguarda il disturbo invece esso non deve influire sull'uscita che risulta uguale all'ingresso. Questo si traduce in un vincolo sulla proprietà di astatismo del sistema. Il sistema deve essere **astatico** nei confronti di un disturbo a gradino. L'errore a regime a fronte di un disturbo sulla catena di andata viene definito come:

$$e_{d,\infty} = \lim_{s \rightarrow 0} - \frac{k_d P_0 s^{h_c - k}}{k_d s^{h_c + h_p + C_0 P_0}} D_0$$
, anche in questo caso è necessario che h_c sia $>$ di k per far sì che $e_{d,\infty} = 0$. In questo caso il comportamento legato all'errore dovuto al disturbo non dipende dall'eccesso poli-zeri sulla catena di andata ma dipende dall'eccesso poli-zeri solo nel controllore. Aggiungendo un polo nell'origine del controllore

il sistema non risente del disturbo sulla catena di andata, risulta $Cr = \frac{C_0}{s}$. Per quanto riguarda C_0 vale lo stesso discorso effettuato nel caso precedente.

Caso 3

Il terzo caso richiede uscita pari a $t-0,01$ a fronte di ingresso a rampa e disturbo nullo.

Modellazione $H(s)$

Guardando la specifica richiesta si nota subito una cosa. Tralasciamo per un attimo il termine -0.01 e ragioniamo su $K_d = \frac{y_{des,\infty}}{r_\infty}$. La $y_{des,\infty} = t$ è proprio una rampa di pendenza 1, questo significa che l'uscita in sostanza deve essere la metà dell'ingresso, difatti $K_d = \frac{\delta(\infty)_{-2}}{2\delta(\infty)_{-2}} = \frac{1}{2}$. E allora $H(s)$ risulta essere pari a 2.

Modellazione $Cr(s)$

Guardando la funzione di trasferimento del processo ci si rende conto che è presente un termine di ritardo temporale pari a 0.1 secondi, ovvero $e^{(-0.1s)}$. Considerando che non ci sono specifiche sull'errore a regime questo s'intende essere nullo.

L'errore a regime $e_{r,\infty}$ risulta essere sempre una quantità positiva, infatti vale $y_{des,\infty} \geq y_\infty$, a questo punto ne consegue che basta imporre che l'errore $e_{r,\infty} \leq 0,01$ per raggiungere la y desiderata. Bisogna fare una precisazione, con questa scelta l'errore a regime non sarà pari a 0 in quanto per avere errore nullo a fronte di una rampa sono necessari due poli nell'origine. Ma si è optato per avere errore finito in modo tale da non aggiungere due poli ed evitare così di peggiorare troppo la stabilità del sistema. Così facendo nella progettazione del transitorio non si va a distorcere troppo il comportamento del sistema dovuto alla compensazione dei ritardi di fase dati da due poli. Ad ogni modo vedremo che questa scelta risulterà essere assolutamente soddisfacente.

Per ottenere l'uscita necessaria è quindi sufficiente andare a imporre che l'errore a regime sia minore di 0.01. A fronte di un ingresso a rampa l'errore a regime risulta essere finito per $h=1$ (sistema di tipo 1), da cui $e_{r,\infty} = \frac{K_d^2 R_0}{K_v} \leq 0,01$ e quindi $Cr = \frac{C_0}{s}$. Ricaviamo K_v come $K_v = \lim_{s \rightarrow 0} C_r \cdot P$, sostituendo i termini e svolgendo i calcoli ne risulta $K_v = 5C_0$. A questo punto abbiamo tutti termini da sostituire in $\frac{K_d^2 R_0}{K_v} \leq 0,01$, procedendo con i calcoli il valore di C_0 cercato deve essere \geq di 10 per cui si sceglie $C_0 = 10$ e la struttura finale del compensatore risulta $Cr = \frac{10}{s}$.

Specifiche comuni

Valutando i valori di $H(s)$ e $Cr(s)$ ricavati per i singoli casi ne conviene che la scelta $H=2$ e $Cr = \frac{10}{s}$ sia soddisfacente per tutte le specifiche richieste. Le strutture $H(s)$ e $C(s)$ calcolate verranno quindi inserite nel codice Matlab in modo tale da poter procedere con la progettazione della parte in transitorio.

Sezione in transitorio

Le specifiche in transitorio assegnate recitano: $m_\phi \geq 40^\circ$ e $\omega_t \geq 3 \text{ rad/s}$. Per progettare la sezione di C_t necessaria a soddisfarle ci serviremo del Matlab. Innanzitutto riportiamo sul codice la fdt del processo, la $Cr(s)$ appena ricavata e il trasduttore algebrico H , potendo così calcolare la fdt ad anello aperto a regime $Fr = C * P * H$. In seguito fissiamo la pulsazione di attraversamento $\omega_t = 3 \text{ rad/s}$ e il margine di fase desiderato $m_\phi = 40^\circ$.

Individuazione di Md e Φd

Per capire come progettare la sezione in transitorio del controllore verifichiamo i valori di modulo e fase della Fr in corrispondenza della ω_t . Ricavandoli dal diagramma di Bode risulta che la Fr in ω_t assume un valore del modulo pari a 14.64 db e una fase pari a -308.55° . A questo punto si decide di progettare la C_t attraverso le reti correttrici ma prima bisogna comprendere quale tipo di rete corretttrice adottare, per farlo ci serviamo delle formule:

$$\begin{cases} M_{finale} - M_{iniziale} = Md \\ \Phi_{finale} - \Phi_{iniziale} = \Phi d \end{cases}$$

sostituendo i valori appena trovati risulta:

$$\begin{cases} 0 - 14.64 = Md \\ -180 + 40 - (-308.55) = \Phi d \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} Md = -14.64 < 0\text{db} \\ \Phi d = 168.55 > 0^\circ \end{cases}$$

Dai valori risultanti ne consegue che è necessaria una rete a Sella. Infatti bisogna portare il modulo della Fr da 14.64 a 0 quindi bisogna dare un'**attenuazione** dei moduli e la fase della Fr da -308.55° a 40° quindi bisogna dare un **anticipo** delle fasi. La rete che ci consente di dare anticipo ed attenuazione è la rete a Sella. Ricapitolando stiamo cercando una rete che ci dia

$$\begin{cases} ATT_D = -14.64\text{db (attenuazione)} \\ ANT_D = 168.55^\circ(\text{anticipo}) \end{cases}$$

Dimensionamento puntuale

Si procede al dimensionamento puntuale della rete tramite gli abachi ma ci rendiamo subito conto che non esiste una rete in grado di fornire un anticipo così grandi di 168° , infatti questo valore si trova fuori dalla curva limite $\alpha = 0$. In questi casi è comunque possibile raggiungere le specifiche andando ad inserire più reti in cascata.

