

Fondamenti di Automatica
Test di autovalutazione n.3

Con riferimento allo schema di Fig. 1 si risponda alle seguenti domande 1-12.

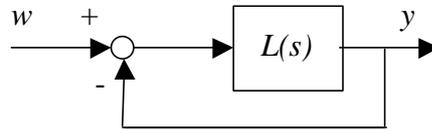


Fig. 1

1. Il diagramma di Nyquist associato alla funzione d'anello $L(s)$ si trova completando il diagramma polare di $L(j\omega)$ con

- [a] il suo simmetrico rispetto all'origine
- [b] il suo simmetrico rispetto all'asse reale
- [c] una semicirconferenza di raggio infinito percorsa in senso orario
- [d] una semicirconferenza di raggio infinito percorsa in senso antiorario
- [e] non so

2. Il criterio di Nyquist serve per discutere la stabilità della funzione di trasferimento

- [a] $L(s)$
- [b] $1 + L(s)$
- [c] $\frac{L(s)}{1 + L(s)}$
- [d] $\frac{1 + L(s)}{L(s)}$
- [e] non so

3. Una condizione sufficiente per l'instabilità del sistema di Fig. 1 è che

- [a] il diagramma di Nyquist di $L(s)$ non faccia giri intorno al punto -1
- [b] il diagramma di Nyquist di $L(s)$ faccia un giro orario intorno al punto -1
- [c] il diagramma di Nyquist di $L(s)$ faccia un giro antiorario intorno al punto -1
- [d] $L(s)$ abbia un polo con parte reale positiva
- [e] non so

4. Si assuma che sia $L(s) = \frac{k}{(1+s)^3}$, con k parametro reale. Allora il sistema di Fig. 1 è asintoticamente stabile per

- [a] $-1 < k < 8$
- [b] $-8 < k < 1$
- [c] $k > 0$
- [d] $0 < k \leq 8$
- [e] non so

5. Il diagramma di Nyquist associato a $L(s) = \frac{10}{1+s}$

- [a] compie un giro orario intorno a -1
 - [b] compie un giro orario intorno a -10
 - [c] compie un giro orario intorno a 1
 - [d] compie un giro orario intorno all'origine
 - [e] non so come sia fatto
-

6. Il criterio di Bode non è applicabile per studiare la stabilità del sistema di Fig. 1 quando

- [a] il guadagno della funzione d'anello $L(s)$ è negativo
- [b] $L(s)$ ha un polo reale positivo
- [c] il margine di fase è negativo
- [d] $L(s)$ ha uno zero reale positivo
- [e] non so

7. Il sistema di Fig. 1 con $L(s) = \frac{10}{1+s}$ possiede

- [a] un margine di guadagno infinito
- [b] un margine di fase infinito
- [c] un margine di fase nullo
- [d] un margine di fase inferiore a 90°
- [e] non so

8. Il margine di guadagno si calcola come

- [a] $|L(j\omega)|$ per $\omega = 0$
- [b] $|L(j\omega)|$ per ω tale che $\arg(L(j\omega)) = -180^\circ$
- [c] $|L(j\omega)|^{-1}$ per ω tale che $\arg(L(j\omega)) = 0^\circ$
- [d] $|L(j\omega)|^{-1}$ per ω tale che $\arg(L(j\omega)) = -180^\circ$
- [e] non so

9. Si supponga che il sistema di Fig. 1 presenti un guadagno d'anello positivo, un margine di fase pari a 30° e una certa pulsazione critica ω_c . Allora, in presenza di un ritardo aggiuntivo, il sistema rimane stabile

- [a] per qualunque ritardo
- [b] per valori del ritardo fino a circa $\frac{1}{2\omega_c}$
- [c] per valori del ritardo fino a circa 30
- [d] per valori del ritardo fino a circa $3\omega_c$
- [e] non so

Nella Fig. 2 sono riportati i diagrammi di Bode associati alla funzione d'anello $L(s)$ del sistema di Fig. 1. Sulla base di tali diagrammi si risponda alle domande 10-12.

