

Esercitazione di Controlli Automatici 1 – n°8

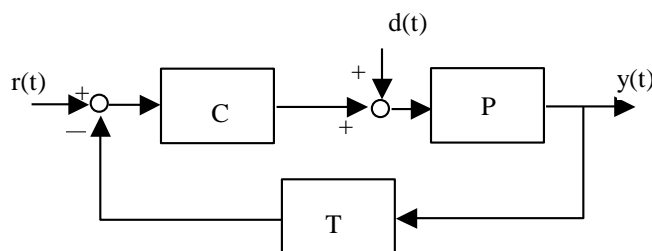
Con riferimento ai dati delle 6 prove di risposta armonica del sistema elettrico considerato nella esercitazione n° 7, la seguente tabella riporta i dati significativi per il tracciamento della risposta armonica del processo.

f [Hz]	U_M [V]	Y_M [V]	Δt [msec]	$\omega = 2\pi f \left[\frac{\text{rad}}{\text{sec}} \right]$	$M_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{Y_M}{U_M} \right)$	$\Delta \varphi_{\text{deg}} = \omega \cdot \Delta t \cdot \left(\frac{180}{\pi} \right)$
2	1	9.755	-25,3	12.57	19.7845	-18.2
10	1	6.291	-21,5	62.83	15.9744	-77.4
25	1	2.250	-14,8	157.08	7.0437	-133.2
50	5	3.254	-9,6	314.16	-3.7310	-172.8
100	5	0.690	-5,8	628.32	-17.2024	-208.8
500	10	0.017	-1,4	3141.60	-55.3910	-252

Si verifichi che il sistema di controllo in controreazione mostrato in figura, caratterizzato da:

- Guadagno del controllore $k_C = 100$;
- Guadagno del sensore/trasmittitore $k_t = 0.1$

sia in grado di garantire un guadagno a ciclo chiuso pari a quello del sistema sottoposto a test $\pm 1\%$.



Si completi la progettazione del controllore in modo che si soddisfi la seguente specifica:

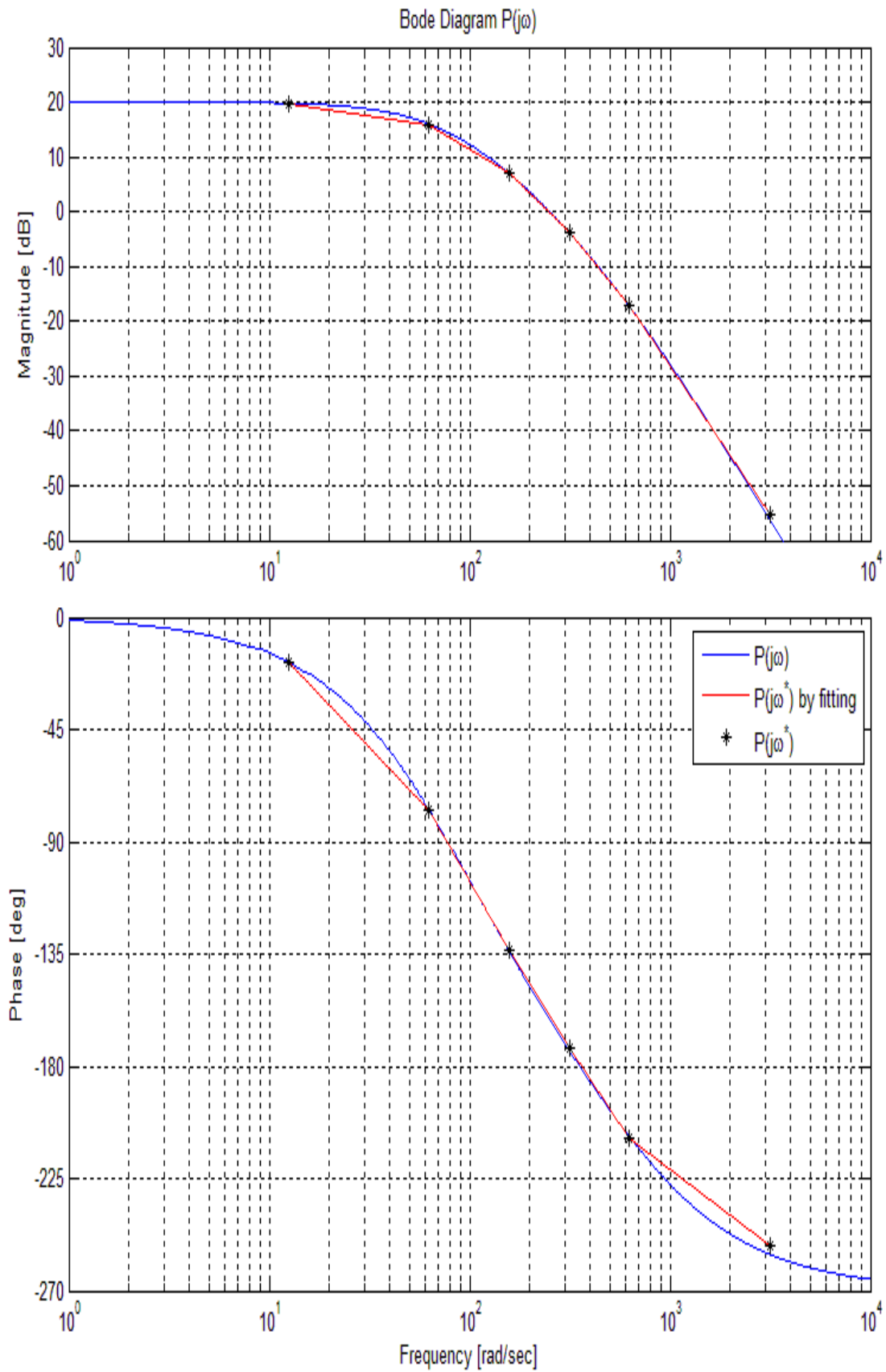
- Risposta in frequenza del sistema a ciclo chiuso compresa entro $-3 \div +1.5$ dB del valore in regime d.c. nella banda $0 \div 50$ Hz.

Si valutino le proprietà di reiezione, a regime, di disturbi sinusoidali nella banda $0 \div 50$ Hz.