Sezione Anticipatrice

Iniziamo con la progettazione della sezione anticipatrice, per fornire un anticipo di 168° gradi decidiamo di mettere in cascata tre reti anticipatrici da circa 56° , ma bisogna lasciare un po' di anticipo in più che verrà poi compensato dalla sezione ritardatrice per cui si assegna un $ANT_D = 56^\circ + \Delta_\phi = 57,5^\circ$. Da abaco ricaviamo i valori di α_A e $\omega\tau$, rispettivamente: $\alpha_A = 1/20$ e $\omega\tau = 2$ e calcoliamo $\tau_A = \omega\tau / \omega_t$.

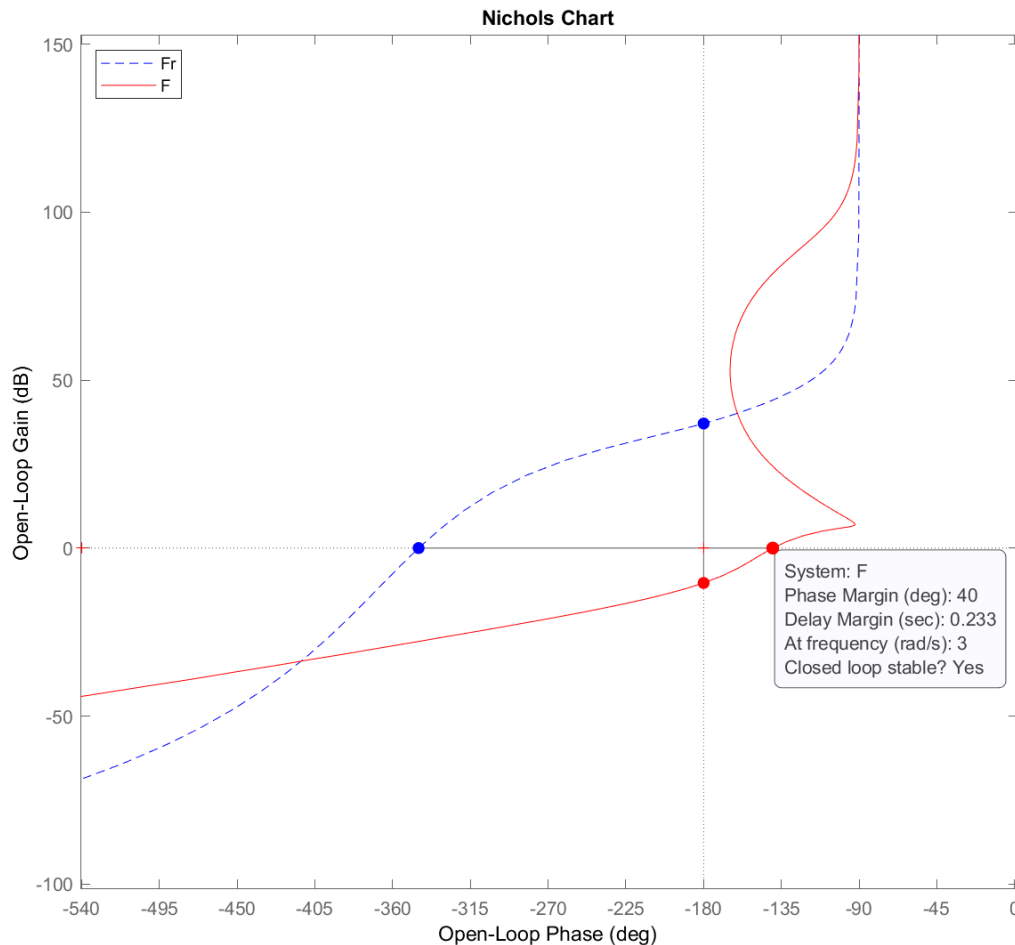
Costruiamo la Cta (anticipatrice) come $Cta = \frac{1+s\tau_A}{1+s\alpha_A\tau_A}$ e verifichiamo modulo e fase di quest'ultima in corrispondenza di ω_t , ne risulta modulo = 6.94db e fase = 57.72° , obiettivo raggiunto.

Sezione Ritardatrice

A questo punto rimane da dimensionare la sezione ritardatrice che darà l'attenuazione richiesta e recupererà il Δ_ϕ di anticipo dato dalla Cta. Calcoliamo il ritardo che deve dare come $Rit = ANT_D - ant_a * 3$, togliamo da tutto l'anticipo che bisogna dare quello appena dato dalla Cta moltiplicato per tre (abbiamo deciso di usare tre reti anticipatrici in cascata). Per quanto riguarda l'attenuazione essa sarà $Att = ATT_D - amp_a_db * 3$, tutta l'attenuazione che si deve dare meno l'amplificazione data dalla sezione anticipatrice. Non rimane che costruire la Ctr che in questo caso viene ricavata tramite le formule di inversione, calcolando con esse α_R e $\omega\tau_R$ si ottiene la struttura della $Ctr = \frac{1+s\alpha_R\tau_R}{1+s\tau_R}$, verificando tramite bode fase e modulo della Ctr in corrispondenza della ω_t risulta modulo = 31,00 db e fase = -4.61°

Progettazione compensatore

La rete a Sella sarà quindi $Ct = (Cta * Cta * Cta) * Ctr$, infine unendo la parte a regime e la parte in transitorio abbiamo finalmente generato la struttura del compensatore $C = Cr * Ct$. Successivamente ci rimane da generare la fdt ad anello aperto finale ovvero $F = C * P * H$ e controllare se le specifiche sono state raggiunte. Plottiamo la Fr e la F sul diagramma di Nyquist e controlliamo i margini raggiunti.