10. Il margine di fase vale circa

- [a] 5°
- [b] 17°
- [c] 33°
- [d] 58°
- [e] non so

11. Il margine di guadagno vale circa

- [a] 0.2
- [b] 5
- [c] 10
- [d] 20
- [e] non so

12. La pulsazione critica vale circa

- [a] 0.1
 - [b] 0.2
 - [c] 2
 - [d] 10
 - [e] non so
-
-

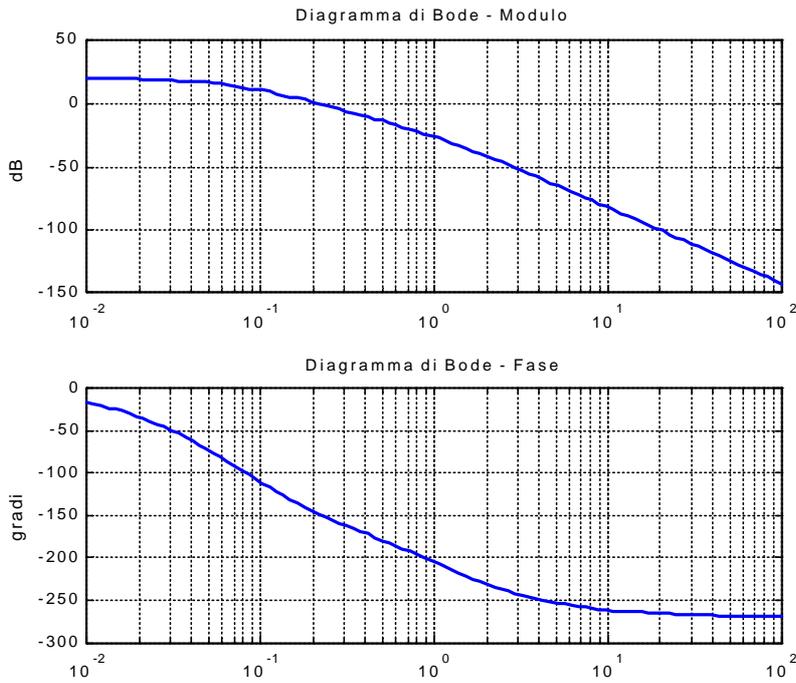


Fig. 2

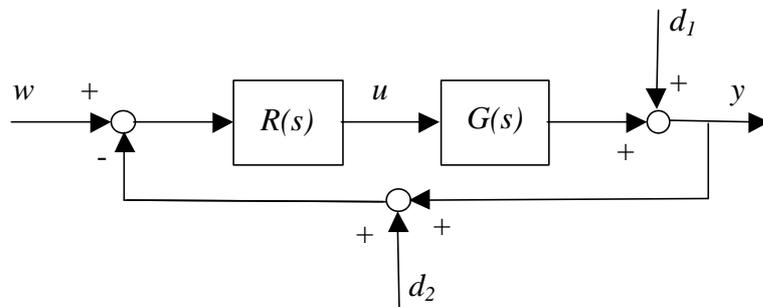


Fig. 3

Con riferimento allo schema di Fig. 3 si risponda alle seguenti domande 13-19.

13. Nel sistema di Fig. 3 con $R(s) = 10$ e $G(s) = \frac{0.3}{s} e^{-0.2s}$ il margine di fase vale circa

- [a] 55° [b] 90° [c] 45° [d] -15° [e] non so

14. Gli zeri della funzione di sensitività $S(s)$ coincidono con

- [a] gli zeri della funzione d'anello $L(s)$
 [b] i poli della funzione d'anello $L(s)$
 [c] gli zeri della funzione $G(s)$
 [d] i poli del sistema in anello chiuso
 [e] non so

15. Nel sistema di Fig. 3 si consideri $R(s) = \frac{0.4}{s}$, $G(s) = \frac{1}{(1+s)^2}$, $d_1(t) = \text{sca}(t)$. A transitorio esaurito, l'uscita y prodotta dal disturbo d_1 è uguale a

- [a] $\frac{1}{0.4}$ [b] $\frac{1}{1.4}$ [c] 0 [d] ∞ [e] non so

16. La risposta di y ad uno scalino unitario del riferimento w è riportata in Fig. 4. Da essa si può dedurre che la funzione di trasferimento d'anello $L(s) = R(s)G(s)$ è data da