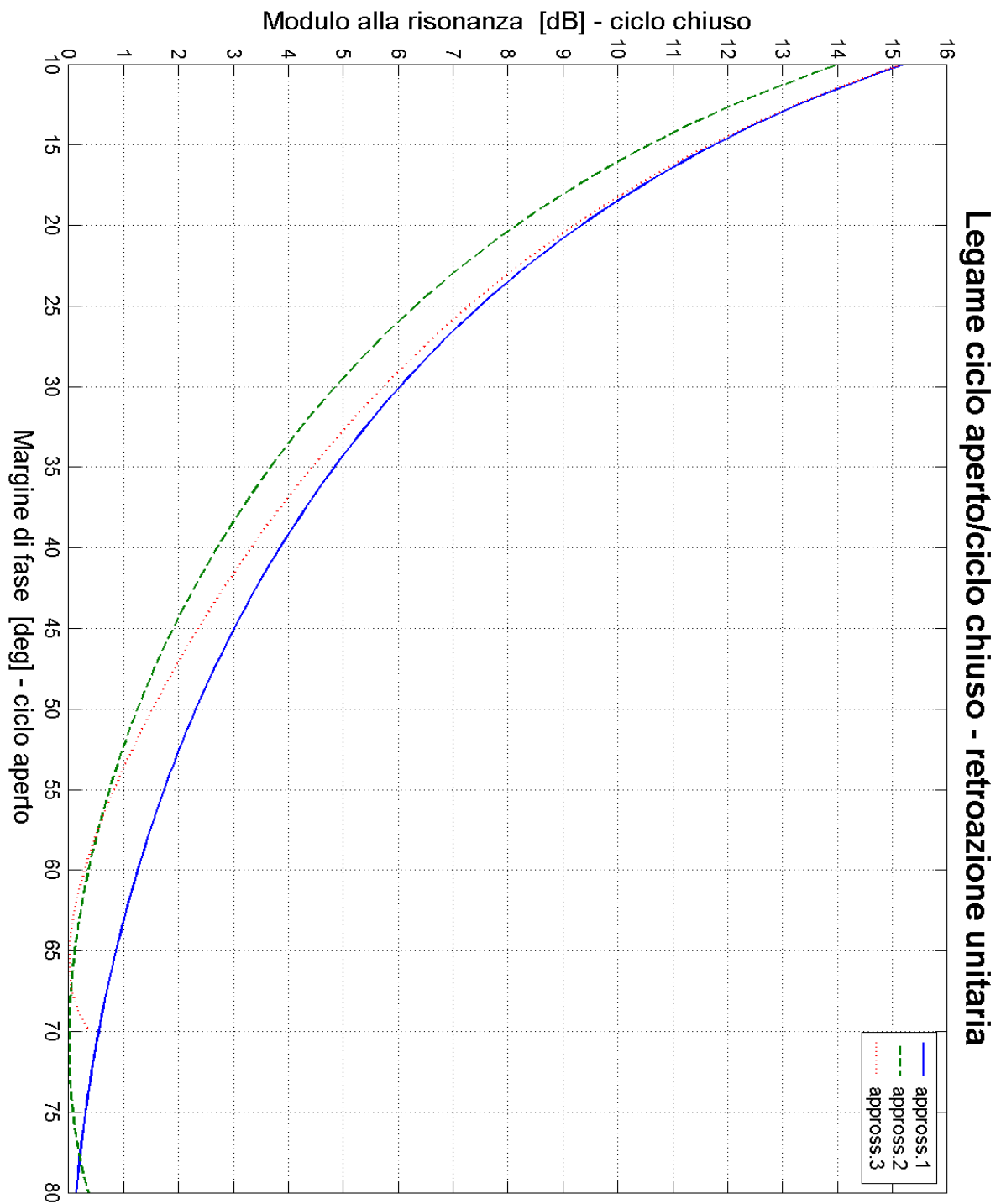
Si indichi, infine, una possibile realizzazione per il controllore progettato.

Allegati:

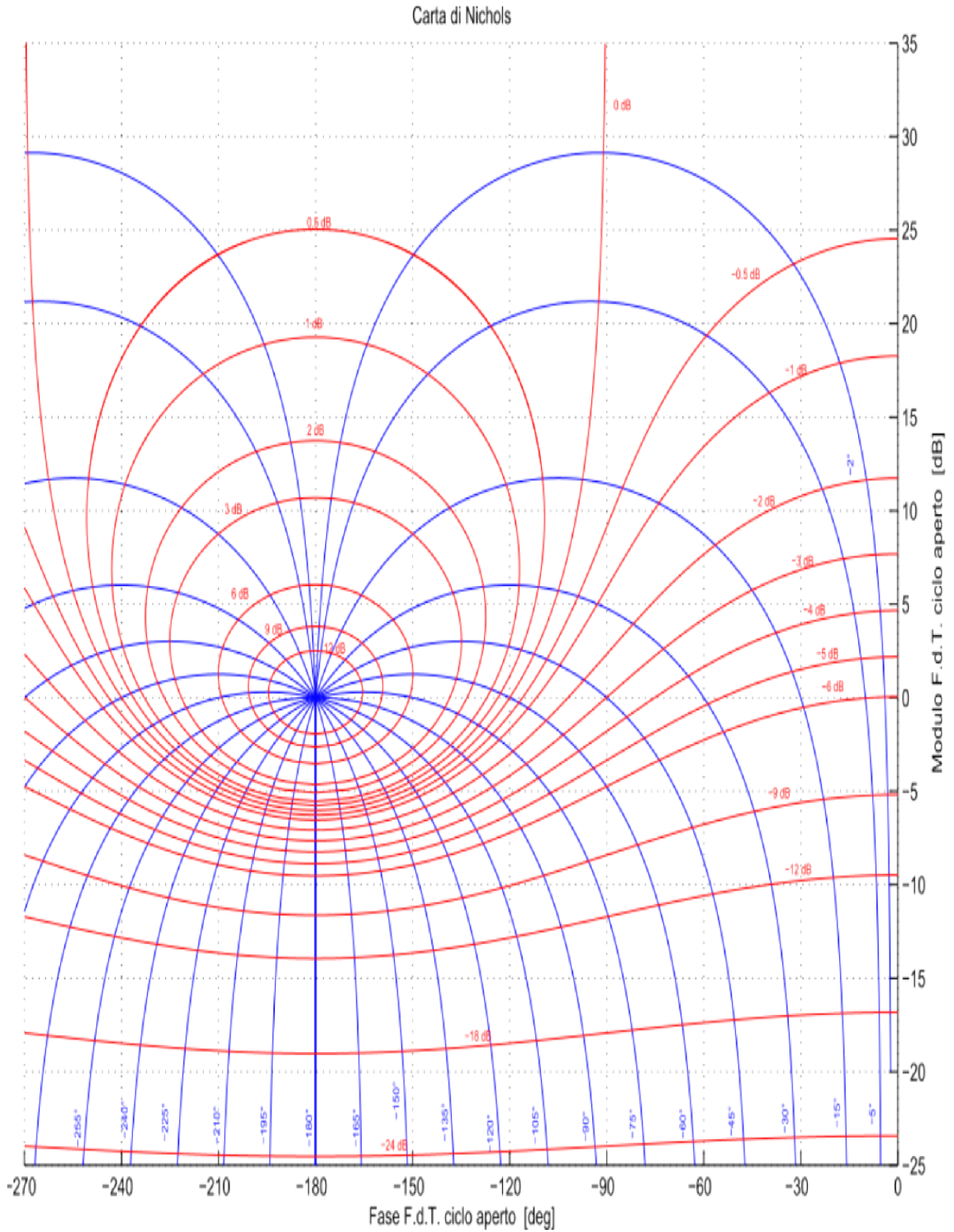
1. Risposta armonica del processo $P(j\omega)$;
2. Diagramma del legame $M_r[\text{dB}]/\mathbf{m}_\varphi[\text{deg}]$ per sistemi a retroazione unitari;
3. Carta di Nichols per la valutazione delle specifiche a ciclo chiuso.



Allegato 1. Diagramma di risposta armonica del processo.



Allegato 2. Diagramma del legame $M_r[\text{dB}]/m_\phi[\text{deg}]$ per sistemi a retroazione unitaria.



Allegato 3. Carta di Nichols per la valutazione delle specifiche a ciclo chiuso.

Soluzione esercitazione n° 8

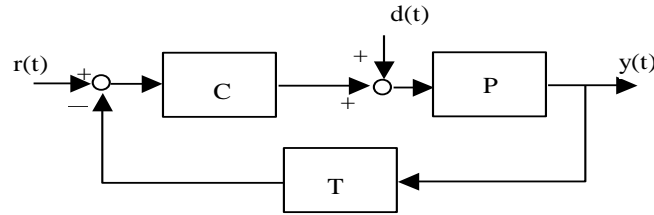


Figura 1. Schema di controllo in analisi.

- Si verifichi che il sistema di controllo in controreazione mostrato in Figura 1, caratterizzato da:
 - Guadagno del controllore $k_C = 100$;
 - Guadagno del sensore/trasmittitore $k_t = 0.1$
 sia in grado di garantire un guadagno a ciclo chiuso pari a quello del sistema sottoposto a test $\pm 1\%$.