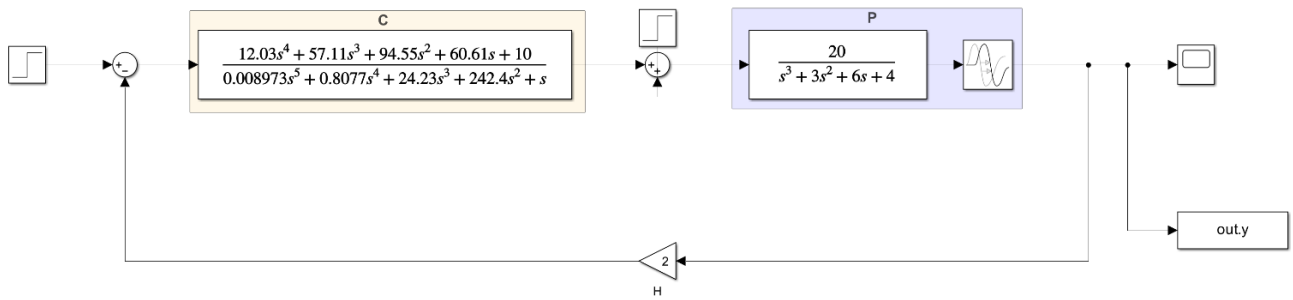


Dal grafico è possibile vedere come la F appena ricavata rispetti le specifiche in transitorio con un m_ϕ proprio di 40° .

3.ANALISI DELLA RISPOSTA DEL SISTEMA

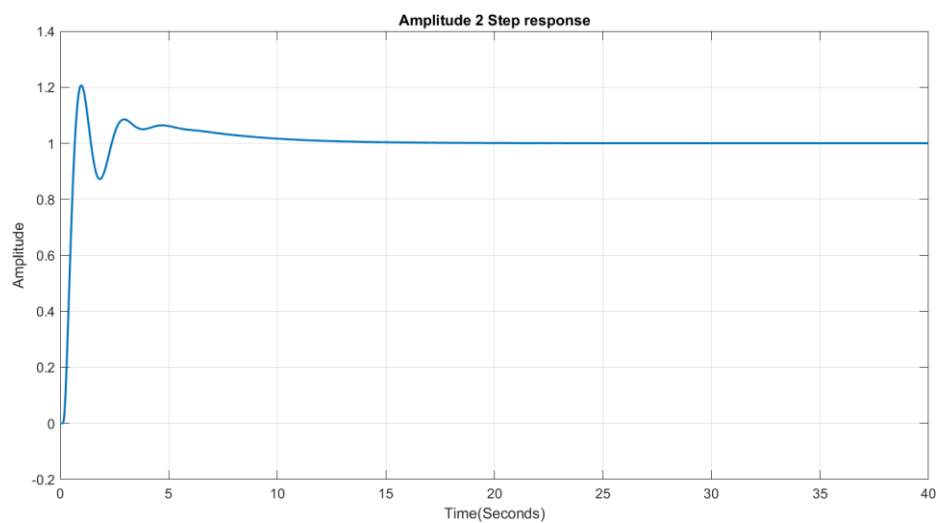
Una volta progettati C e H bisogna controllare che la fdt a ciclo chiuso soddisfi effettivamente le specifiche a regime richieste. Innanzitutto andiamo a generare la fdt a ciclo chiuso W come $W = C * P / (1 + F)$ e su di essa andiamo a simulare il comportamento a ciclo chiuso del sistema a seconda dei vari riferimenti e disturbi. Per farlo mi sono servito della funzione *lsim* di matlab, la quale fornito in ingresso il riferimento e l'asse dei tempi questa restituisce la risposta del sistema risultante. Procedura che è stata seguita per il caso1 e per il caso3. Invece per il caso 2 ho optato a simulare il comportamento direttamente su simulink dato che si hanno due ingressi, un riferimento e un disturbo. Lo schema risultante su Simulink relativo al caso 2 è il seguente:

Una volta effettuata la simulazione l'uscita viene salvata nel workspace ed è possibile graficarne il risultato. Ma vediamo la risposta di W in tutti e tre i casi.