[a] $L(s) = \frac{0.4(1-2s)}{(1+s)(1+0.1s)}$

[b] $L(s) = \frac{4(1-2s)}{s(1+0.1s)}$

[c] $L(s) = \frac{0.4(1-2s)}{s(1+0.1s)}$

[d] $L(s) = \frac{0.4(1+2s)}{s(1+0.1s)}$

[e] non so

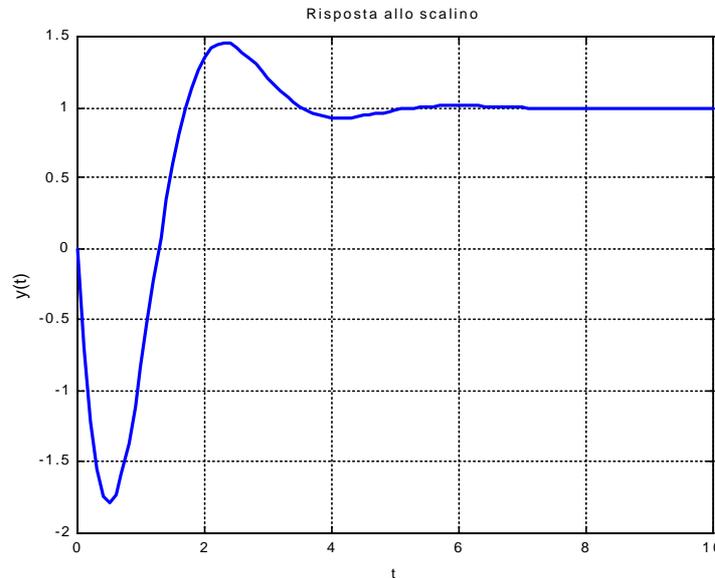


Fig. 4

17. Generalmente lo smorzamento dei poli dominanti in anello chiuso

[a] cresce all'aumentare del margine di fase

[b] decresce all'aumentare del margine di fase

[c] cresce all'aumentare della pulsazione critica

[d] decresce all'aumentare della pulsazione critica

[e] non so come dipenda dal margine di fase e dalla pulsazione critica

18. Si desidera progettare il controllore $R(s)$ per il sistema di controllo di Fig. 3 in modo che la risposta dell'uscita y ad uno scalino del riferimento w si assesti in un intorno di ampiezza 1% del valore di regime entro 5 secondi senza apprezzabili oscillazioni. Indicare quali valori della pulsazione critica e del margine di fase corrispondono a tali prestazioni:

[a] $\omega_c = 0.3 \text{ rad/s}$, $\mathbf{j}_m = 75^\circ$

[b] $\omega_c = 0.8 \text{ rad/s}$, $\mathbf{j}_m = 20^\circ$

[c] $\omega_c = 1 \text{ rad/s}$, $\mathbf{j}_m = 75^\circ$

[d] $\omega_c = 2 \text{ rad/s}$, $\mathbf{j}_m = 30^\circ$

[e] non so

19. Si desidera progettare il controllore $R(s)$ per il sistema di controllo di Fig. 3 in modo che risulti attenuato l'effetto dei disturbi d_1 e d_2 . Sapendo che lo spettro di d_1 è allocato nella banda di pulsazioni $[1,10] \text{ rad/s}$ e quello di d_2 è allocato nella banda $[80,100] \text{ rad/s}$, indicare quale valore della pulsazione critica sia più opportuno imporre

[a] $\omega_c = 0.5 \text{ rad/s}$

[b] $\omega_c = 5 \text{ rad/s}$

[c] $\omega_c = 50 \text{ rad/s}$

[d] $\omega_c = 200 \text{ rad/s}$

[e] non so

20. In un regolatore PID l'azione derivativa ha generalmente lo scopo di

- [a] allargare la banda passante
- [b] migliorare la precisione statica
- [c] restringere la banda passante
- [d] migliorare la moderazione
- [e] non so

21. Il regolatore descritto dalla funzione di trasferimento $R(s) = \frac{5(1+2s)}{s}$

- [a] è un regolatore PD con $K_p = 10$, $K_d = 5$
- [b] è un regolatore PD con $K_p = 5$, $K_d = 10$
- [c] è un regolatore PI con $K_p = 10$, $K_i = 5$
- [d] non è né un regolatore PD né un regolatore PI
- [e] non so che tipo di regolatore sia

=====

Con riferimento al sistema a tempo discreto

$$x_{k+1} = Ax_k + Bu_k$$

$$y_k = Cx_k$$

si risponda alle seguenti domande 22-25.

22. Tutte le condizioni [a]-[d] indicate qua sotto, tranne una, sono sufficienti per concludere che, fissato l'ingresso \bar{u} , lo stato di equilibrio è unico. Individuare la condizione che non è sufficiente.