In base al Diagramma di Risposta Armonica riportato nell'Allegato 1, derivato sulla base dei 6 test armonici discussi nella precedente esercitazione, si è ricavata la seguente struttura per la f.d.t. del processo:

$$P(s) = \frac{10}{(1 + \tau_1 s) \cdot (1 + \tau_2 s) \cdot (1 + \tau_3 s)} = k_P \cdot P'(s), \quad k_P \approx 10, \quad P'(s) = 1$$

Al fine di garantire un guadagno a ciclo chiuso per il sistema controllato, pari a quello del sistema sottoposto a test $\pm 1\%$

$$K_W \in \left(1 \pm \frac{1}{100}\right) \cdot k_P \rightarrow 9.9 \leq K_W \leq 10.1$$

nella scorsa esercitazione abbiamo discusso le motivazioni che ci hanno portato ad optare per uno schema di controllo a controreazione non-unitario come in Figura 1 e successivamente derivato le strutture, suggerite in questa esercitazione, rispettivamente per il blocco di trasduzione

$$H(s) = \frac{1}{K_d} = \frac{1}{k_P} = 0.1$$

e per il blocco di regolazione

$$C(s) = \frac{k_C}{s^{v_c}} \cdot C'(s), \quad k_C = 100, \quad v_c = 0, \quad C'(0) = 1$$

Si noti come la soluzione che prevedeva l'inserimento di un polo nell'origine ($v_c = 1, \forall k_C > 0$) nel regolatore sia stata scartata, in quanto questa avrebbe comportato una fortissima riduzione della banda passante a ciclo chiuso del sistema (vedi Figura 11 e 12 Esercitazione 7).

Assegnate le caratteristiche statiche per il regolatore $C(s)$ e per il blocco di trasduzione $H(s)$, al fine di dimostrare che questa configurazione per il loop di controllo sia in grado di soddisfare la specifica sul K_W , si ricava la f.d.t. ingresso-uscita del sistema:

$$W(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = K_d \cdot \frac{k_C k_P \cdot C'(s) P'(s)}{K_d \cdot s^{v_c} + k_C k_P \cdot C'(s) P'(s)} \Big|_{\substack{K_d=k_P \\ v_c=0}} = k_P \cdot \frac{k_C k_P \cdot C'(s) P'(s)}{k_P + k_C k_P \cdot C'(s) P'(s)}$$

ed infine applicando il Teorema del Valore Finale

$$K_W = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot W(s) \cdot R(s) \Big|_{R(s)=\frac{1}{s}} = k_P \cdot \frac{k_C k_P}{k_P + k_C k_P} = \frac{k_C k_P}{1 + k_C} = \frac{1000}{101} = 9.901$$

si mostra come la specifica sul guadagno a ciclo chiuso del sistema in controreazione risulti verificata.

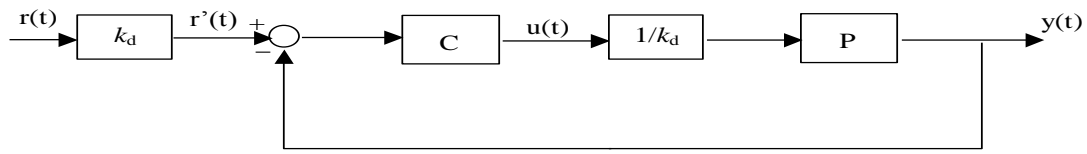


Figura 2. Manipolazione schema a blocchi a retroazione non unitaria.

2. Si completi la progettazione del controllore in modo che si soddisfi la seguente specifica:

- Risposta in frequenza del sistema a ciclo chiuso compresa entro $-3 \div +1.5$ dB del valore in regime d.c. in una banda $0 \div 50$ Hz.

La richiesta di avere a ciclo chiuso una risposta in frequenza compresa tra -3 ed $+1.5$ dB del valore in regime nella banda $0 \div 50$ Hz, altro non significa che per il nostro sistema è richiesta una Banda Passante a 3dB B_3 di circa 50 Hz, e inoltre che è contemplata la possibilità di avere un modulo alla risonanza M_r non superiore a

$$M_r|_{dB} \leq K_W|_{dB} + 1.5dB$$

Ricordando che molte delle relazioni tra specifiche a ciclo chiuso e ciclo aperto sono definite per sistemi a retroazione unitaria (vedi per esempio la carta dei legami tra $M_r[dB]/\mathbf{m}_\phi[deg]$ in Allegato 2), è sempre bene riportare il proprio sistema di controllo come tale, utilizzando l'algebra degli schemi a blocchi. Lo schema a blocchi risultante è riportato in Figura 2.

Si fa notare come la presenza di una **retroazione non unitaria statica** non implica alcuna particolare considerazione riguardo la banda passante a ciclo chiuso del sistema in quanto questa non è influenzata dal blocco statico a monte del sistema a retroazione unitaria.

$$B_3 \equiv B_3 \left\{ W(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} \right\} = B_3 \left\{ W'(s) = \frac{Y(s)}{R'(s)} \right\} \equiv B'_3$$

Al contrario, il modulo alla risonanza risente invece del blocco statico a monte

$$M_r \equiv M_r\{W(s)\} = K_d \cdot M_r\{W'(s)\} \equiv K_d \cdot M'_r$$

Per cui la specifica sul modulo alla risonanza a ciclo chiuso può essere riscritta come segue:

$$M_r[dB] = [K_d \cdot M'_r]_{dB} = k_P|_{dB} + M'_r|_{dB} \leq K_W|_{dB} + 1.5dB \quad \rightarrow$$

$$\rightarrow M'_r|_{dB} \leq K_W|_{dB} + 1.5dB - k_P|_{dB}$$

Dalla quale si ricava la seguente specifica sul modulo alla risonanza richiesta:

$$M'_r|_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(10 \cdot \frac{100}{1 + 100} \right) + 1.5 - 20 = 1.4136dB$$

Tale specifica, deve poi essere tradotta in una specifica sul margine di fase \mathbf{m}_ϕ della f.d.t. a ciclo aperto attraverso la curva dei legami tra $M_r[dB]/\mathbf{m}_\phi[deg]$ per sistemi a retroazione unitaria in Allegato 2.

Come mostrato in Figura 3, è possibile ricavare il seguente valore per il margine di fase desiderato:

$$\mathbf{m}_\phi^{des} \approx 57deg$$

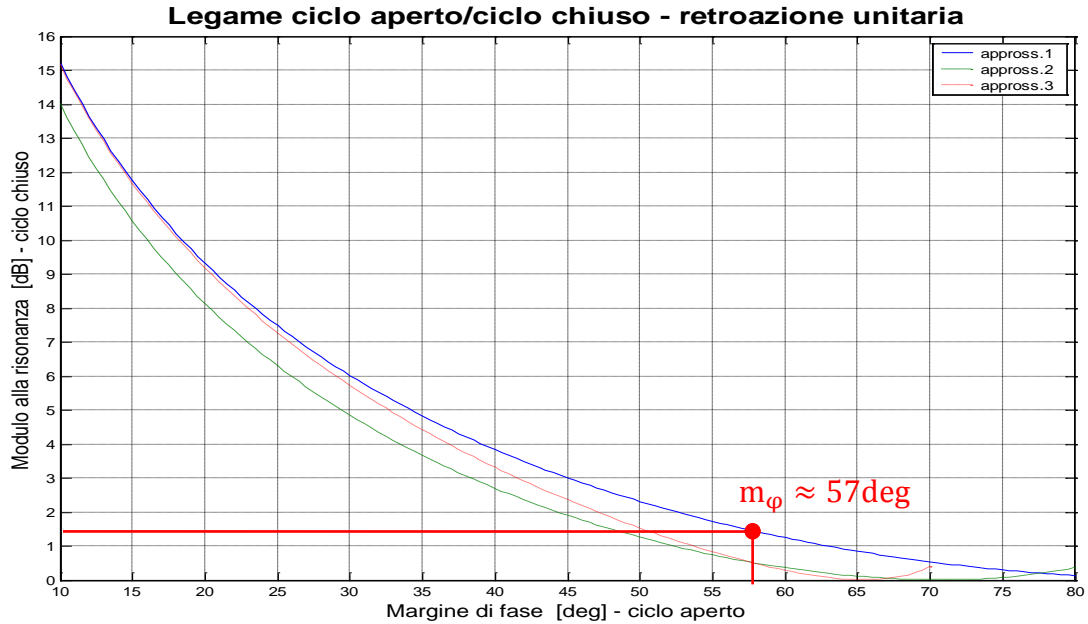


Figura 3. Utilizzo carta dei legami tra M_r [dB] e m_ϕ [deg] per sistemi a retroazione unitaria