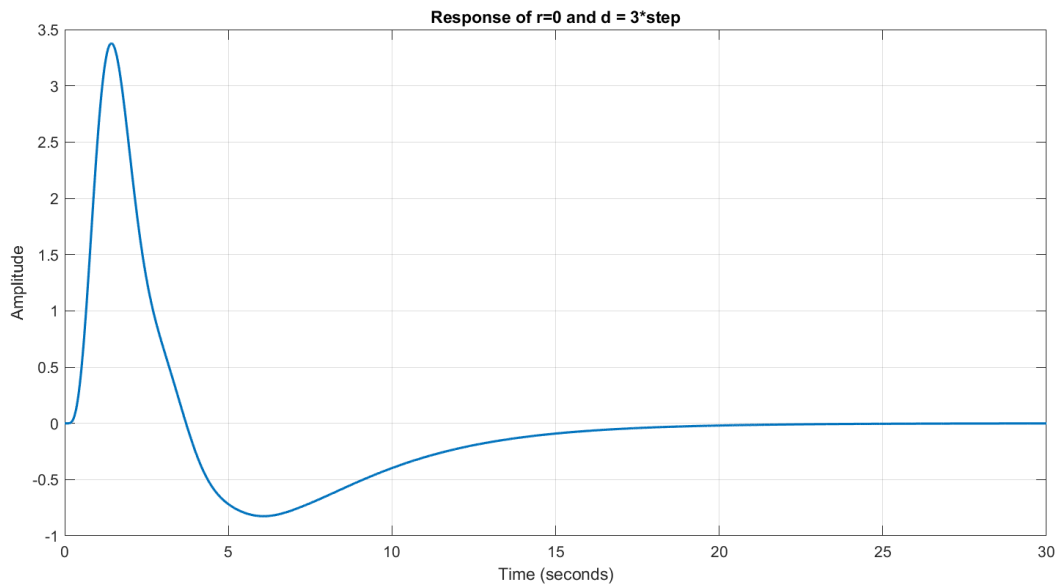
Verifica delle specifiche

Caso 1



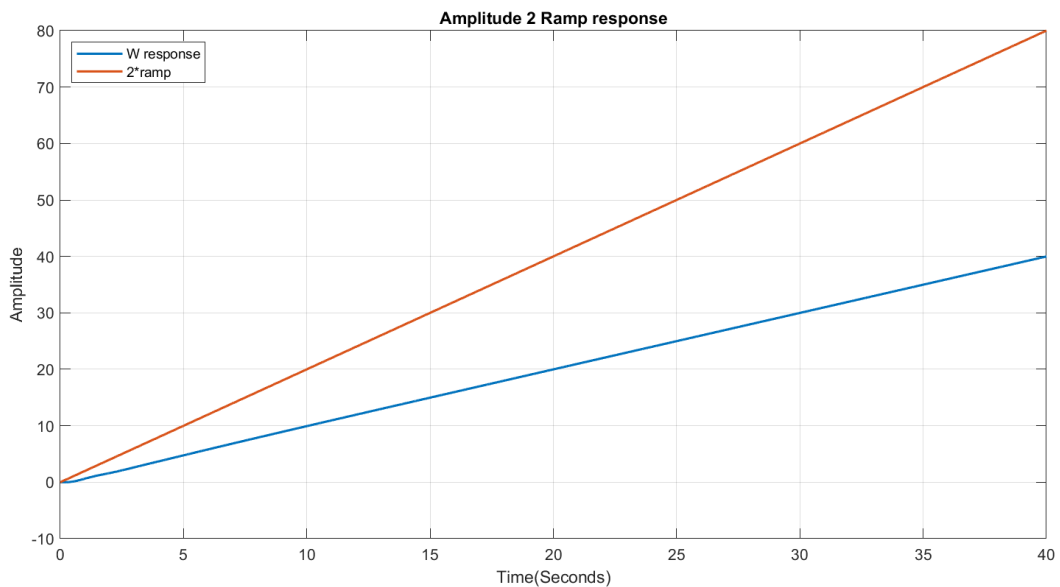
- Dal grafico della risposta di W possiamo vedere come il valore di y desiderato viene raggiunto già dopo 15 secondi assumendo esattamente 1 come previsto.

Caso 2



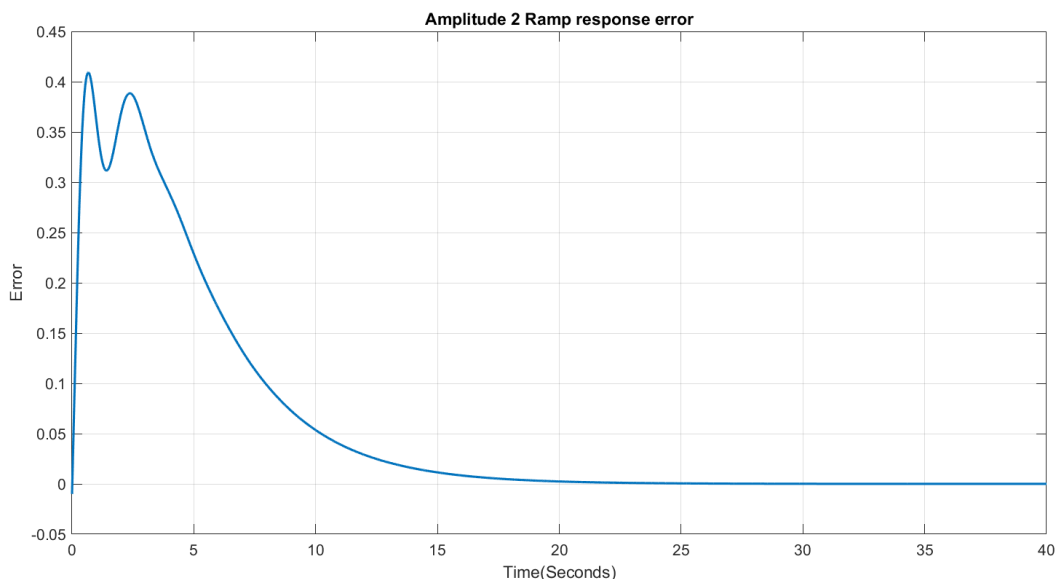
- Anche nel caso 2 la specifica a regime viene pienamente soddisfatta, il sistema risulta essere astatico nei confronti del disturbo a gradino raggiungendo il valore $y = 0$.

Caso 3



- Anche per quanto riguarda il caso 3 la specifica sembra essere soddisfatta. Infatti l'uscita è proprio una rampa con pendenza 1. Ma per visualizzare meglio il valore della y stampiamo un grafico dell'errore nel tempo.

- Una volta ricavata la y desiderata l'errore sarà quindi $y_{des}-y$, a questo punto possiamo graficarla con il vettore dei tempi e questo è il risultato:



- È possibile vedere che una volta raggiunto il regime l'errore si assesta sullo 0 e quindi anche in questo caso le specifiche a regime sono state soddisfatte.

4.PROGETTAZIONE TRAMITE REGOLATORI STANDARD

In questo capitolo mostreremo come progettare un controllore che soddisfi le stesse specifiche in transitorio di quello progettato con le reti correttrici e ne confronteremo i comportamenti.