- [a] A non ha autovalori in $z = 1$
- [b] A è invertibile
- [c] A non ha autovalori con modulo uguale a 1
- [d] $I - A$ è invertibile
- [e] non so

23. Condizione necessaria e sufficiente perché il sistema sia asintoticamente stabile è che tutti gli autovalori di A abbiano

- [a] parte reale minore di 1
- [b] modulo maggiore di 0
- [c] parte reale minore di 0
- [d] modulo minore di 1
- [e] non so

24. La risposta all'impulso per $k > 0$ è data da

- [a] $y_k = CA^{-k}B$
- [b] $y_k = C(kI - A)^{-1}B$
- [c] $y_k = Ce^{Ak}B$
- [d] $y_k = CA^{k-1}B$
- [e] non so

25. Se la matrice A ha tutti i suoi autovalori nell'origine del piano complesso, allora la risposta allo scalino

- [a] tende certamente a zero
 - [b] tende certamente all'infinito
 - [c] raggiunge certamente il valore di regime in un numero finito di passi
 - [d] è certamente monotona
 - [e] non so che caratteristica abbia
-

Con riferimento al sistema a tempo discreto descritto dallo schema a blocchi di Fig. 5, si assuma che sia

$$G_1(z) = \frac{0.5}{z + 0.5}$$

$$G_2(z) = \frac{20}{z}$$

$$G_3(z) = \frac{16}{z - 0.9}$$

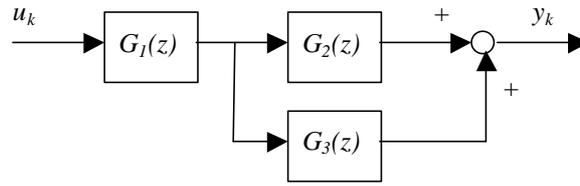


Fig. 5

e si risponda alle domande 26-27.

26. La funzione di trasferimento tra l'ingresso u_k e l'uscita y_k è

[a] $G(z) = \frac{18}{z(z - 0.9)}$	[b] $G(z) = \frac{160}{z(z + 0.5)(z - 0.9)}$	
[c] $G(z) = \frac{10}{z(z + 0.5)}$	[d] $G(z) = \frac{18(z - 0.5)}{z(z + 0.5)(z - 0.9)}$	[e] non so

27. Il guadagno statico tra l'ingresso u_k e l'uscita y_k è

[a] $m = 20/3$	[b] $m = 10$	[c] $m = 60$	[d] $m = 90$	[e] non so
----------------	--------------	--------------	--------------	------------

28. Si consideri il sistema a tempo discreto con ingresso u_k e uscita y_k descritto dalla funzione di trasferimento $G(z) = \frac{2z + 3}{z(z - 1)}$. Qual è il legame nel dominio del tempo tra l'ingresso e l'uscita?

[a] $y_k = y_{k-1} + 2u_{k-1} + 3u_{k-2}$	[b] $y_{k+1} = 2u_k + 3u_{k-1}$	
[c] $y_k = -y_{k-1} + 3u_{k-1} + 2u_{k-2}$	[d] $y_{k+1} = y_k + 3u_{k-1} + 2u_{k-2}$	[e] non so

29. Con riferimento al sistema di Fig. 6, costituito dalla serie di un campionatore e di un mantentore di ordine zero che operano alla stessa frequenza, la risposta y ad un ingresso u a scalino

- [a] è uno scalino a tempo continuo
- [b] è uno scalino a tempo discreto
- [c] è un impulso a tempo continuo
- [d] è un impulso a tempo discreto
- [e] non so che forma abbia

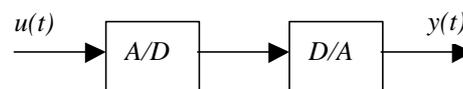


Fig. 6

30. Si vuole realizzare in forma digitale il controllore con funzione di trasferimento $R^o(s) = \frac{s + 1}{s}$.

Se si adotta il metodo di Tustin con periodo di campionamento pari a 0.2, il controllore digitale che si ottiene è

[a] $R(z) = \frac{9z - 11}{10(z - 1)}$	[b] $R(z) = \frac{11z - 9}{10(z - 1)}$	
[c] $R(z) = \frac{11z - 1}{10z}$	[d] $R(z) = \frac{11z - 9}{10(z + 1)}$	[e] non so