Per quanto riguarda invece la frequenza di attraversamento desiderata ω_{td} , essendo richiesta una Banda Passante a ciclo chiuso di circa 50Hz, sulla base del legame tra B_3 e ω_t a ciclo aperto per sistemi a poli dominanti si ricava

$$\omega_t = [3 \div 5] \cdot B'_3 \rightarrow \omega_t \approx 4 \cdot B'_3 \geq 200 \text{ rad/sec}$$

Una volta ricavate le specifiche di riferimento a ciclo aperto

$$m_\phi^{\text{deg}} \approx 57 \text{ deg} \quad @ \quad \omega_{td} \approx 200 \text{ rad/sec}$$

iniziamo col valutare i margini di stabilità della f.d.t. a ciclo aperto del sistema nell'ipotesi che la parte dinamica del regolatore sia un blocco istantaneo a guadagno unitario ($C'(s)=1$):

$$F(s) = C(s)P(s)H(s) = \frac{k_c k_p P'(s)}{K_d} \cdot C'(s) = 10 \cdot P(s) \cdot C'(s), \quad C'(s) = 1$$

La risposta armonica della $F(s)$ si ottiene da quella del processo $P(s)$ semplicemente traslando tale risposta armonica di 20dB verso l'alto, o equivalentemente attraverso una traslazione rigida di -20dB dell'asse delle ascisse del diagramma dei moduli verso il basso. La risposta armonica risultante è mostrata in Figura 4.

In base alle seguenti definizioni

$$m_g|_{\text{dB}} = 20 \cdot \log_{10}(1) - 20 \cdot \log_{10} |F(j\omega_c)| = -20 \cdot \log_{10} |F(j\omega_c)|, \quad \omega_c: \angle F(j\omega_c) = -180 \text{ deg}$$

$$m_\phi|_{\text{deg}} = \angle F(j\omega_t) - (-180 \text{ deg}) = \angle F(j\omega_t) + 180 \text{ deg}, \quad \omega_t: |F(j\omega_t)| = 1 \equiv |F(j\omega_t)|_{\text{dB}} = 0$$

ricaviamo i valori dei margini di guadagno e fase

$$m_g|_{\text{dB}} = -14 \text{ dB} \quad @ \quad \omega_c = 355 \text{ rad/sec}$$

$$m_\phi|_{\text{deg}} = -33.7 \text{ deg} \quad @ \quad \omega_t = 715 \text{ rad/sec}$$

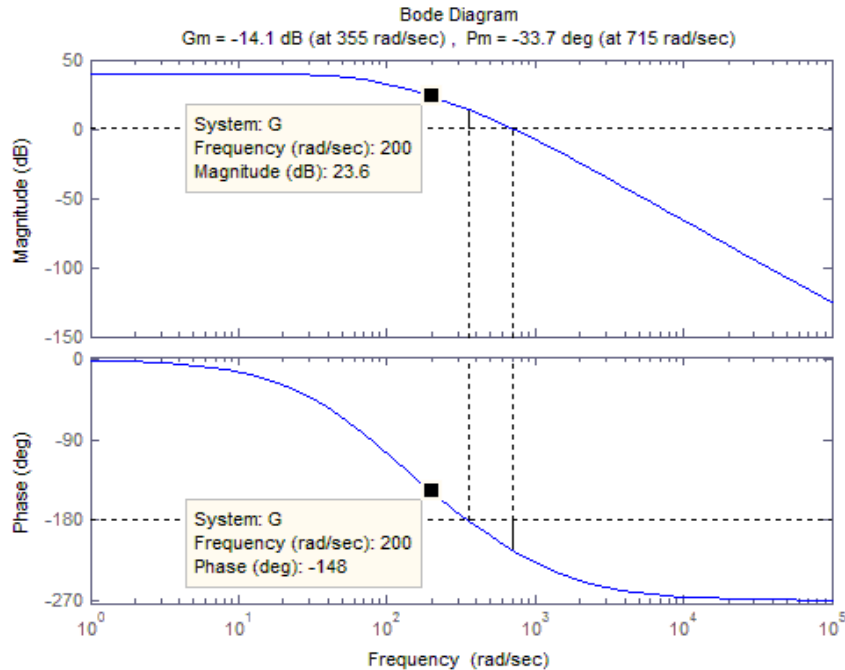


Figura 4. Risposta armonica della f.d.t. $F(j\omega) = k_c \cdot P(j\omega)/K_d$.

Il sistema a ciclo chiuso con la sola correzione statica oltre che risultare instabile, presenta una pulsazione di attraversamento decisamente superiore a quella desiderata.

Al fine di portare la pulsazione di attraversamento da $\omega_t = 715 \text{ rad/sec}$ a 200 rad/sec sarà quindi necessario introdurre una Azione Attenuatrice a $\bar{\omega}_i \approx 200 \text{ rad/sec}$. Poiché, come mostrato in Figura 4 la risposta armonica del processo a tale frequenza presenta le seguenti caratteristiche:

$$\omega = \bar{\omega} : \begin{cases} \angle F(j\bar{\omega}) = -148 \text{ deg} \\ |F(j\bar{\omega})|_{\text{dB}} = +23.6 \text{ dB} \end{cases}$$

È chiaro che al fine di garantire

$$m_{\phi}^{\text{deg}} \approx +57 \text{ deg} \quad @ \quad \omega_{td} \approx 200 \text{ rad/sec}$$

Sarà necessario introdurre contemporaneamente le seguenti correzioni sui moduli e sulle fasi

$$\begin{cases} |F(j\bar{\omega})|_{\text{dB}} + \Delta M = 0 \text{ dB} \\ \angle F(j\bar{\omega}) + \Delta \phi + 180 = +57 \text{ deg} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \Delta M = -23 \text{ dB} \\ \Delta \phi = +57 + 148 - 180 = +25 \text{ deg} \end{cases}$$

Ovvero inserire una attenuazione sui moduli per portare la pulsazione di attraversamento a 200 rad/sec , ma contemporaneamente compensare le fasi con un anticipo di $+25 \text{ deg}$, richiesta impossibile senza l'utilizzo di una ulteriore Azione Anticipatrice.

La combinazione a cascata di un rete di correzione Attenuatrice ed una Anticipatrici è più comunemente note come Rete di correzione a Sella.

Inoltre ricordando che, rispettivamente

- l'Azione Attenuatrice data la struttura polo-zero tende ad inserire un ritardo di fase $\Delta \phi^{\text{att}} < 0$;
- l'Azione Anticipatrice data la struttura zero-polo tende ad incrementare i moduli ($\Delta M^{\text{ant}} > 0$);

allora la richiesta di garantire tali incrementi sui moduli e sulle fasi della $F(j\omega)$ deve essere intesa come l'azione complessiva delle due reti, ovvero:

$$\Delta M = \Delta M^{att} + \Delta M^{ant} = -23.6\text{dB}$$

$$\Delta \varphi = \Delta \varphi^{ant} + \Delta \varphi^{att} = +25\text{deg}$$
(1)

Di conseguenza avremo che l'azione attenuatrice dovrà compensare un ulteriore contributo ΔM^{ant} , così come l'azione anticipatrice compenserà l'ulteriore ritardo di fase della rete Attenuatrice $\Delta \varphi^{att}$.

$$\Delta M^{att} \leq -23\text{dB} - \Delta M^{ant}$$

$$\Delta \varphi^{ant} \geq +25\text{deg} - \Delta \varphi^{att}$$

A questo punto ci troviamo a risolvere un problema sovradimensionato in due equazioni e quattro incognite, le quali incognite però devono essere compatibili con le configurazioni per Reti Attenuatrici ed Anticipatrici fornite dai Diagrammi Universali.