Scelta del regolatore standard

La progettazione del controllore C tramite regolatore standard è libera per cui bisogna scegliere quale utilizzare. Per quanto detto nel capitolo 3 per raggiungere il margine di fase richiesto bisogna dare attenuazione ed anticipo alla F_r , di conseguenza è necessaria una rete a sella. Il regolatore che permette di ottenere un comportamento analogo alla rete a sella è il regolatore PID.

Progettazione regolatore PID

Per modellare il regolatore PID è stato scelto di effettuare una progettazione. Sapendo che è necessario ottenere i seguenti valori di attenuazione ed anticipo

$$\begin{cases} ATT_D = -14.64\text{db (attenuazione)} \\ ANT_D = 168.55^\circ(\text{anticipo}) \end{cases}$$

È possibile ricavare i valori dei parametri del regolatore PID attraverso le formule di inversione definendo il sistema:

$$\begin{cases} \left| \frac{k_I}{j\omega_t} (1 + j\omega_t\tau_I + (j\omega_t)^2\tau_I\tau_D) \right| = M \\ \angle \frac{k_I}{j\omega_t} (1 + j\omega_t\tau_I + (j\omega_t)^2\tau_I\tau_D) = \varphi \\ \tau_I = 4\tau_D \end{cases}$$

con $M = ATT_D$ e $\varphi = ANT_D$

Risolvendo il sistema le espressioni delle costanti k_I e τ_D sono:

$$\begin{cases} \tau_D = \frac{-1 - \sqrt{\omega_t^2 + \tan(\varphi + 90^\circ)^2}}{2\omega_t \tan(\varphi + 90^\circ)} \\ k_I = \frac{M\omega_t}{\sqrt{(1 - 4\tau_D^2\omega_t^2)^2 + (\omega_t 4\tau_D)^2}} \end{cases}$$

Creg_pid quindi è costituito dalla seguente struttura:

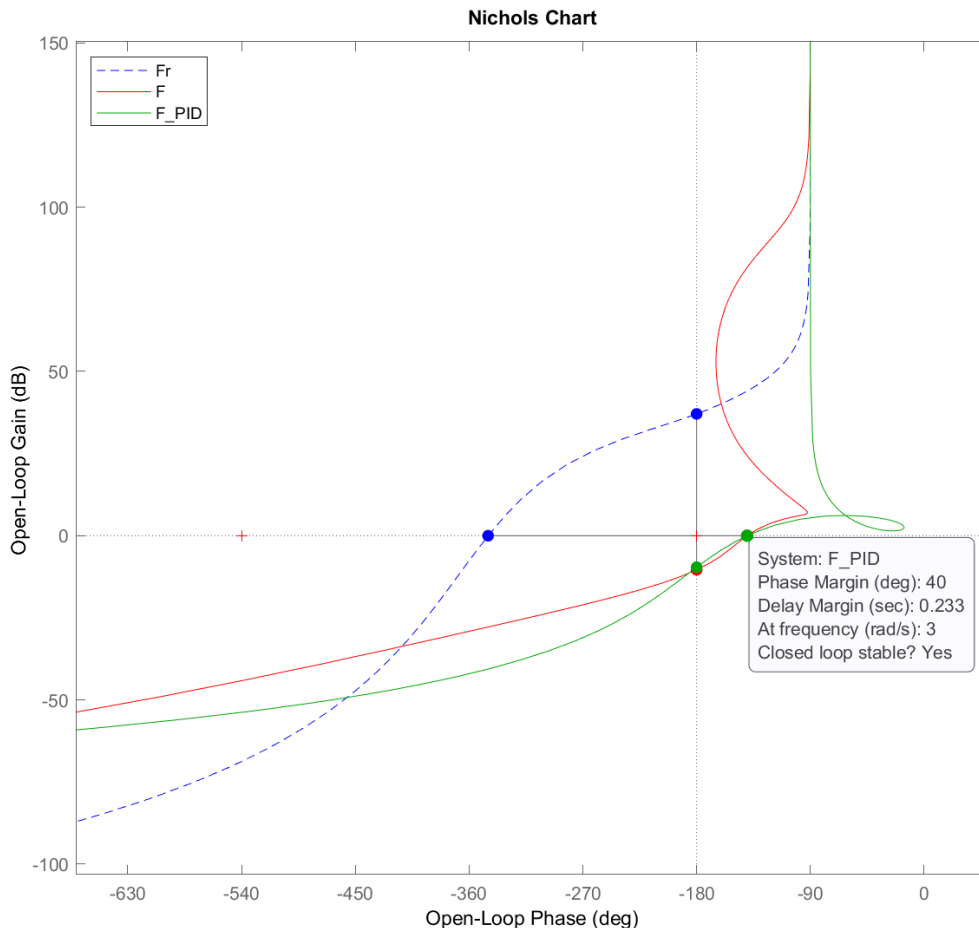
$$C_{PID}(s) = k_I \frac{1 + s\tau_I + s^2\tau_I\tau_D}{s(1 + s\tau)}$$

Con τ scelto opportunatamente ad alta frequenza per rendere il regolatore fisicamente realizzabile.

Verifica stabilità in transitorio

Una volta ricavato Creg_pid si può procedere a generare la fdt ad anello aperto che sarà: $F_pid = Creg_pid * P * H$.

Plottiamo il grafico di Nichols della F_pid appena ricavata in confronto alla F_r e la F della rete a sella.



- Notiamo dal grafico che la F_{PID} assume in corrispondenza della pulsazione di attraversamento un margine di fase di 40° , di conseguenza le specifiche in transitorio sono soddisfatte.

5. ANALISI COMPORTAMENTO A CICLO CHIUSO A FRONTE DI VARI INGRESSI

Tra le richieste della traccia rimane da determinare la risposta a ciclo chiuso del sistema progettato in presenza degli ingressi forniti.