Ispezionando tali curve, e ricordando che quando si progetta una correzione Attenuatrice si tende a lavorare sulla regione destra dei Diagrammi Universali (evidenziata in blu in Figura 5), mentre quando si progetta una correzione Anticipatrice si tende a lavorare sulla regione sinistra dei Diagrammi Universali (evidenziata in verde in Figura 5), due possibili reti che permettono di soddisfare la specifica risultano:

$$\begin{aligned} \text{Azione Attenuatrice: } \begin{matrix} u_i = 100 \\ m_i = 20 \end{matrix} &\rightarrow \begin{cases} \Delta M^{att} \approx -26\text{dB} \\ \Delta \varphi^{att} \approx -10\text{deg} \end{cases} \\ \text{Azione Anticipatrice: } \begin{matrix} u_a = 0.8 \\ m_a = 16 \end{matrix} &\rightarrow \begin{cases} \Delta M^{ant} \approx +2\text{dB} \\ \Delta \varphi^{ant} \approx +35\text{deg} \end{cases} \end{aligned}$$
(2)

Che come mostrato di seguito tali reti compensano completamente i requisiti in (1):

$$\Delta M = \Delta M^{att} + \Delta M^{ant} = -26 + 2 = -24\text{dB}$$

$$\Delta \varphi = \Delta \varphi^{ant} + \Delta \varphi^{att} = +35 - 10 = +25\text{deg}$$

In base alla definizione di pulsazione normalizzata $u = \bar{\omega} \cdot \tau$ otteniamo le seguenti reti di correzione:

$$C_{att}(u) = \frac{(1 + j \cdot \frac{u_i}{m_i})}{(1 + j \cdot u_i)} \rightarrow C_{att}(s) = \frac{(1 + \frac{\tau_i}{m_i} \cdot s)}{(1 + \tau_i \cdot s)}, \quad \tau_i = \frac{u_i}{\bar{\omega}} = 0.5$$

$$C_{ant}(u) = \frac{(1 + j \cdot u_a)}{(1 + j \cdot \frac{u_a}{m_a})} \rightarrow C_{ant}(s) = \frac{(1 + \tau_a \cdot s)}{(1 + \frac{\tau_a}{m_a} \cdot s)}, \quad \tau_a = \frac{u_a}{\bar{\omega}} = 0.004$$

Il risultante controllore che permette di garantire le specifiche richieste è riportato di seguito:

$$C(s) = k_c \cdot C'(s) = k_c \cdot C_{att}(s) \cdot C_{ant}(s) = k_c \cdot \frac{(1 + \frac{0.5}{20} \cdot s) \cdot (1 + 0.004 \cdot s)}{(1 + 0.5 \cdot s) \cdot (1 + \frac{0.004}{16} \cdot s)}$$

A conferma in Figura 6, sulla sinistra sono riportati gli andamenti dei Diagrammi di Risposta Armonica rispettivamente della f.d.t. a ciclo aperto prima e dopo la correzione dinamica. Sulla destra invece sono riportati i valori per i margini di fase e guadagno dopo l'applicazione della rete di correzione a Sella, dalla quale si nota come le specifiche a ciclo aperto siano approssimativamente soddisfatte:

$$\mathbf{m}_\varphi = +57.1\text{deg} \quad @ \quad \omega_t = 199\text{rad/sec}$$

Diagramma universale $G(u)=(1+u)/(1+u/m)$

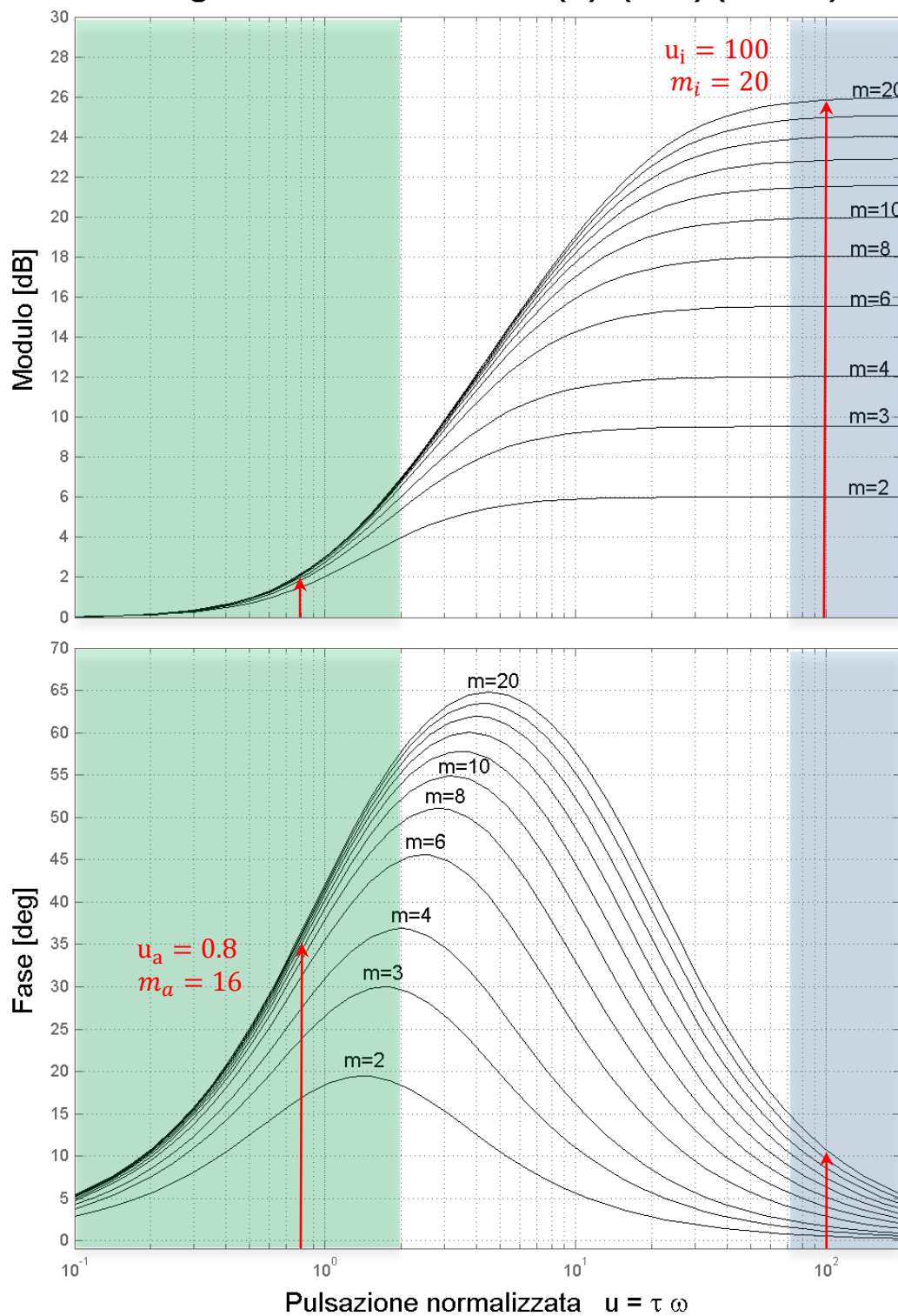


Figura 5. Digramma Universali per la Sintesi per Tentativi in ω .

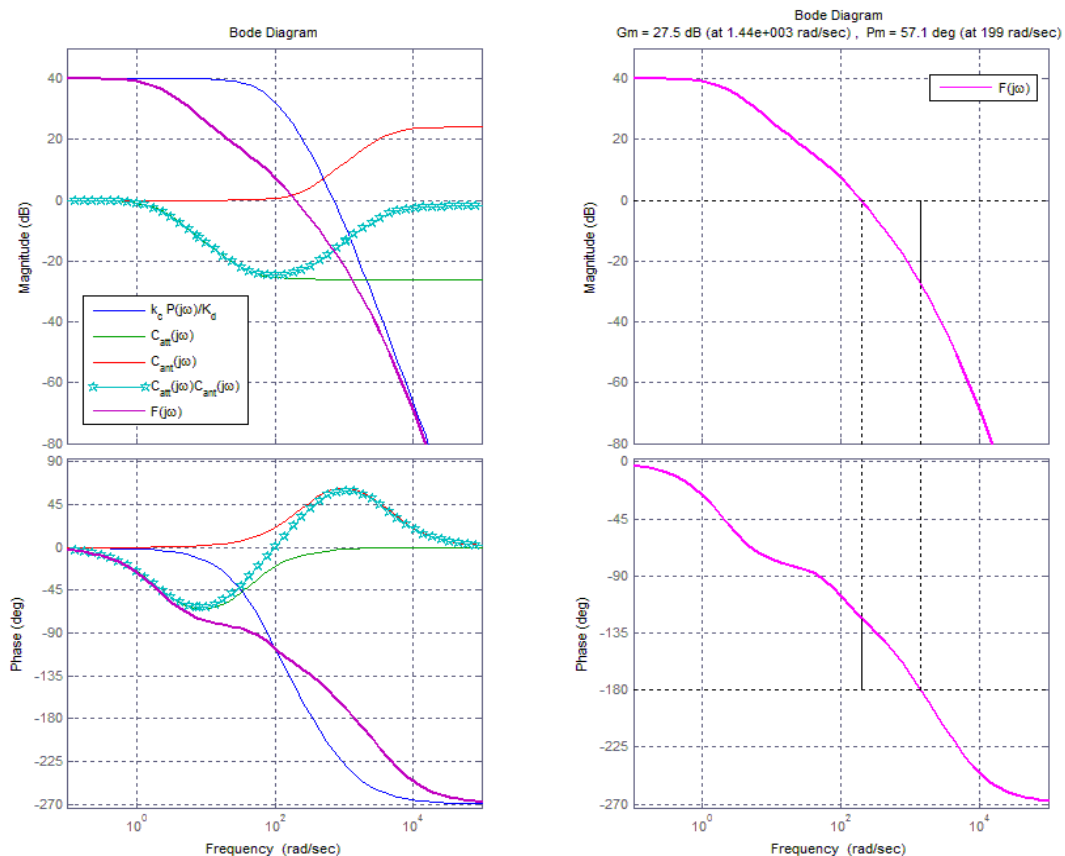


Figura 6. Diagrammi di Risposta Armonica relativi alla sintesi della Rete di correzione a sella.

Ad ogni modo, poiché i legami ciclo-aperto/ciclo-chiuso sono dei legami approssimati, l'aver soddisfatto le specifiche ad anello aperto non garantisce che anche le specifiche a ciclo chiuso di partenza lo siano.

A tal fine è necessario valutare il picco di risonanza M_r [dB] e la banda passante del sistema ad anello chiuso B_3 tracciando sulla carta di Nichols¹ il digramma di Risposta Armonica della $F(j\omega)$.

Dall'analisi del Diagramma di Nichols in Figura 7, si può valutare dal plot a sinistra o equivalentemente dallo zoom in alto a destra che il valore massimo del modulo alla di risonanza a ciclo chiuso M_r sarà compreso tra le curve a 0.5dB e 1dB:

$$M_r \in [0.5 \div 1] \text{ dB} \approx 0.7 \text{ dB} \quad @ \quad f_r = \frac{\omega_r}{2\pi} = \frac{163}{2\pi} = 25.9423 \text{ Hz}$$

¹ L'impiego della carta di Nichols prevede di riportare sulla carta un congruo numero di punti della f.d.t. a ciclo aperto $F(j\omega)$, la cui ordinata corrisponde all'ordinata del diagramma dei moduli e la cui ascissa corrisponde all'ordinata del diagramma delle fasi, in corrispondenza dello stesso valore di ω . Tali punti possono essere considerati come campioni del diagramma di Nichols della $F(j\omega)$.

Da tale curva è immediato ricavare, sempre per punti ed eventualmente interpolando tra i valori discreti di modulo e fase a ciclo chiuso riportati sui corrispondenti luoghi, l'andamento della risposta armonica a ciclo chiuso del sistema a retroazione unitaria allo studio o, più specificamente, i valori delle specifiche di progetto quali modulo e pulsazione di risonanza (ω_r, M_r) e banda passante B_3 evitando procedure analitiche lunghe e pesanti da sviluppare a tavolino, quali la determinazione dell'espressione della $W(j\omega)$ nella forma adatta per il tracciamento dei relativi diagrammi di Bode o quella, ancora più lunga, di antitrasformazione nel dominio del tempo.

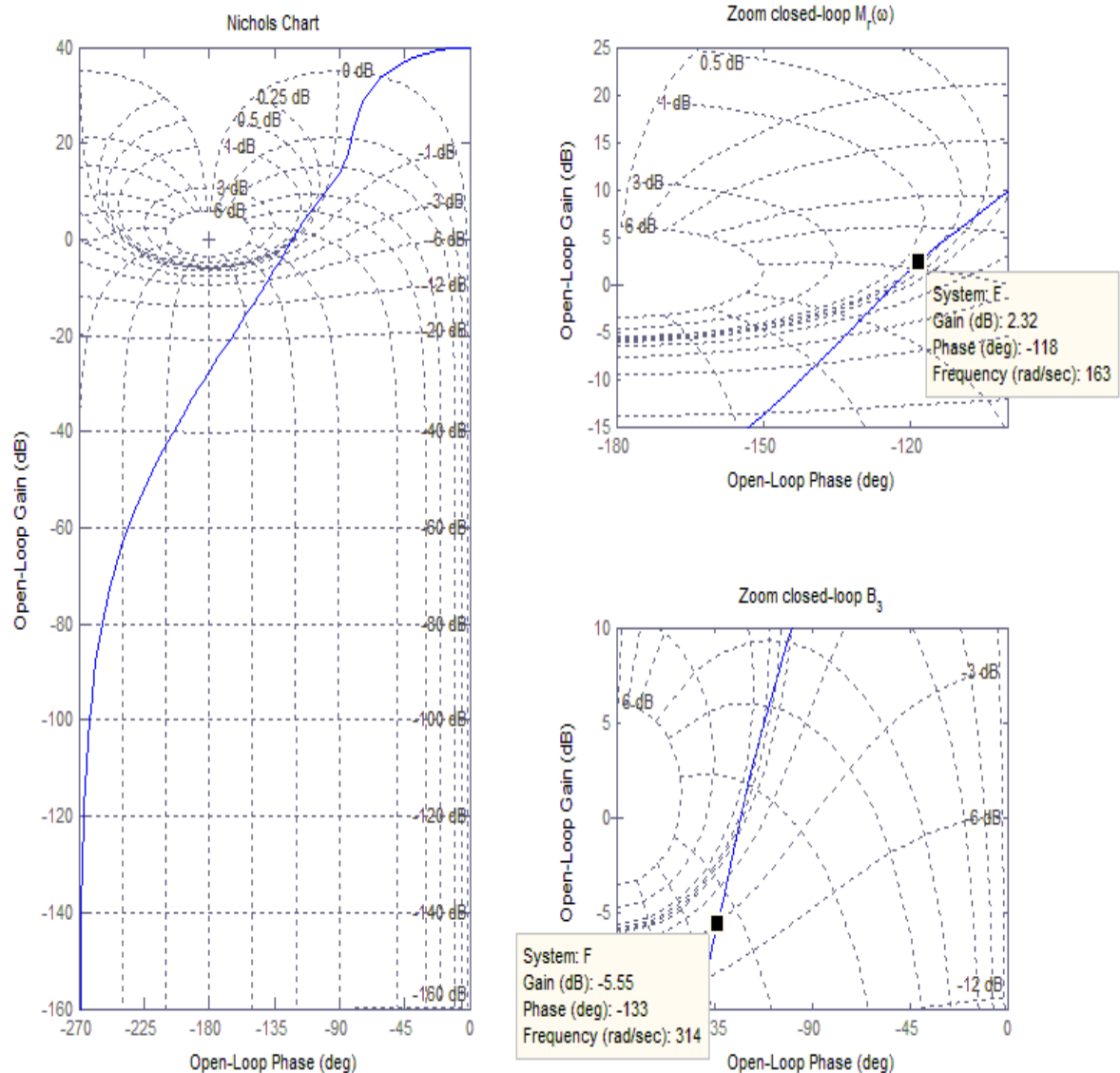


Figura 7. Diagrammi di Nichols della $F(j\omega)$ per la verifica delle specifiche a ciclo chiuso.