Analisi degli ingressi

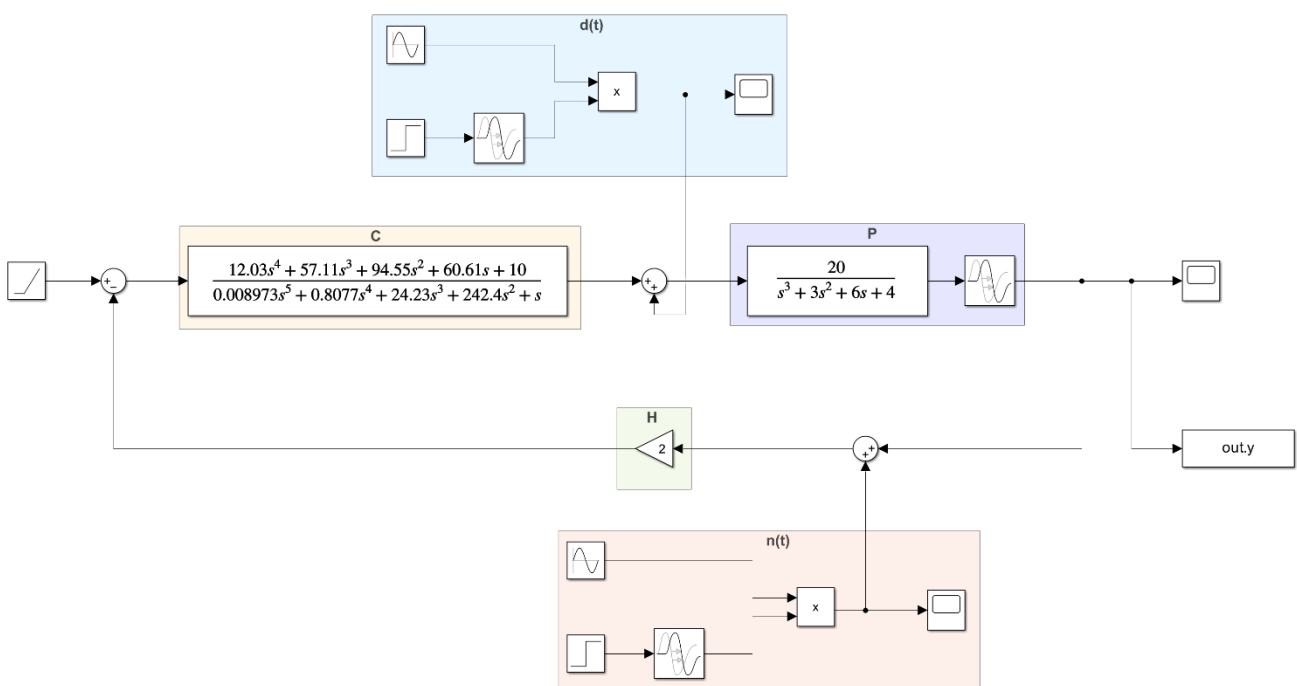
Vediamo gli ingressi assegnati

1. $r(t) = 2\delta_{-2}(t)$
 - a. Il riferimento è una rampa con pendenza 2.
2. $d(t) = \sin(0,02t) \delta_{-1}(t-20)$

- a. Il disturbo sulla catena di andata è il prodotto di due segnali. Il primo è un seno a frequenza pari a $0,02t$ quindi possiamo chiamarlo disturbo a **bassa frequenza** mentre il secondo è un gradino unitario ritardato di 20 secondi.
3. $n(t) = \sin(50t) \delta_{-1}(t-40)$
- a. Anche in questo caso abbiamo un disturbo sulla catena di retroazione che è il prodotto di due segnali. Il primo è un seno a frequenza pari a $50t$ quindi possiamo chiamarlo disturbo ad **alta frequenza** mentre il secondo è un gradino unitario ritardato di 40 secondi.