Per quanto riguarda invece la banda passante a ciclo chiuso, come mostrato dallo zoom in basso a destra di Figura 7, la coppia di valori di modulo e fase della $F(j\omega)$ che l'intersecano la curva della griglia a -3dB sono associati alla pulsazione angolare 314rad/sec , per cui esplicitando la B_3 si ottiene:

$$B_3 = \frac{314}{2\pi} \approx 50\text{Hz}$$

la quale soddisfa perfettamente le specifiche richieste.

3. Per quanto riguarda l'implementazione elettronica del controllore possiamo utilizzare gli schematici forniti durante l'esercitazione per implementare la funzione di trasferimento del controllore. Uno dei vari modi possibili è quello di implementare le varie azioni correttive con dei circuiti passivi ed inserire un amplificatore per tenere conto del guadagno e contemporaneamente eseguire il disaccoppiamento con resto del loop di controllo $P(j\omega)$.

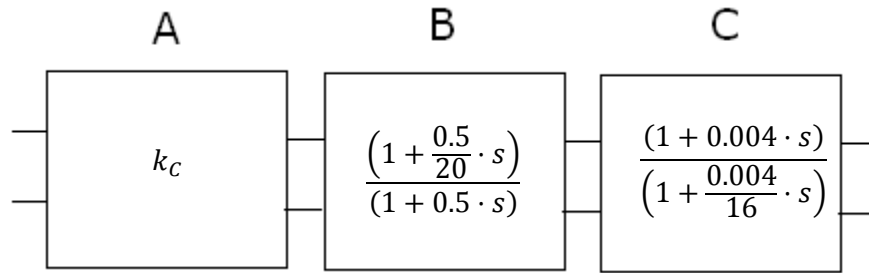


Figura 8. Cascata di doppi bipoli rappresentativa del regolatore $C(s)$.

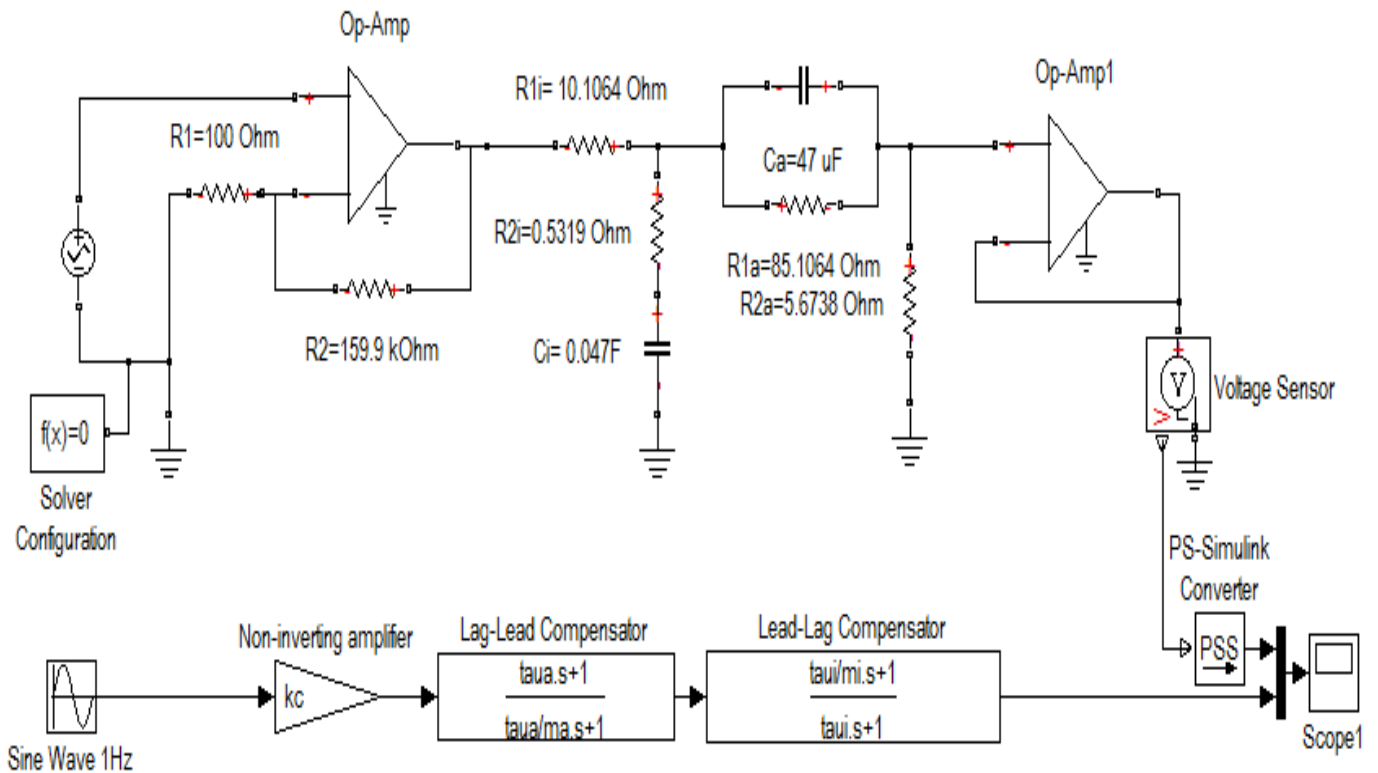


Figura 9. Realizzazione Elettrica del regolatore $C(s)$ utilizzando i blocchi Simulink della libreria Simscape e confronto del risultato con i classici blocchi Transfer Function.

Una possibile schematizzazione del regolatore $C(s)$ è riportato in Figura 8, dove ciascuna rete 2-porte, rappresenta una parte del regolatore. Lo schema elettrico completo dei tre blocchi in cascata è invece riportato in Figura 9. Tale schema è stato realizzato utilizzando i blocchi Simulink della Simscape.

Di seguito riportiamo una possibile implementazione per ciascun blocco:

- Il blocco A, rappresentativo del guadagno statico del regolatore ($k_C = 100$) può essere realizzato attraverso un amplificatore operazionale in configurazione non invertente come in Figura 9. Supponendo l'operazionale ideale e data la sua funzione di trasferimento, i valori delle resistenze R_1 ed R_2 sono stati scelti come segue:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad \begin{cases} R_1 = 100\Omega \\ R_2 = \left(k_C \cdot \frac{R_{1a} + R_{2a}}{R_{2a}} - 1 \right) \cdot R_1 = 159.9k\Omega \end{cases}$$

Si noti che le resistenze sono state dimensionate in modo tale da compensare anche l'attenuazione introdotta della rete anticipatrice ($R_{2a}/(R_{1a} + R_{2a})$) che essendo implementata con un circuito passivo non può avere guadagni maggiori di uno per nessuna frequenza.

- Per quanto riguarda la rete Attenuatrice rappresentata dal blocco B, essa può essere implementata elettricamente come in Figura 9 dalla porzione di circuito composta dai componenti discreti R_{1i} , R_{2i} e C_i . Ricavando la f.d.t. del blocco, di seguito è mostrato come ricavare i valori per le resistenze e la capacità.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{sC_i} + R_{2i}}{R_{1i} + R_{2i} + \frac{1}{sC_i}} = \frac{(1 + R_{2i}C_i \cdot s)}{(1 + (R_{1i} + R_{2i})C_i \cdot s)}$$

$$\tau_i = R_{2i}C_i = 0.5 \quad , \quad m_i = \frac{R_{1i} + R_{2i}}{R_{2i}} = 20$$

$$C_i = 47mF \quad , \quad R_{2i} = \frac{\tau_i}{m_i C_i} = 0.5319\Omega \quad , \quad R_{1i} = (m_i - 1) \cdot R_{2i} = 10.1064\Omega$$

Ovviamente occorrerà rinormalizzare il dimensionamento al fine di ottenere valori per i componenti discreti compatibili con i valori disponibili in commercio.