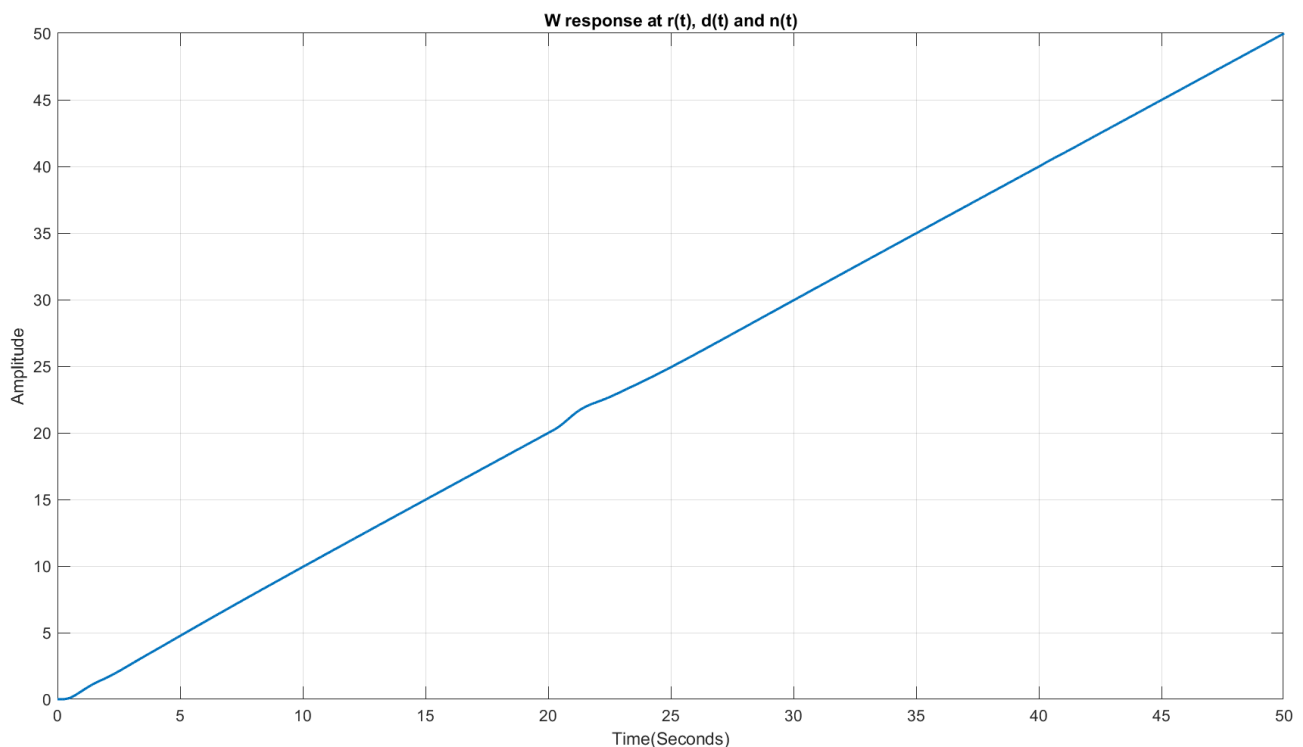
Simulazione del SDC su Simulink

Per simulare il comportamento a ciclo chiuso del sistema ci serviamo di Simulink. In primo luogo procediamo a riportare la fdt del processo sullo schema tramite il blocchetto *transfer fcn* in cui andiamo a specificare i coefficienti della fdt. Inoltre bisogna anche aggiungere il ritardo denotato da $e^{(-0.1s)}$, per farlo bisogna aggiungere il componente *transport delay* e specificare al suo interno il valore del ritardo temporale. In seguito alla modellazione del processo si fa lo stesso per il controllo facendo stampare da Matlab l'espressione del controllore e aggiungendo i coefficienti nello schema Simulink. Lo schema viene completato modellando gli ingressi: $r(t)$, $d(t)$ e $n(t)$ usando i rispettivi blocchi e collocandoli lungo i vari punti del sistema in retroazione.



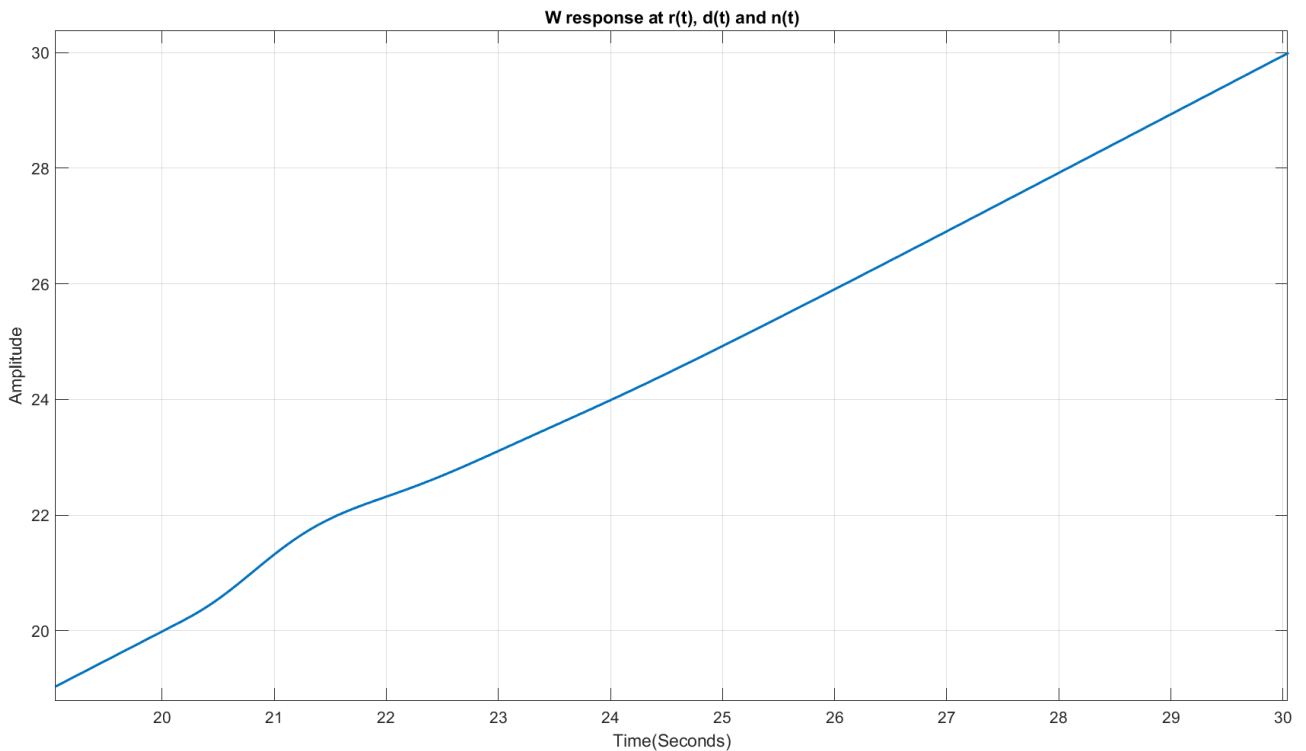
Analisi dei risultati

Una volta terminato lo schema si fissa un tempo di simulazione che ho scelto pari a 50 secondi per fare in modo che tutti gli ingressi vadano effettivamente in esecuzione (dati i ritardi temporali) e si può finalmente visualizzare la risposta del sistema. Avviando la simulazione e salvando il risultato nel workspace è possibile graficare la risposta a ciclo chiuso.