- L'azione Anticipatrice rappresentata dal blocco C di Figura 8, può essere invece implementata elettricamente come in Figura 9 dalla porzione di circuito composta dai componenti discreti R_{1a} , R_{2a} e C_a . Ricavando la f.d.t. del blocco, di seguito è mostrato come ricavare i valori per le resistenze e la capacità.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{2a}}{\left(R_{2a} + \frac{R_{1a} \frac{1}{sC_a}}{R_{1a} + \frac{1}{sC_a}} \right)} = \frac{R_{2a}}{R_{1a} + R_{2a}} \cdot \frac{(1 + R_{1a}C_a \cdot s)}{\left(1 + \frac{R_{1a}R_{2a}}{R_{1a} + R_{2a}} C_a \cdot s \right)}$$

Si noti come in questo caso il guadagno statico non può essere unitario in quanto essendo la rete passiva essa non potrebbe fornire l'amplificazione necessaria alle alte frequenze. Di questo guadagno se ne è tenuto conto nel blocco A.

$$\tau_a = 0.004 \quad , \quad m_a = 16$$

$$C_a = 47\mu F \quad , \quad R_{1a} = \frac{\tau_a}{C_a} = 85.1064\Omega \quad , \quad R_{2a} = \frac{R_{1a}}{(m_a - 1)} = 5.6738\Omega$$

Chiaramente i valori dei componenti possono essere tarati moltiplicando le resistenze per una costante e dividendo la capacità per la stessa in modo di ottenere valori compatibili con i componenti commercialmente disponibili.

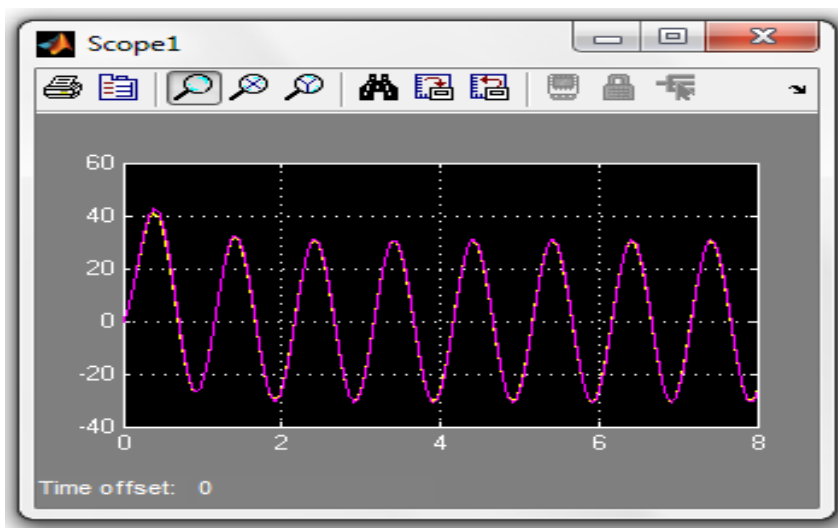


Figura 10. Realizzazione Elettrica

Una volta progettati i blocchi occorre valutare gli effetti di carico tra le reti o alternatively inserire un inseguitore di tensione per diminuire la resistenza di uscita della rete. Per quanto riguarda l'impedenza d'ingresso, essendo il blocco A realizzato mediante un Amplificatore Operazione in configurazione non-invertente esso presenta già la massima impedenza possibile, tipicamente dell'ordine di $10^{12}\Omega$.

Da notare che circuiti più ottimizzati che utilizzano meno componenti sono senz'altro da preferire ma sarà scopo del corso di Elettronica 1 entrare nei dettagli realizzativi.

Con riferimento allo schema elettrico in Figura 9, in Figura 10 mostriamo il confronto della risposta del regolatore ad un ingresso sinusoidale con frequenza 1Hz e ampiezza 1V, implementato sia attraverso i blocchi elettrici della libreria Simscape che attraverso i classici blocchi *Transfer Function* di Simulink; come possiamo vedere la risposta è praticamente identica.

Si tenga presente che i blocchi *Transfer Function* sono automaticamente disaccoppiati, mentre quando si utilizzano implementazioni di tipo circuitale bisogna invece tenere sempre presente degli eventuali fenomeni di carico e se necessario disaccoppiare attraverso appropriati circuiti.

Per completezza di seguito è riportato il codice MatLab relativo all'esercitazione appena discussa. Copiare ed incollare il seguente codice in un MatLab m-file per eseguire in blocco tutte le istruzioni.

```
%% Esercitazione 8 Controlli Automatici
clc, clear all, close all
% Tabella risultati risposta armonica
dt=[1e-3 1e-3 1e-5 1e-5 1e-5 1e-5]';
Tfinal=[5 1.5 0.7 0.4 0.25 0.235]';

fe=[2 10 25 50 100 500]';
UM=[1 1 1 5 5 10]';
YM=[9.755 6.291 2.250 3.254 0.690 0.017]';
dT=[-25.3 -21.5 -14.8 -9.6 -5.8 -1.4]'*1e-3;

MdB=20*log10(YM./UM)
omegae=2*pi*fe
dPhi=(180/pi)*omegae.*dT

% Stima delle costanti di tempo del processo
wp1=2*pi*10; wp2=2*pi*20; wp3=2*pi*100
% F.d.t. P(s)
```



```
P=tf(10,conv([1/wp1 1],conv([1/wp2 1],[1/wp3 1])) ) )

% Stima delle costanti di tempo del processo
wp1=2*pi*10; wp2=2*pi*20; wp3=2*pi*100
% F.d.t. P(s)
P=tf(10,conv([1/wp1 1],conv([1/wp2 1],[1/wp3 1])) ) )
% Blocco di retroazione
Kd=10; H=tf(1,Kd);
kc=100; G=kc*P*H

figure(1)
margin(G)
% Progetto Correzione Attenuatrice
wdes=200; ui=100; mi=20;
taui=ui/wdes; Catt=tf([taui/mi 1],[taui 1])
% Progetto Correzione Anticipatrice
wdes=200; ua=0.8; ma=16;
taua=ua/wdes; Cant=tf([taua 1],[taua/ma 1])
% F.d.t. a ciclo aperto
F=Catt*Cant*G;
W=feedback(Catt*Cant*kc*P,H)

figure(2)
subplot(121)
bode(G,Catt,Cant,Cant*Catt,F), grid
legend('k_c P(j\omega)/K_d','C_{att}(j\omega)',...
'C_{ant}(j\omega)','C_{att}(j\omega)C_{ant}(j\omega)','F(j\omega)')
subplot(122)
margin(F), grid
legend('F(j\omega)')

figure(3)
subplot(2,2,[1 3])
nichols(F), grid
axis([-270 0 -160 40])
subplot(2,2,2)
nichols(F), grid
axis([-180 -100 -15 25])
title('Zoom closed-loop M_r(\omega)')
subplot(2,2,4)
nichols(F), grid
axis([-180 0 -10 10])
title('Zoom closed-loop B_3')
figure(4)
bode(W), grid
%% Dimensionamento Componenti Elettrici
Ci=47e-3; R2i=taui/(mi*Ci); R1i=R2i*(mi-1);
CattEl=tf([Ci*R2i 1],[ (R1i+R2i)*Ci 1])

Ca=47e-6; R1a=taua/Ca; R2a=R1a/(ma-1);
CantEl=(R2a/(R1a+R2a))*...
tf([R1a*Ca 1],[Ca*(R2a*R1a)/(R2a+R1a) 1])

R1amp=100; R2amp=((R2a/(R1a+R2a))^-1*kc-1)*R1amp;
```

Authors: Prof. Elio Usai¹, Ing. Alessandro Pilloni¹.

E. Usai and A. Pilloni are with the Department of Electrical and Electronic Engineering (DIEE), University of Cagliari, Cagliari 09123, Italy. E-mail addresses: {eusai,alessandro.pilloni}@diee.unica.it



This work is licensed under the Creative Commons Attribuzione 3.0 Italia License.
 To view a copy of this license, visit <http://creativecommons.org/licenses/by/3.0/it/>.