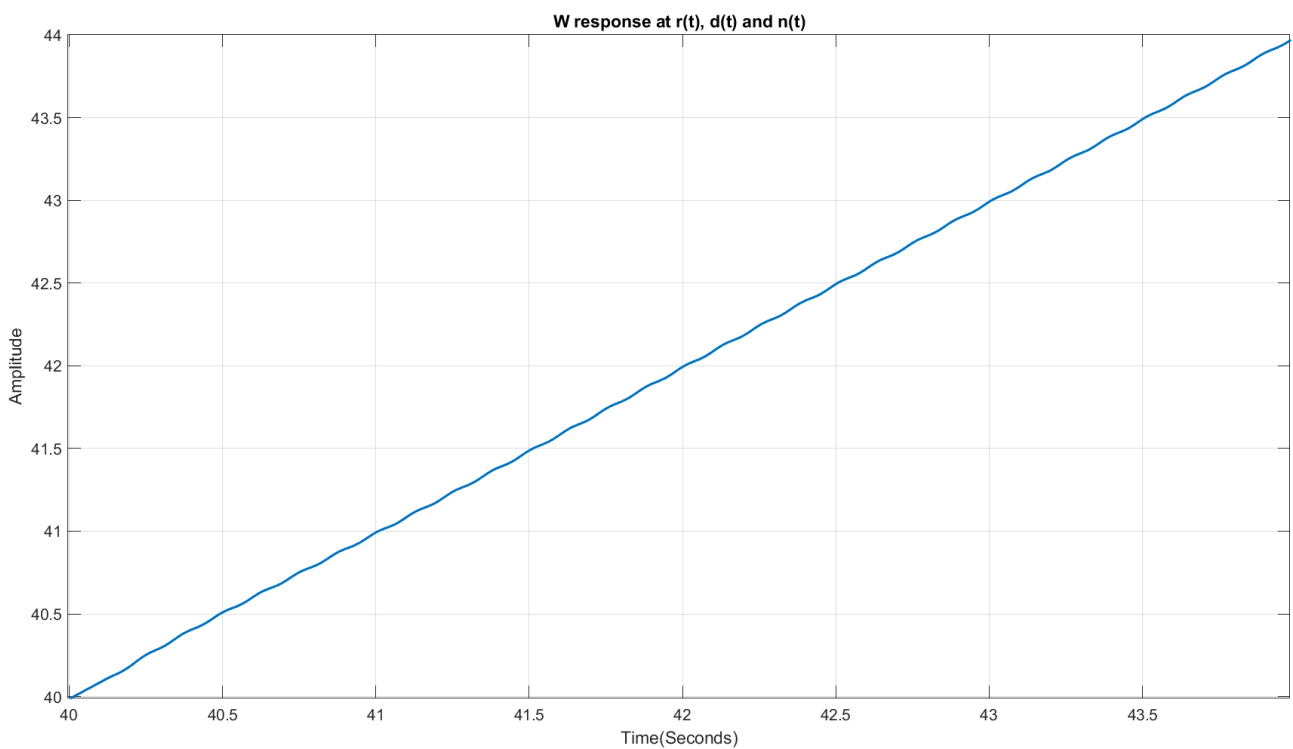
Vedendo così la risposta della fdt a ciclo chiuso l'uscita non sembra risentire in modo particolare dei disturbi, la y_{∞} assume pressochè la forma di una rampa con pendenza 1. Ma proviamo a zoomare in due rispettive zone, in particolare in corrispondenza degli istanti in cui entrano in gioco i due disturbi, ovvero $t = 20$ e $t = 40$.

Zoom in corrispondenza di $d(t)$



Andando ad ingrandire la zona in cui entra in gioco il disturbo $d(t)$, soprannominato a bassa frequenza, notiamo che questo inizialmente influenza la y ma il sistema riesce a contrastarlo annullando il suo effetto negli istanti successivi.

Zoom in corrispondenza di $n(t)$



In questo caso invece è possibile notare che il disturbo sulla catena in retroazione influenza poco la y e per notare la sinusoide bisogna ingrandire parecchio il grafico.

6.CONCLUSIONI

Specifiche a regime

Analizzando i grafici delle risposte della $W(j\omega)$ a fronte degli ingressi costituenti le specifiche a regime è possibile concludere che le scelte discusse nel capitolo 2 si sono rivelate corrette. Le specifiche a regime sono state soddisfatte.

Specifiche in transitorio

Dalla progettazione effettuata risulta che sia la $F(j\omega)$ risultante dalle reti a sella che la $F_{PID}(j\omega)$ ricavata con i regolatori standard soddisfano le specifiche in transitorio e risultano essere asintoticamente stabili. Tuttavia dal grafico di Nichols è possibile notare un comportamento differente delle due funzioni di trasferimento ad anello aperto, in particolare alle basse frequenze dove la $F_{PID}(j\omega)$ si discosta leggermente dalla $F(j\omega)$.

Risposta del sistema

Per quanto riguarda la risposta in presenza degli ingressi $r(t)$, $d(t)$ ed $n(t)$ simulata con l'aiuto di simulink è opportuno fare alcune osservazioni.

Considerando che:

- I disturbi a bassa frequenza sulla catena di andata possono essere azzerati dall'azione di controllo, reiezione **attiva** del disturbo.
- I disturbi ad alta frequenza sulla catena di andata vengono filtrati dal processo, reiezione **passiva** del disturbo.
- I disturbi a bassa frequenza sul ramo di retroazione me li ritrovo inalterati in uscita.
- I disturbi ad alta frequenza sul ramo di retroazione vengono filtrati dal sistema stesso.

Il disturbo $d(t) = \sin(0,02t) \delta_{-1}(t-20)$ viene pressoché annullato dal controllore dopo pochi istanti di tempo. Mentre per quanto riguarda il disturbo sul ramo in retroazione $n(t) = \sin(50t) \delta_{-1}(t-40)$, questo viene filtrato dal sistema stesso e non va ad influire in modo considerevole sull'uscita y . Tuttavia i disturbi $n(t)$ sono comunque soggetti a

ritrovarsi anche sull'uscita non riescono quindi ad essere compensati dal controllore, infatti ingrandendo a sufficienza il grafico è possibile scorgere la sinusoide del disturbo sul ramo in retroazione che non è possibile contrastare in alcun modo. $N(t)$ è il rumore peggiore, non è possibile ottenere una reiezione completa. Me lo ritroverò comunque in uscita per questo è molto importante scegliere un trasduttore $H(s)$ che presenti dei disturbi sul ramo in retroazione quanto più ad alta frequenza possibile.