

ESEMPI ILLUSTRATIVI DEI PROGRAMMI DELLA CARTELLA PROGETTAZIONE DEI PID

G. e L. Celentano

Esempio 1. Si consideri il processo

$$P(s) = \frac{24(s+4)}{(s+2)(s+6)(s^2+4s+16)} e^{-sT_p}$$

Utilizzando il programma **Ziegler_N_p.m** con:

$$\text{num}=24*[1 \ 4], \text{ den}=\text{conv}(\text{conv}([1 \ 2],[1 \ 6]),[1 \ 4 \ 16]), T_p=0$$

si ha:

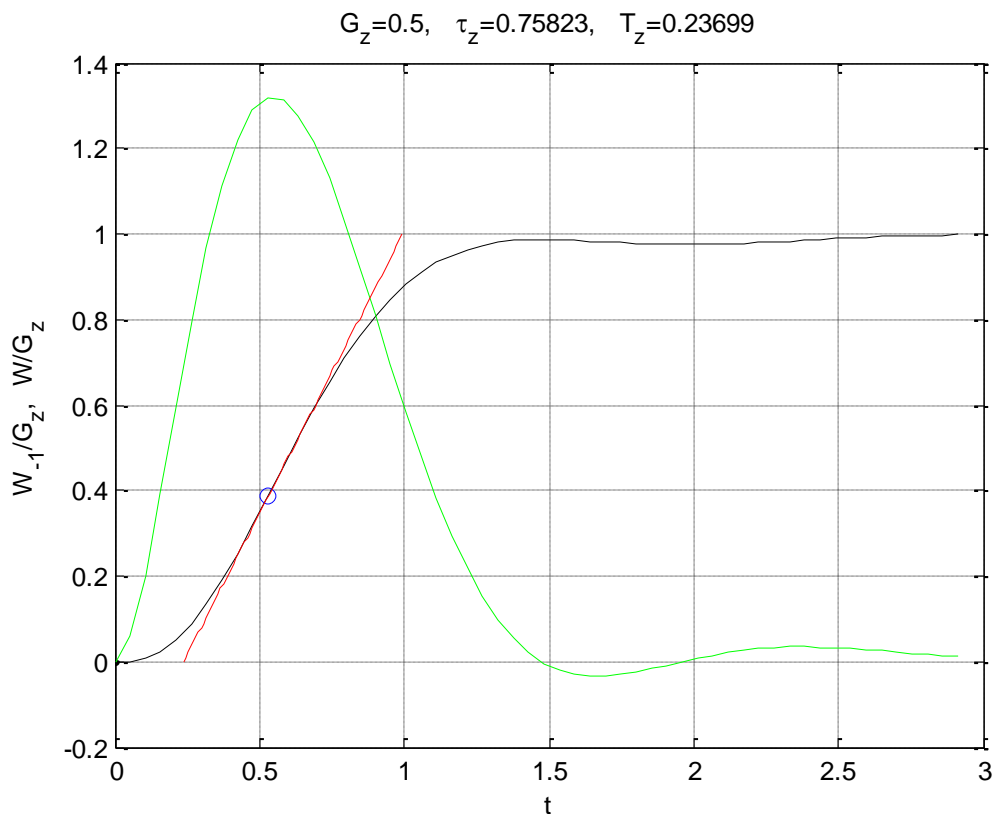


Figura 1

$$P_z(s) = \frac{0.5}{0.75823s+1} \exp(-0.23699s)$$

$G_z_tauz_Tz = 0.5000 \quad 0.7582 \quad 0.2370$

Controllori progettati:

PI = 5.759+8.1004/s

PID = 7.6787+16.2007/s+0.90987s.

Utilizzando lo schema Simulink [c2_PID.mdl](#) si hanno i seguenti andamenti:

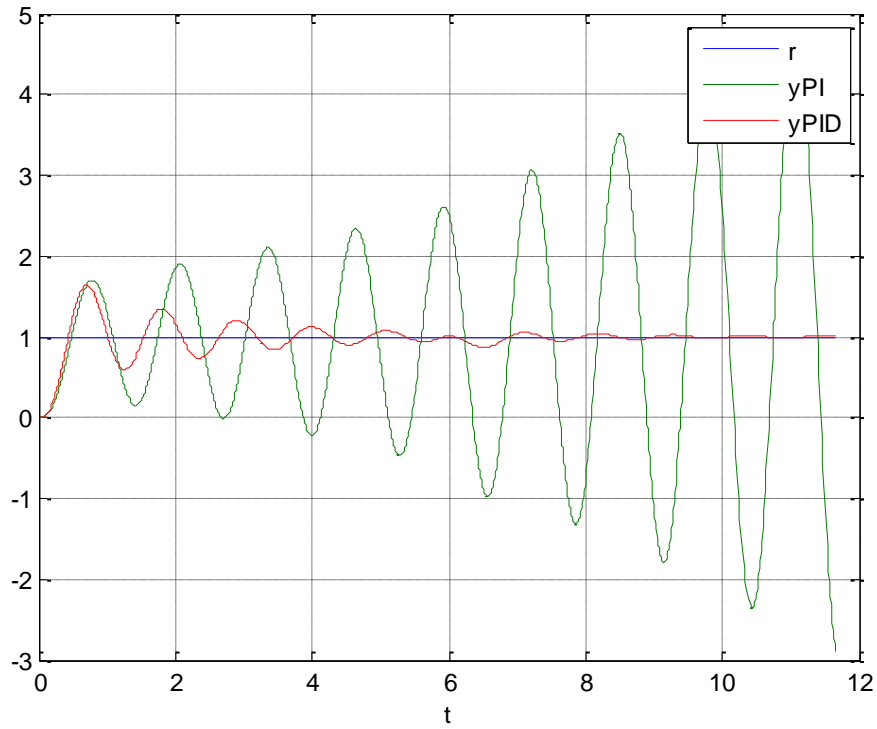


Figura 2

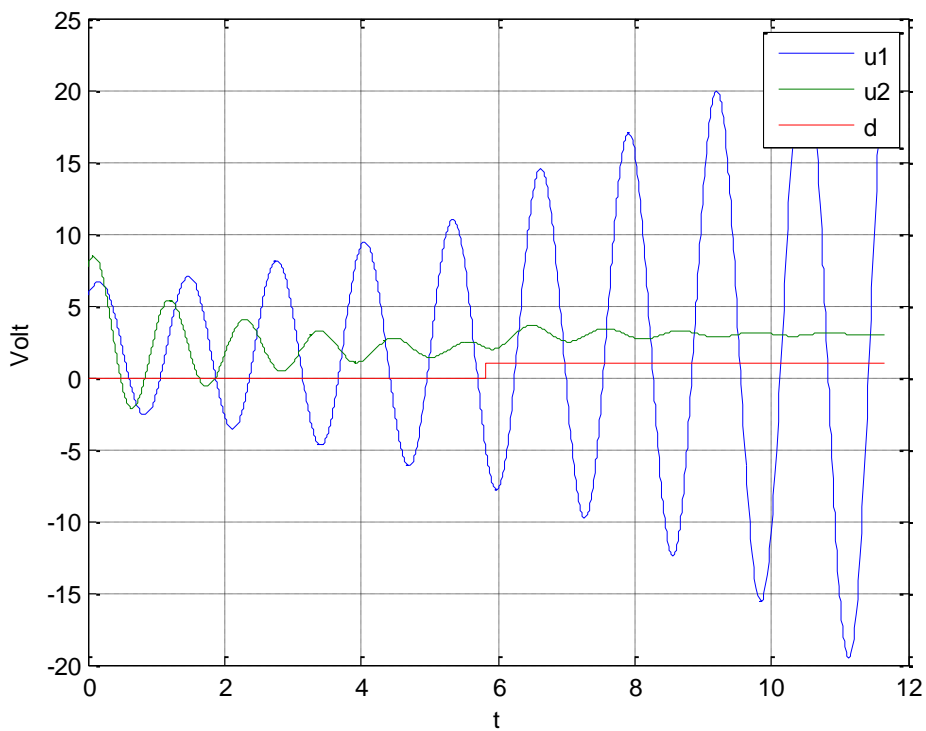


Figura 3

Come si può notare, **con il controllore PI il sistema di controllo risulta instabile!**

Utilizzando il programma **Ziegler_N_p.m** con:

```
num=24*[1 4], den=conv(conv([1 2],[1 6]),[1 4 16]), Tp=0.5
```

si ha:

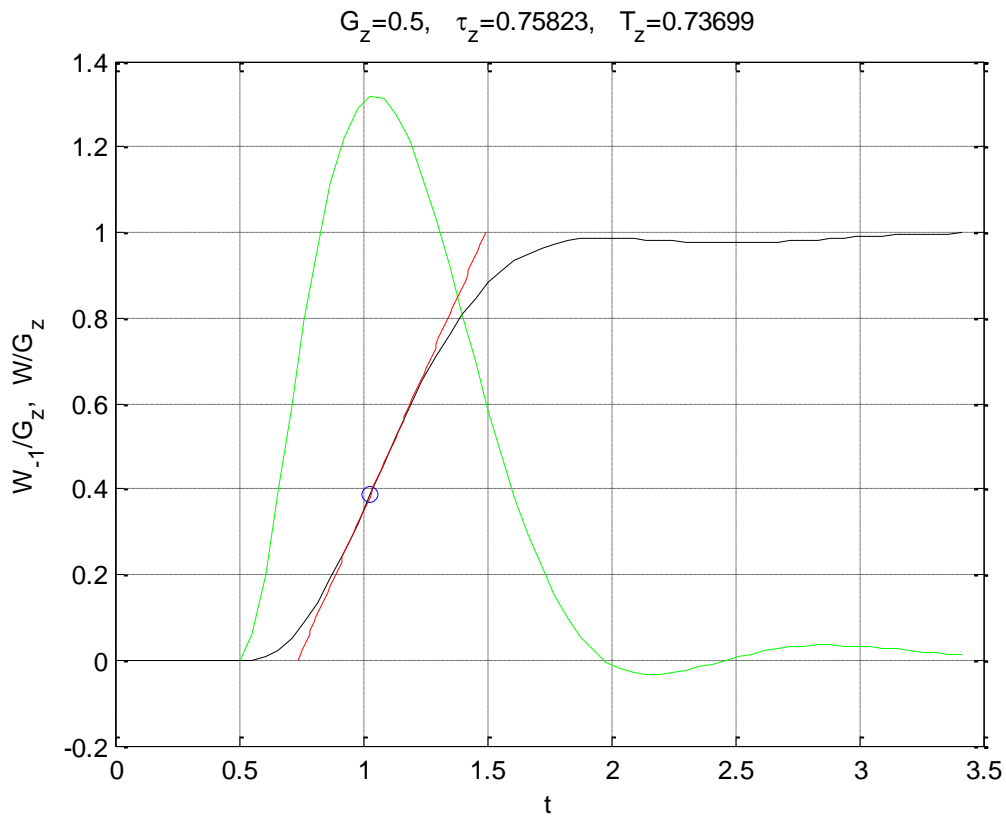


Figura 4

$$Pz(s) = \frac{0.5}{0.75823s+1} \exp(-0.73699s)$$

$Gz_tauz_Tz = 0.5000 \quad 0.7582 \quad 0.7370$

Controllori progettati:

$$PI = 1.8519 + 0.83759/s$$

$$PID = 2.4692 + 1.6752/s + 0.90987s.$$

Utilizzando il simulatore [c2_PID.mdl](#) si hanno i seguenti andamenti:

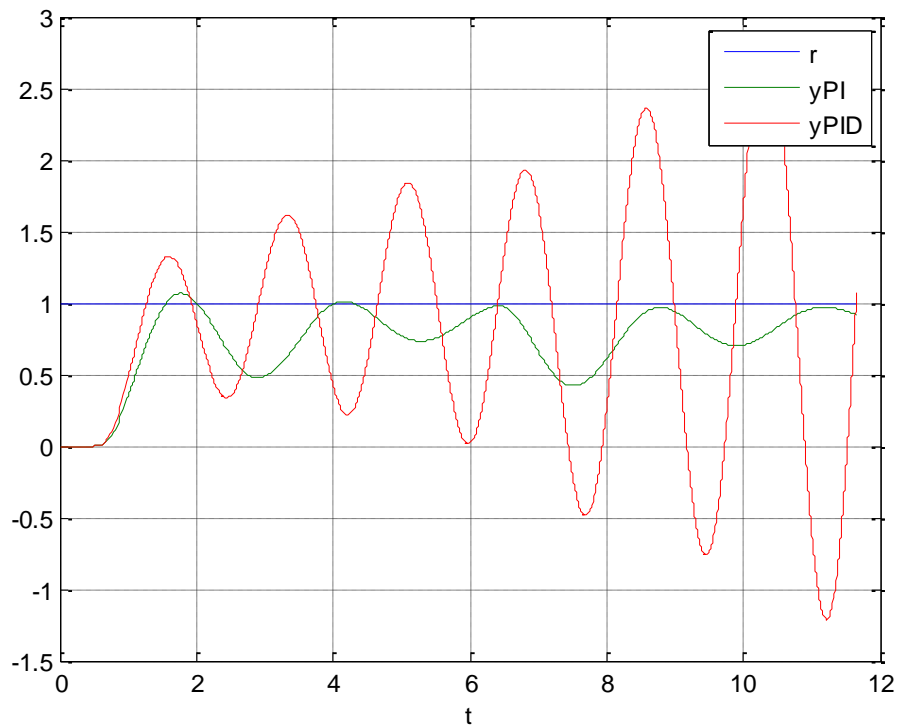


Figura 5

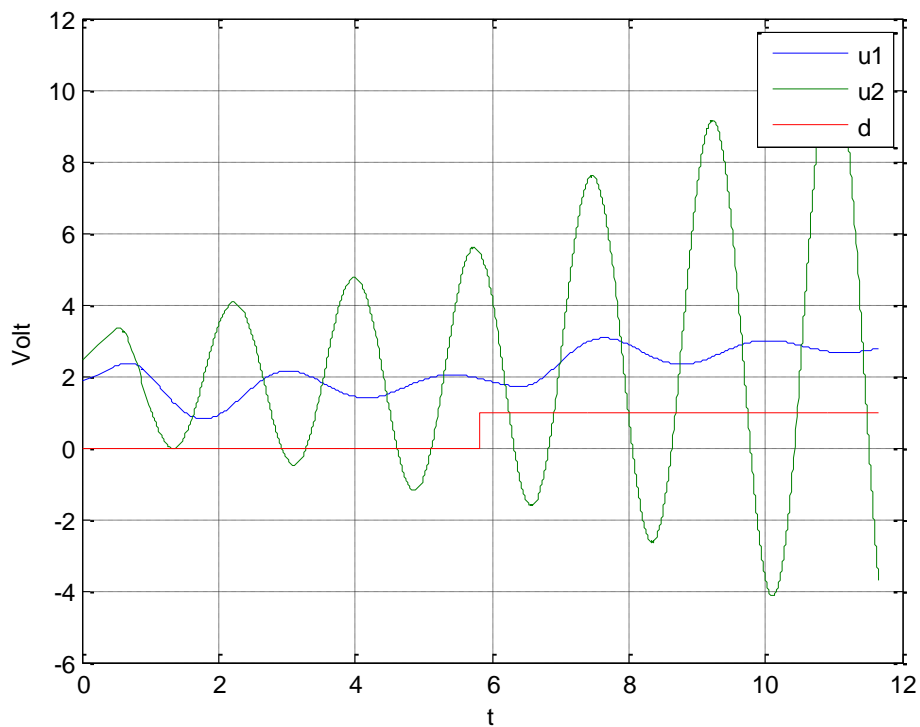


Figura 6

Come si può notare, **con il controllore PID il sistema di controllo risulta instabile!**

Progettazione dei controllori PID G. e L. Celentano

Utilizzando il programma `magg1_p.m` con:

$$\text{num}=24*[1 \ 4], \text{ den}=\text{conv}(\text{conv}([1 \ 2],[1 \ 6]),[1 \ 4 \ 16]), \text{Tp}=0$$

si ha:

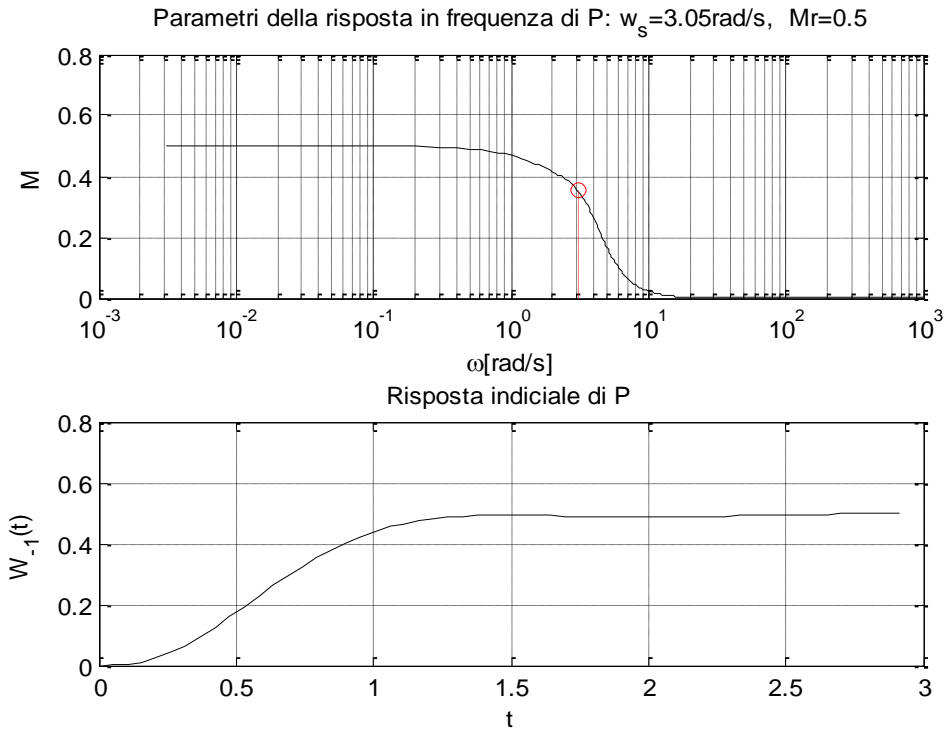


Figura 7

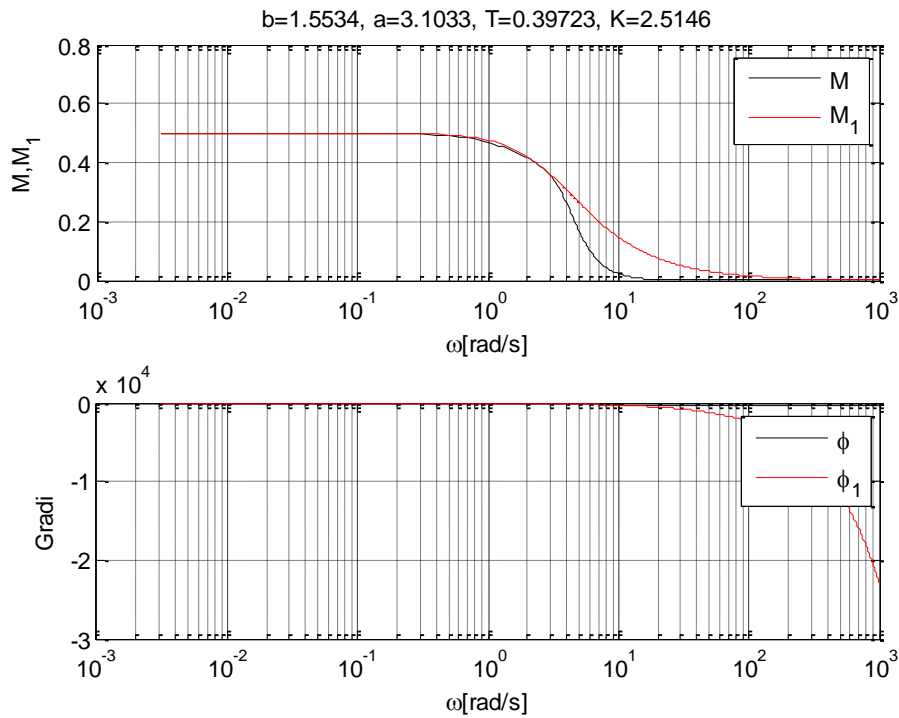


Figura 8

$$P_m(s) = \frac{1.5534}{s+3.1033} \exp(-0.39723s)$$

$$b_a_T_wsb = 1.5534 \quad 3.1033 \quad 0.3972 \quad 3.0500$$

Controllori progettati:

$$PID1 = 1.2728 + 3.9499/s$$

$$PID2 = 2.12 + 5.0292/s + 0.16093s.$$

Utilizzando il simulatore [c2_PID.mdl](#) si ha:

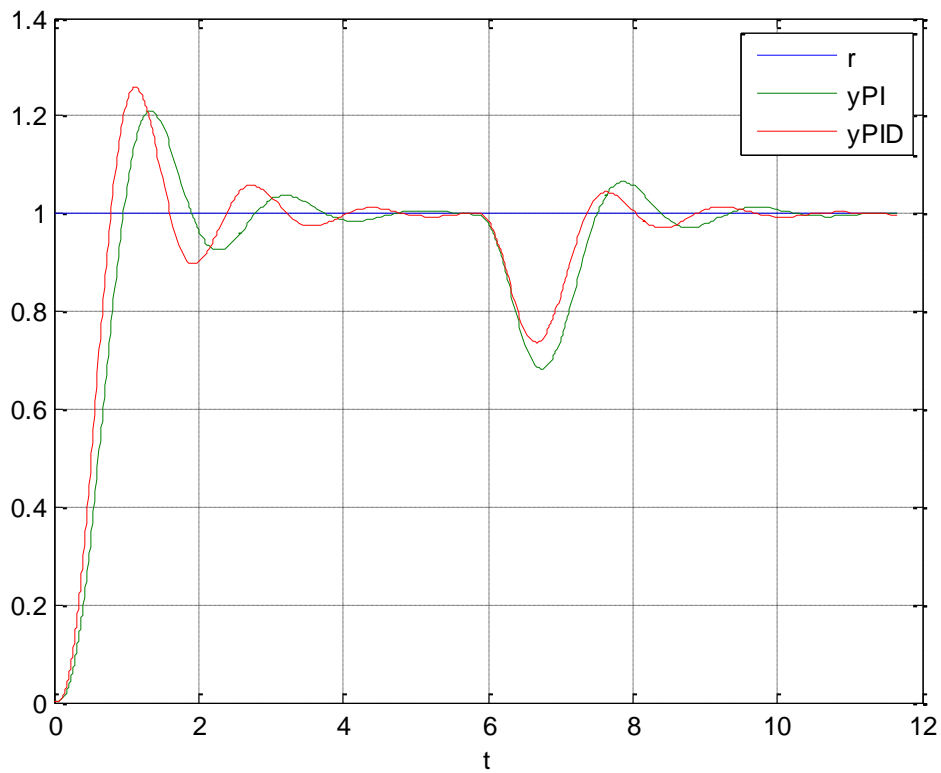


Figura 9

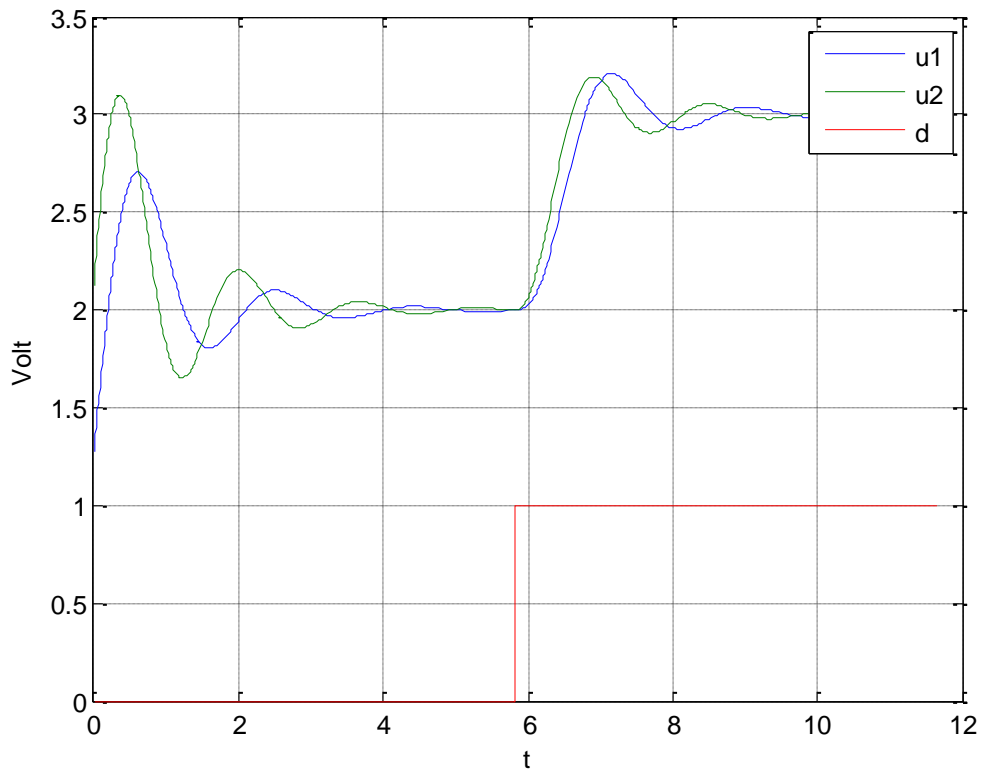


Figura 10

Utilizzando il programma **magg1_p.m** con:

$$\text{num}=24*[1 \ 4], \text{ den}=\text{conv}(\text{conv}([1 \ 2],[1 \ 6]),[1 \ 4 \ 16]), T_p=0.5$$

si ha:

$$P_m(s) = \frac{1.5779}{s+3.1558} \exp(-0.89897s)$$

$$b_a_T_wsb = 1.5779 \quad 3.1558 \quad 0.8990 \quad 3.0500$$

Controllori progettati:

$$\text{PID1} = 0.55369 + 1.7473/s$$

$$\text{PID2} = 1.205 + 2.2248/s + 0.15844s.$$

Utilizzando il simulatore [c2_PID.mdl](#) si ha:

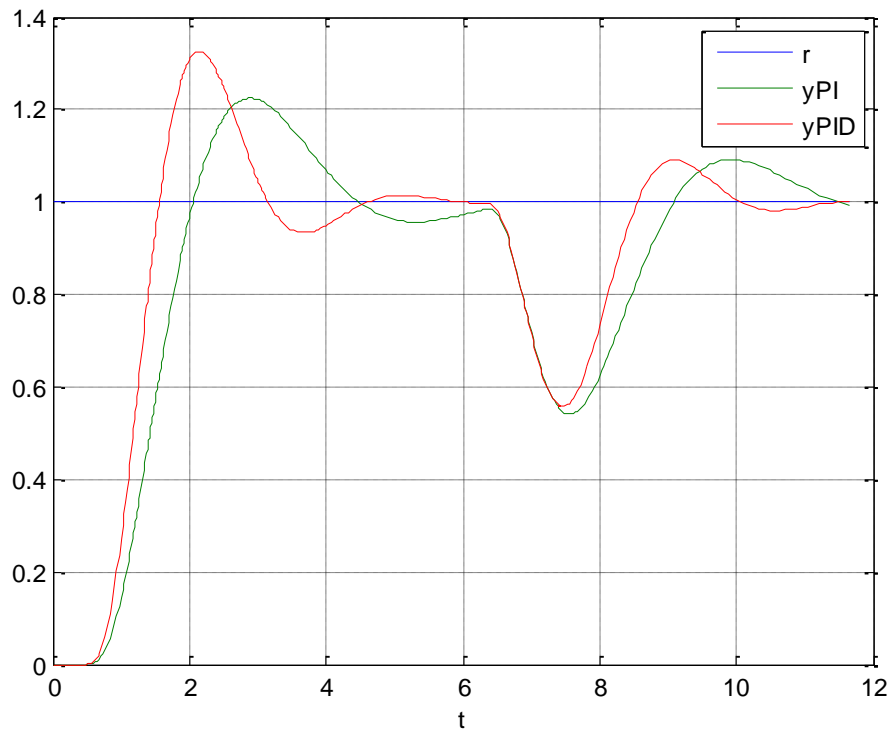


Figura 11

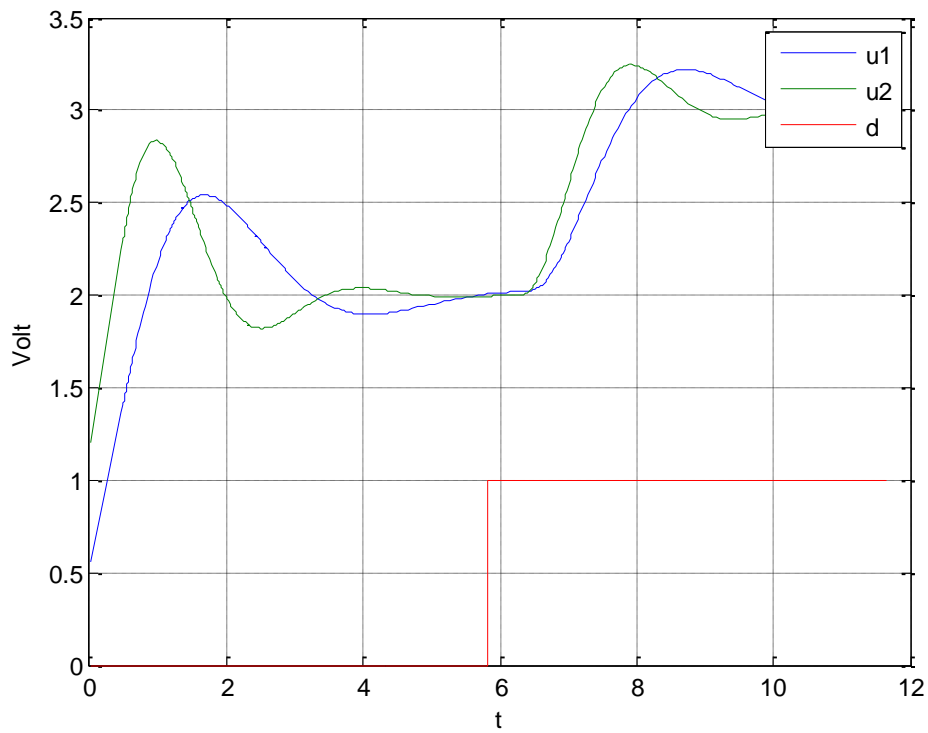


Figura 12

Utilizzando il programma `magg2_p.m` con:

$$\text{num}=24*[1 \ 4], \text{ den}=\text{conv}(\text{conv}([1 \ 2],[1 \ 6]),[1 \ 4 \ 16]), T_p=0.5$$

si ha:

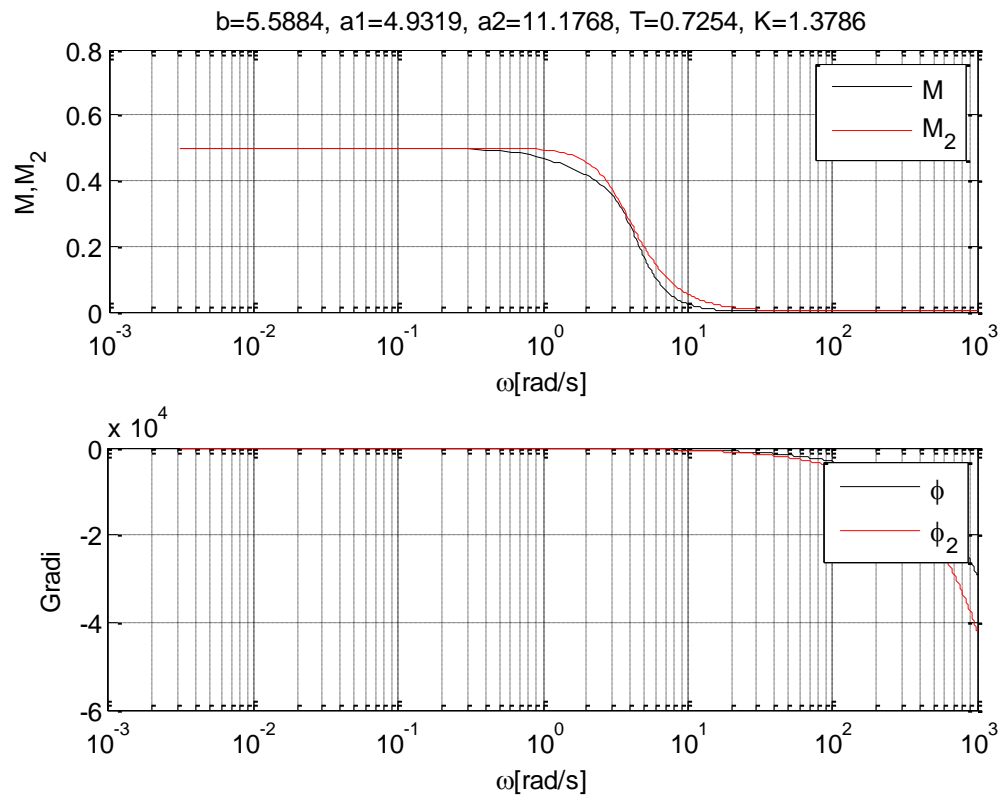


Figura 13

$$P_m(s) = \frac{5.5884}{s^2 + 4.9319s + 11.1768} \exp(-0.7254s)$$

b_a1_a2_T_wsp = 5.5884 4.9319 11.1768 0.7254 3.0500

Controllore progettato

$$\text{PID} = 0.95553 + 2.1654/s + 0.19374s.$$

Utilizzando il simulatore `c_PID.mdl` si ha:

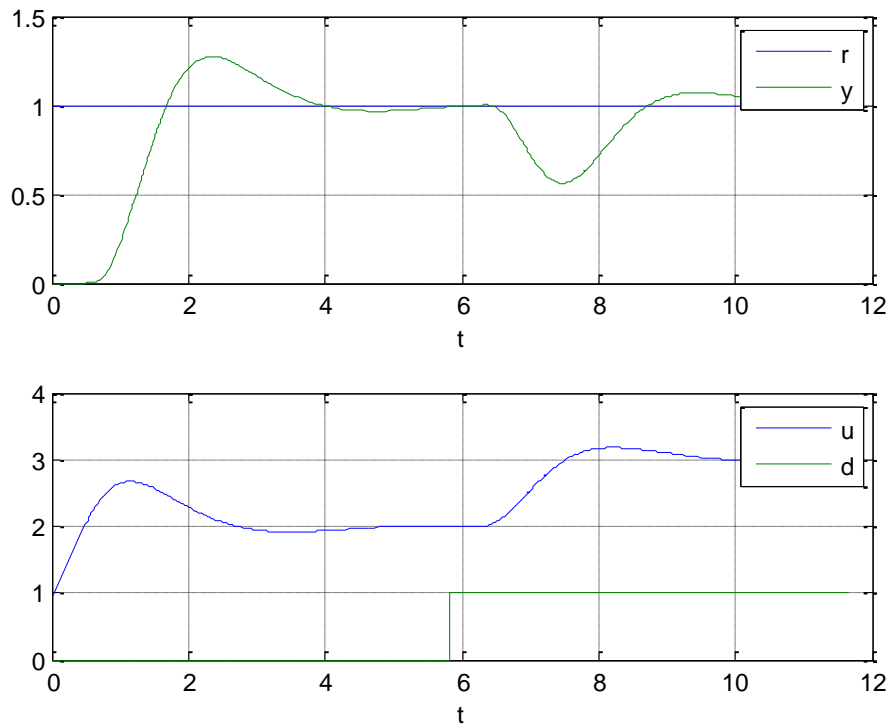


Figura 14

Utilizzando il simulatore `c_PIDR.mdl`, **che usa un PIDR con $N=5*wsb$** , si ha:

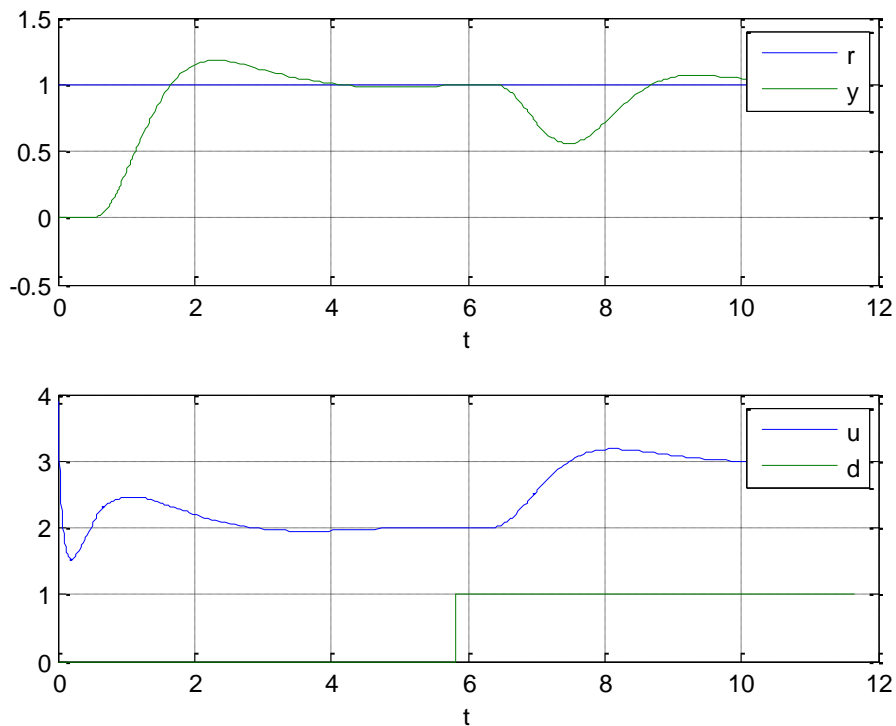


Figura 15

Utilizzando il programma `magg2_1_p.m` con:

$$\text{num}=24*[1 \ 4], \text{ den}=\text{conv}(\text{conv}([1 \ 2],[1 \ 6]),[1 \ 4 \ 16]), \text{Tp}=0.5$$

si ha:

$$P_m(s) = \frac{0.10845s+5.0535}{s^2+4.445s+10.107} \exp(-0.74833s)$$

$$b1_b2_a1_a2_T_wsp = 0.1085 \quad 5.0535 \quad 4.4450 \quad 10.1070 \quad 0.7483 \quad 3.0500$$

Controllore progettato

$$\begin{aligned} \text{PIDR} &= 0.87812+2.0991/s+0.18884s/(1+0.021461s) = \\ &= (0.20768s^2+0.92317s+0.92317)/(s+0.021461s^2). \end{aligned}$$

Utilizzando il simulatore `c_PIDR.mdl` si ha:

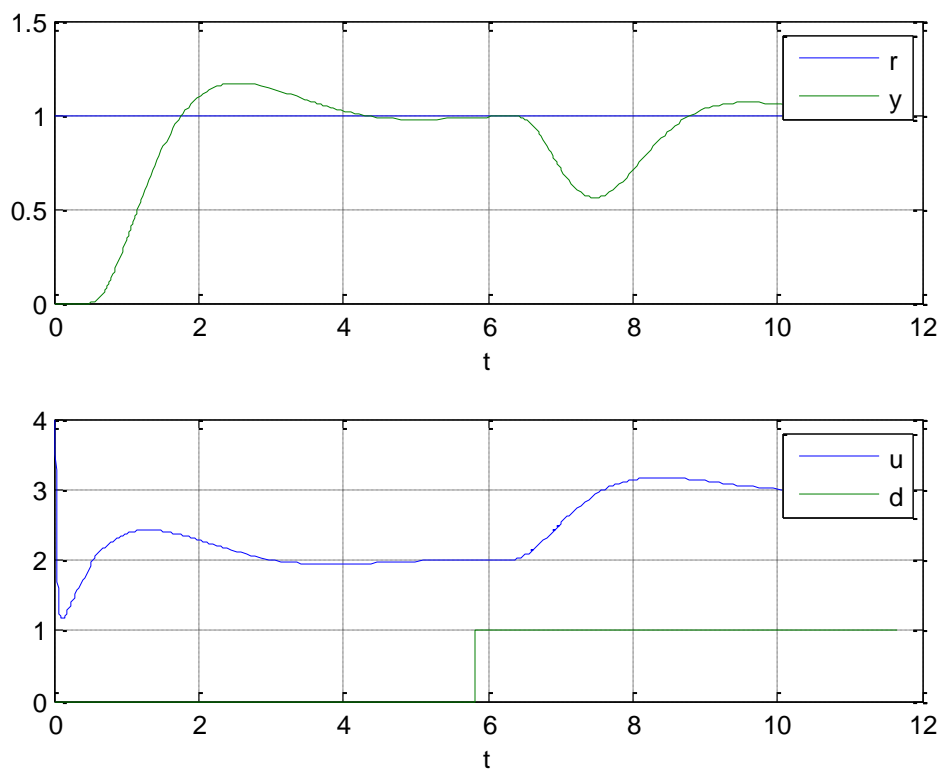


Figura 16

Esempio 2. Si consideri il processo

$$P(s) = \frac{24(-s+4)}{(s+2)(s+6)(s^2+4s+16)}.$$

Utilizzando il programma `magg1_p.m` si ha:

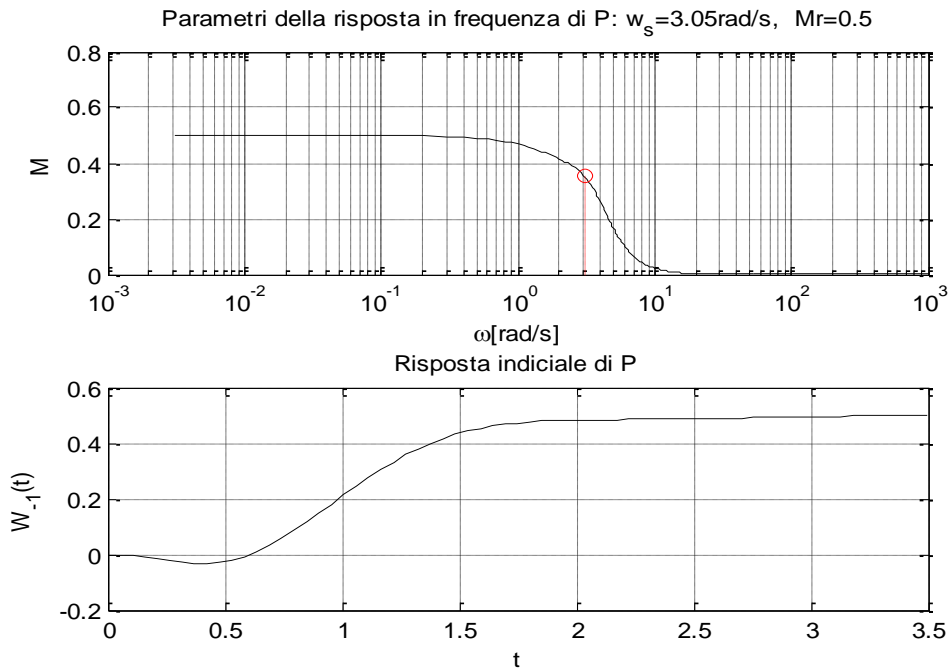


Figura 17

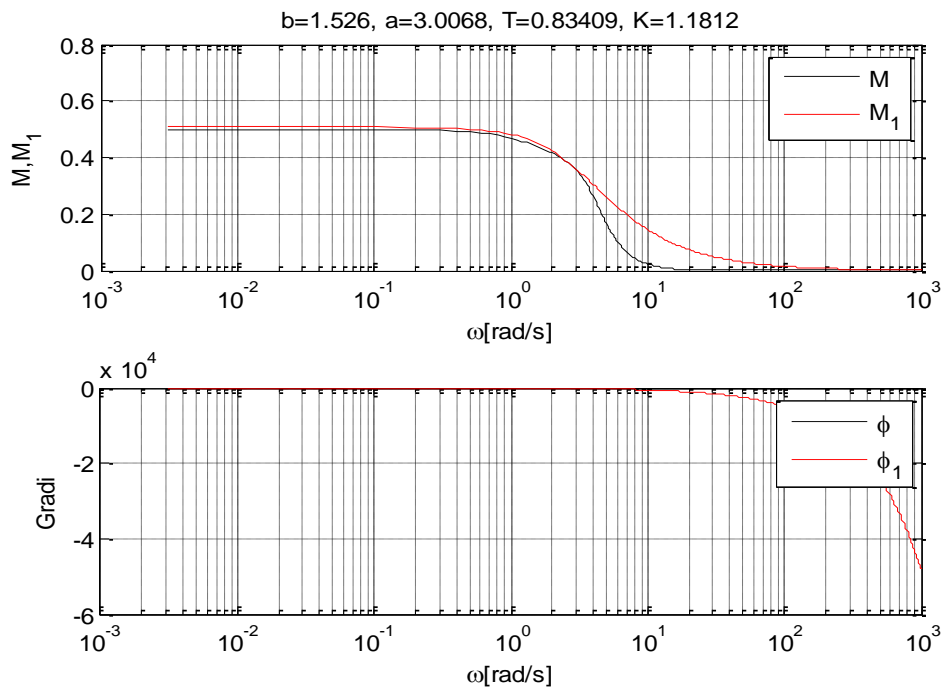


Figura 18

$$P_m(s) = \frac{1.526}{s+3.0068} \exp(-0.83409s)$$

$$b_a_T_wsb = 1.5260 \quad 3.0068 \quad 0.8341 \quad 3.0500$$

Controllori progettati:

$$PID1 = 0.61707 + 1.8554/s$$

$$PID2 = 1.2783 + 2.3624/s + 0.16383s.$$

Utilizzando il simulatore [c2_PID.mdl](#) si ha:

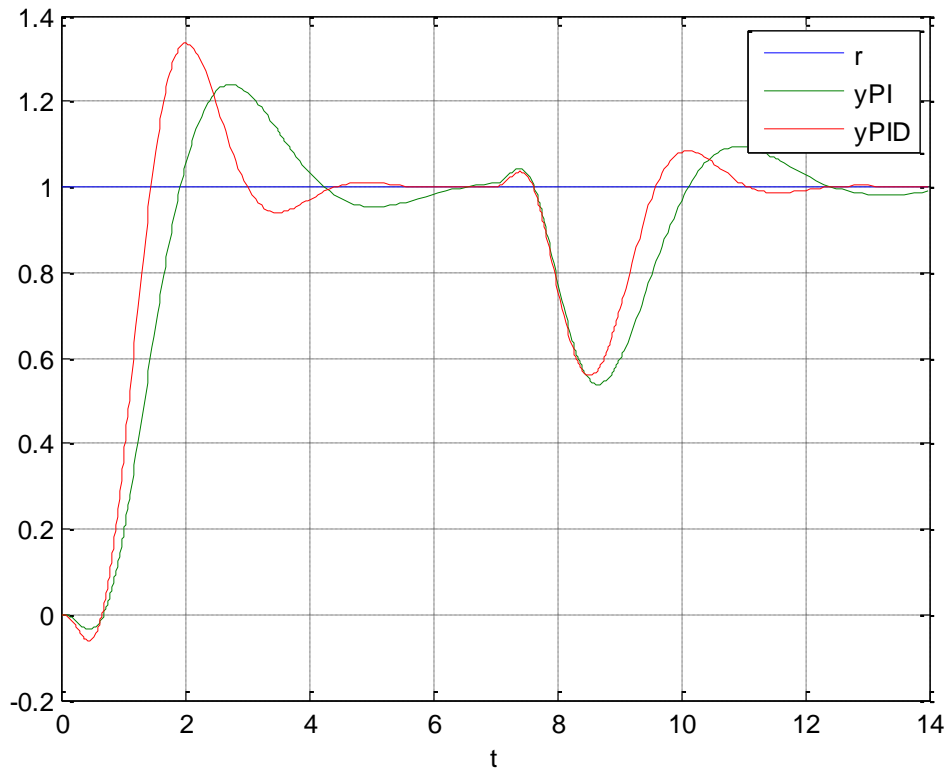


Figura 19

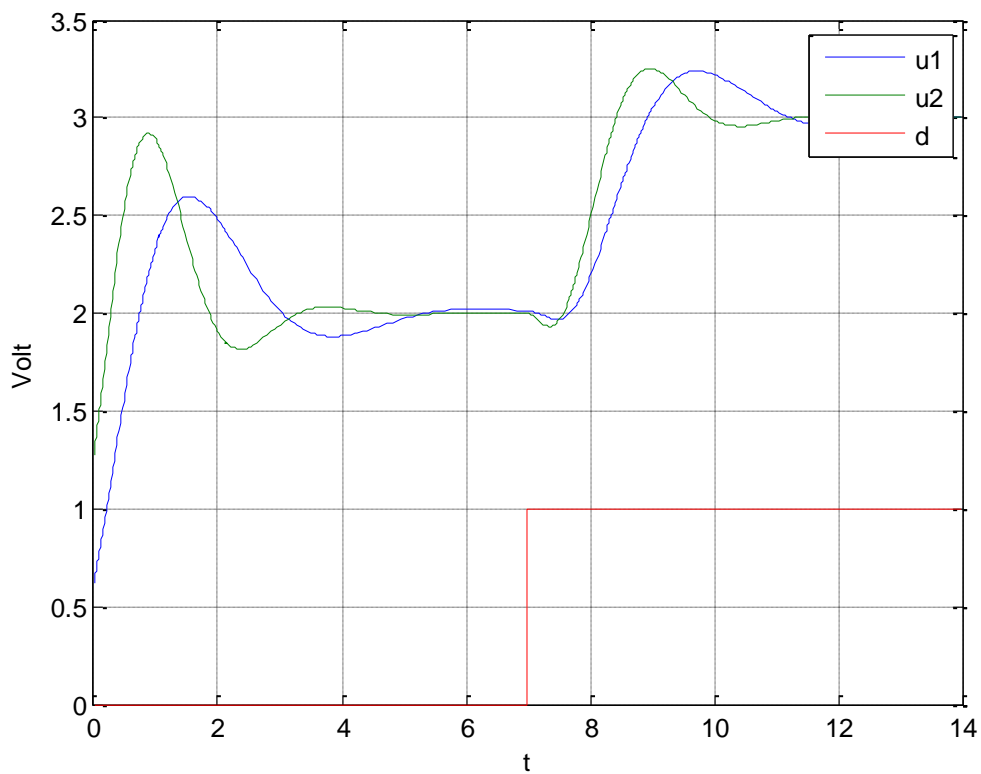


Figura 20

Esempio 3. Si consideri il processo

$$P(s) = \frac{1}{(s+1)^3} .$$

Utilizzando il programma **Ziegler_N_p.m** con:

$$\text{num}=1, \text{ den}=[1 \ 3 \ 3 \ 1], \text{ Tp}=0$$

si ha:

$$Pz(s) = \frac{1}{3.6947s+1} \exp(-0.80542s)$$

$$Gz_tauz_Tz = 1.0000 \quad 3.6947 \quad 0.8054$$

Controllori progettati:

$$PI = 4.1286 + 1.7087/s$$

$$PID = 5.5048 + 3.4173/s + 2.2168s.$$

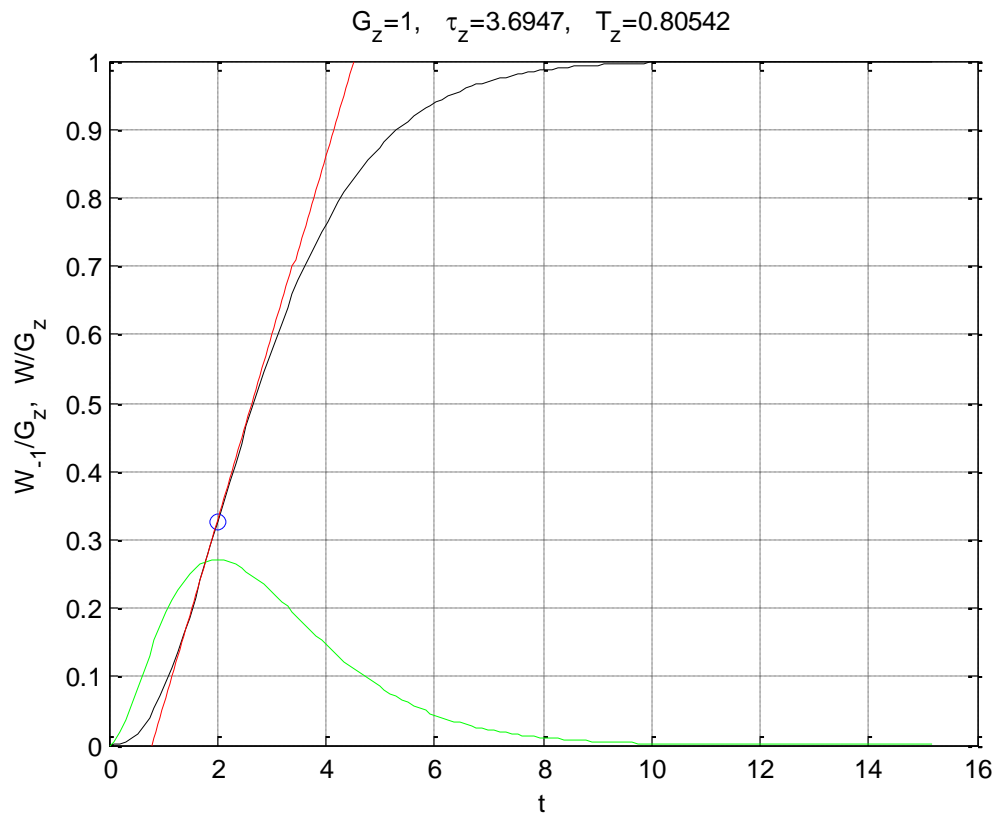


Figura 21

Utilizzando il simulatore [c2_PID.mdl](#) si ha:

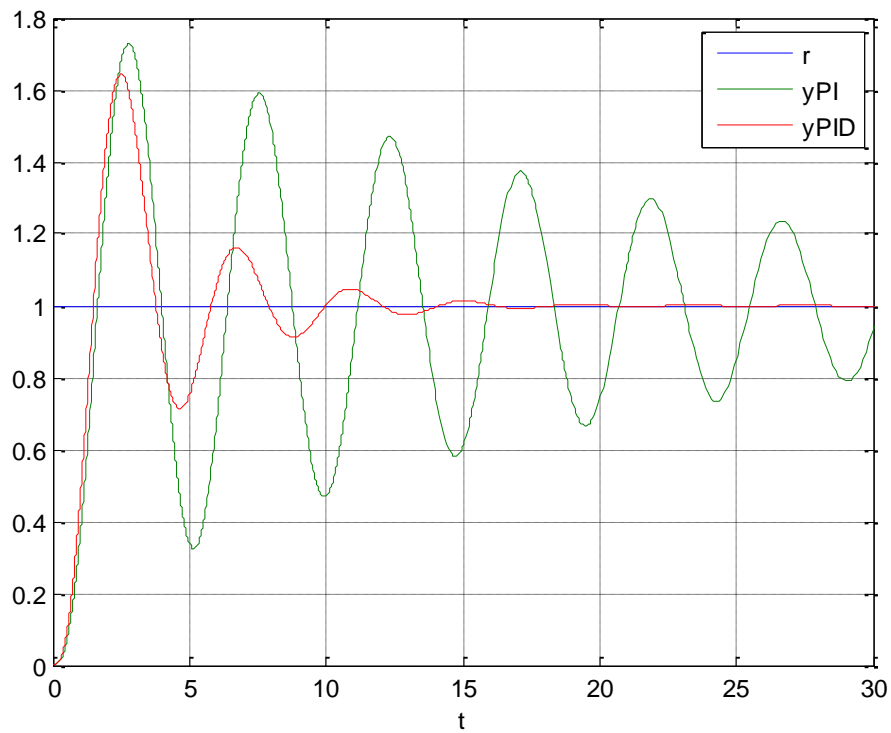


Figura 22

Utilizzando il Teorema 20 del Vol. III alcuni sistemi maggioranti risultano:

$$P_{m0} = 1e^{-3s} \text{ i)}, \quad P_{m1} = \frac{1}{s+1} e^{-2s} \text{ ii)}, \quad P_{m2} = \frac{1}{s^2 + 2s + 1} e^{-s} \text{ iii)}.$$

Utilizzando i programmi `progettoPID0.m`, `progettoPID1.m`, `progettoPID2.m` si ottengono, rispettivamente, i seguenti controllori:

i)

$$\text{PID1} = 0.2618/s$$

$$\text{PID2} = 0.25 + 0.33333/s$$

ii)

$$\text{PID1} = 0.7854 + 1.5708/s$$

$$\text{PID2} = 1.5 + 2/s + 0.25s$$

iii)

$$\text{PID} = 1.5708 + 0.7854/s + 0.7854s.$$

Utilizzando il programma `magg1_p.m` si ha:

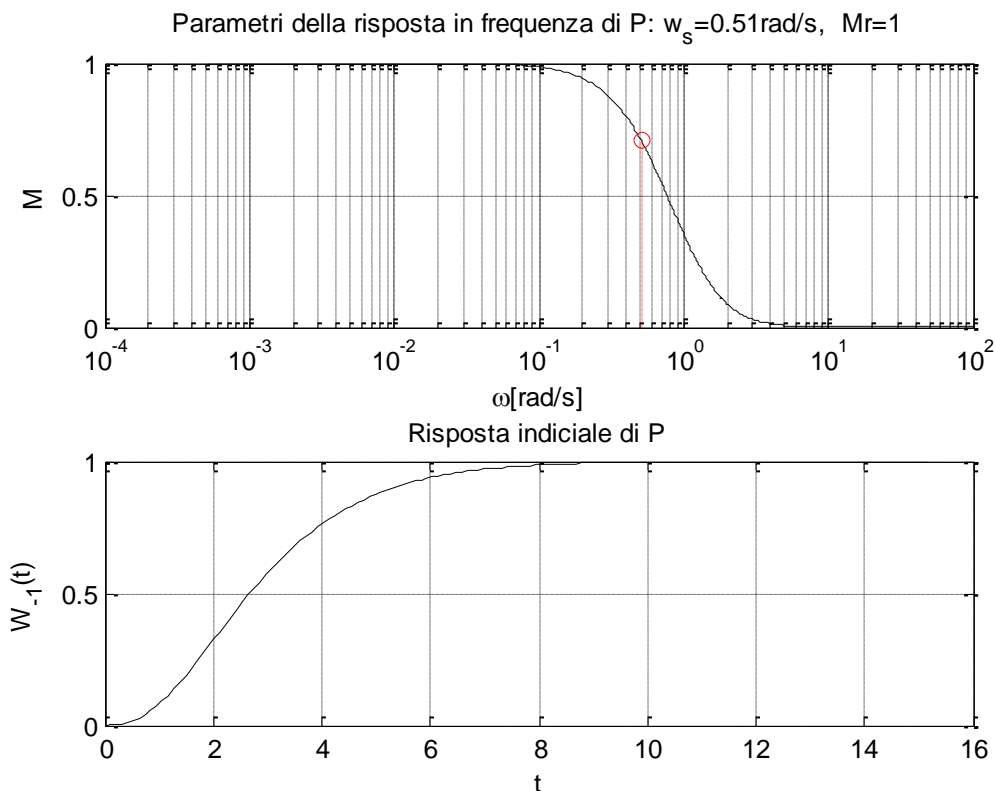


Figura 23

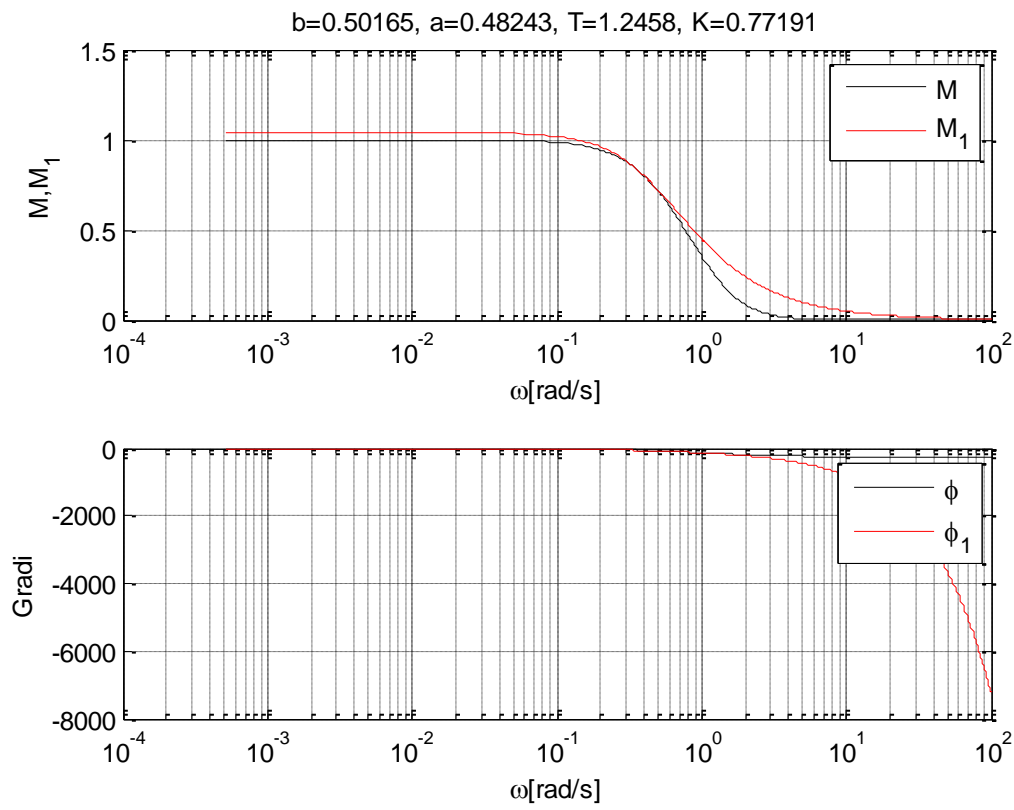


Figura 24

$$P_m(s) = \frac{0.50165}{s+0.48243} \exp(-1.2458s)$$

$$b_a_T_wsb = \begin{matrix} 0.5017 & 0.4824 & 1.2458 & 0.5100 \end{matrix}$$

Controllori progettati:

iv)

$$PID1 = 1.2567 + 0.60626/s$$

$$PID2 = 1.8405 + 0.77191/s + 0.49835s.$$

Utilizzando il programma `magg2_p.m` si ha:

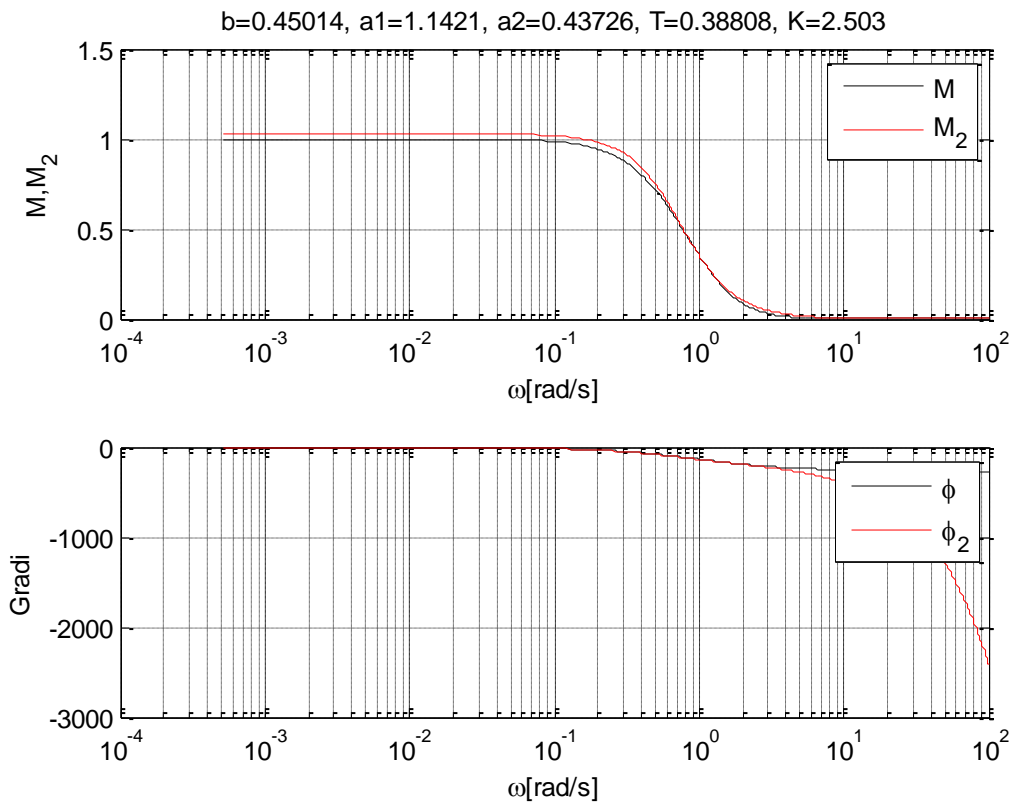


Figura 25

$$P_m(s) = \frac{0.45014}{s^2 + 1.1421s + 0.43726} \exp(-0.38808s)$$

b_a1_a2_T_wsp = 0.4501 1.1421 0.4373 0.3881 0.5100

Controllore progettato

v)

$$\text{PID} = 5.1347 + 1.9659/s + 4.4958s.$$

Utilizzando i simulatori `c_PID.mdl` e `c2_PID.mdl` si ottengono le risposte:

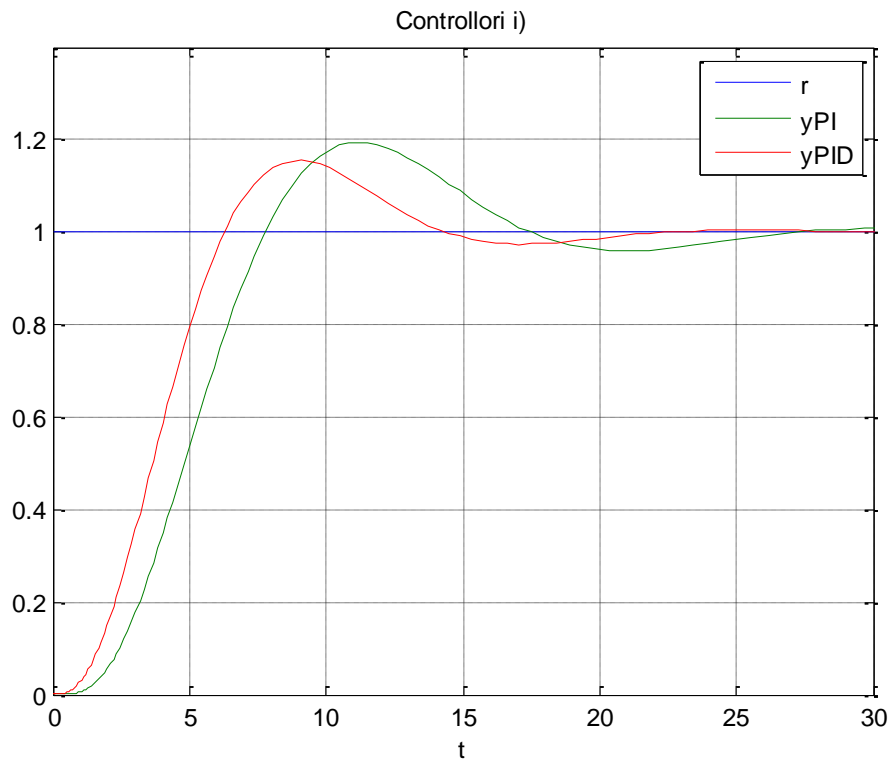


Figura 26

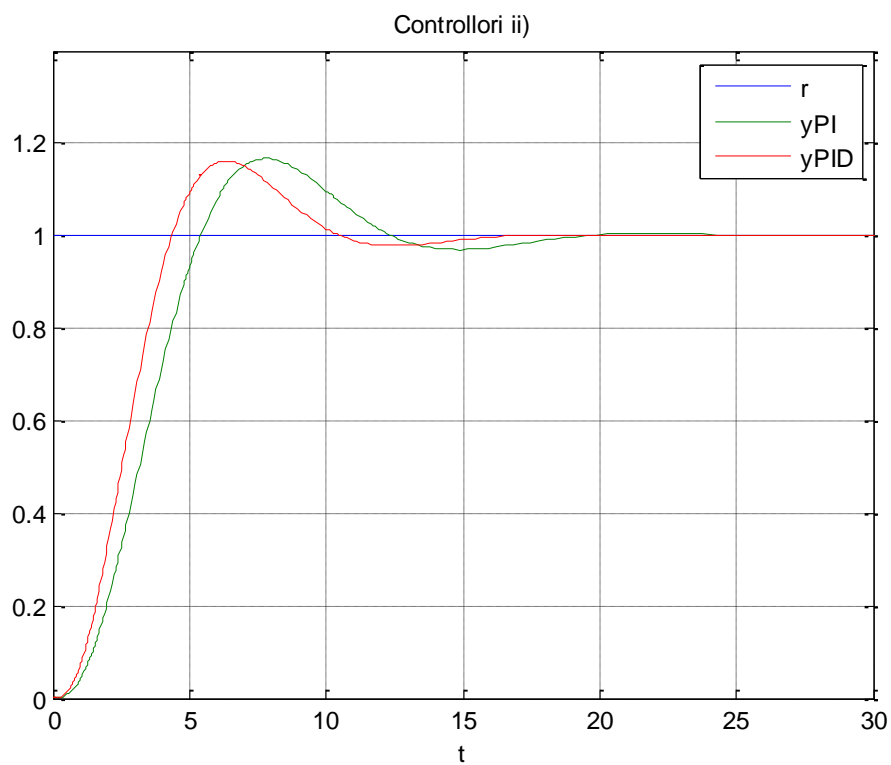


Figura 27

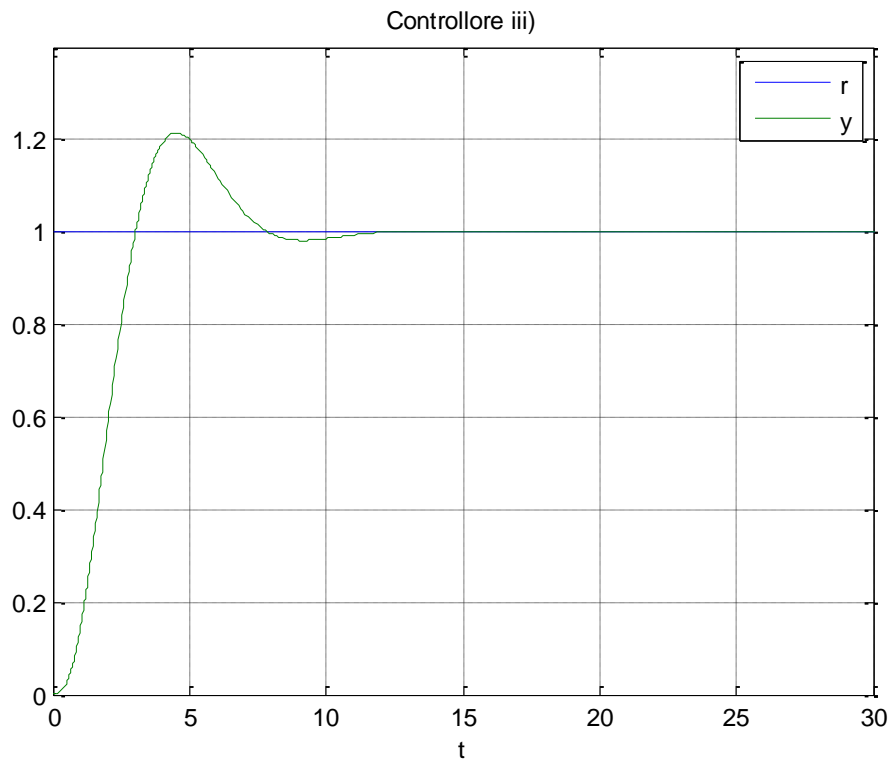


Figura 28

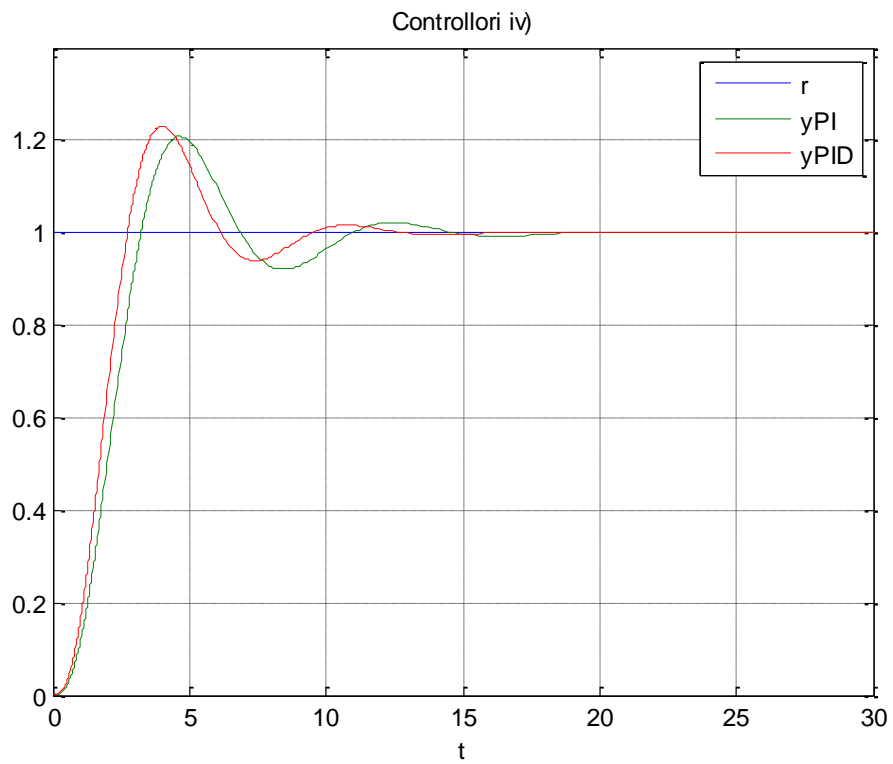


Figura 29

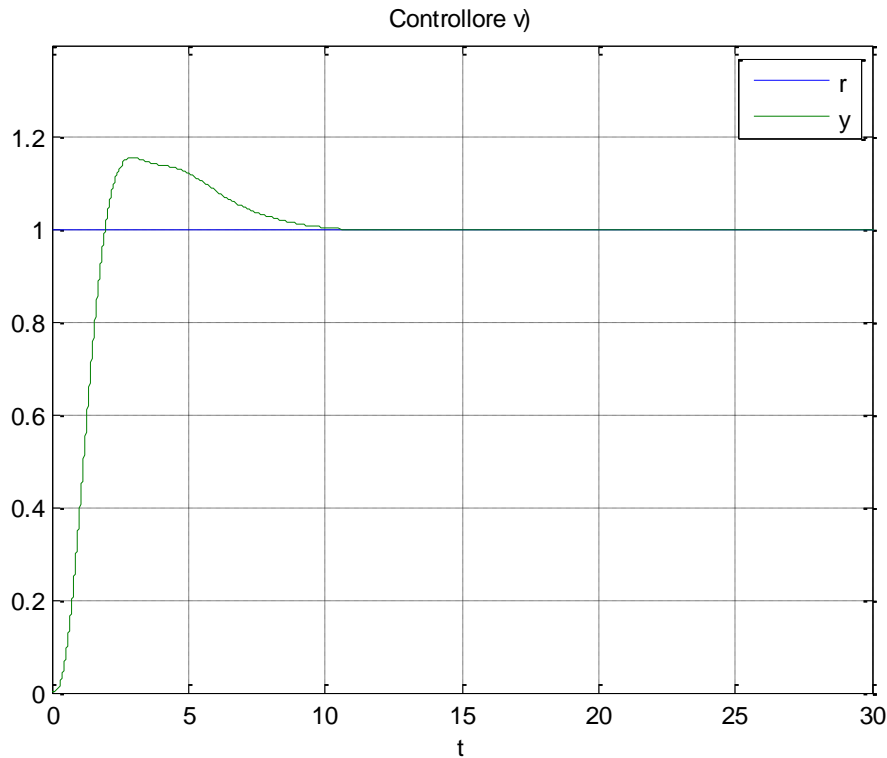


Figura 30

Esempio 4. Si consideri un nastro trasportatore azionato da un motore a c.c. con riduttore di velocità.

Nell'ipotesi che l'uscita sia la velocità V (la posizione S) di un punto di riferimento del nastro e l'ingresso la tensione di alimentazione v del motore (cfr. Fig. 31), una plausibile *f.d.t.* risulta

$$P_v(s) = \frac{7}{s^2 + 50s + 336} = \frac{7}{(s+8)(s+42)} = \frac{1/6}{(s+8)(1+s/42)}$$

$$\left(P_s(s) = \frac{7}{s(s^2 + 50s + 336)} = \frac{7}{s(s+8)(s+42)} = \frac{1/6}{s(s+8)(1+s/42)} \right).$$

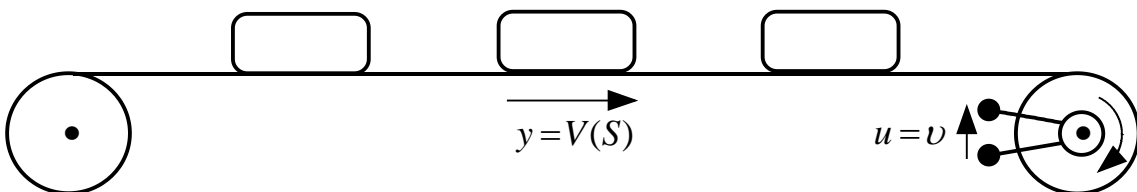


Figura 31

Per il [Teorema 20 del Vol.III](#), un sistema maggiorante di $P_v(s)$ risulta

$$\hat{P}_v(s) = \frac{1/6}{s+8} e^{-s/42} = \frac{0.1667}{s+8} e^{-s \cdot 0.0238},$$

mentre un sistema maggiorante del primo ordine determinato con il programma **magg1.m** risulta

$$P_m(s) = \frac{0.15536}{s+7.1121} \exp(-0.020297s).$$

Utilizzando il sistema maggiorante $\hat{P}_v(s)$ ed il programma **progettoPID1.m** si ha:

Controllori progettati:

$$\text{PID1} = 197.92 + 1583.36/s$$

$$\text{PID2} = 264 + 2016/s + 1.5s.$$

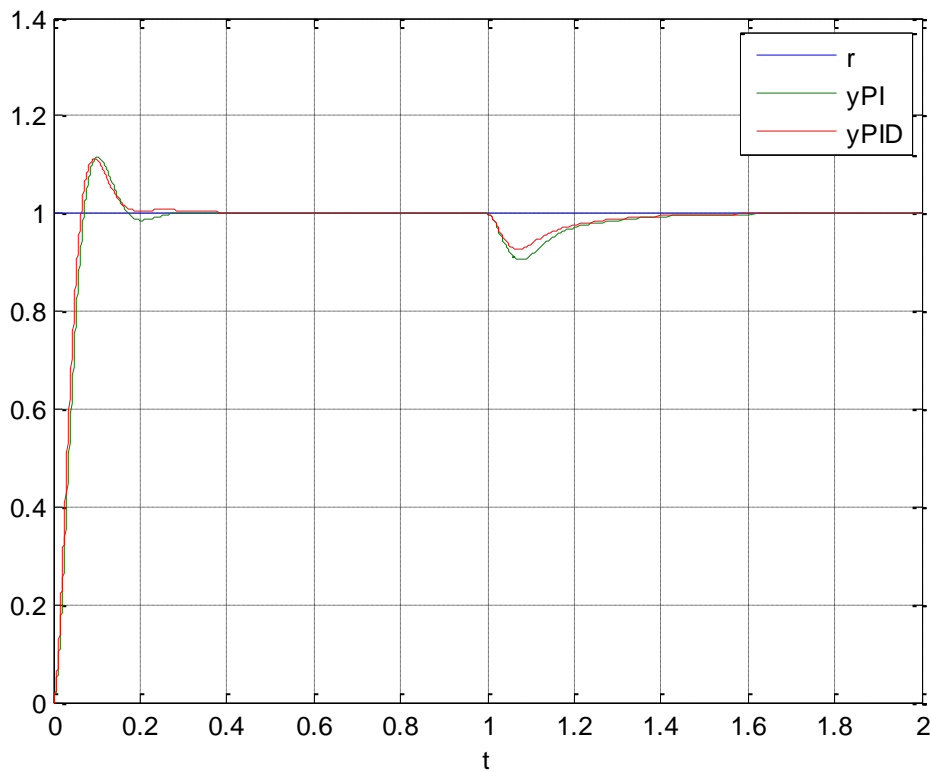


Figura 32

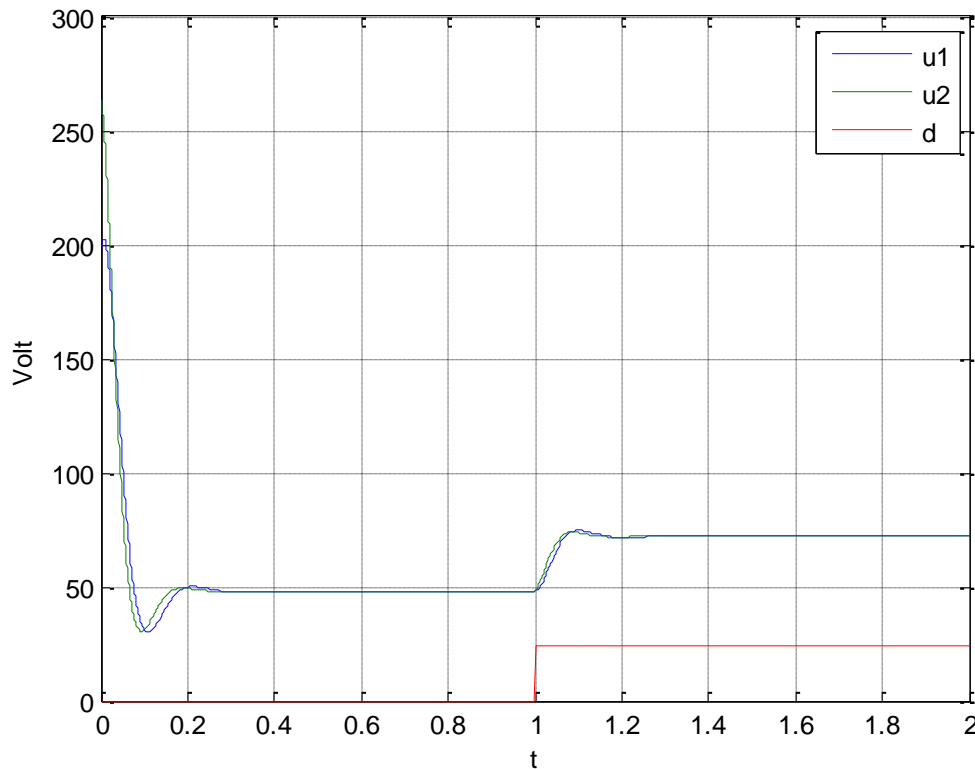


Figura 33

Come si nota, anche con il controllore PI, a causa dell'elevato valore dell'errore durante la fase transitoria la tensione d'ingresso nella prima fase è molto elevata.

Per evitare fenomeni di saturazione e/o sollecitazione eccessiva del motore e/o dell'alimentatore, è opportuno (cosa molto facile se il controllore viene realizzato digitalmente) o filtrare l'ingresso con un filtro del primo ordine, con condizione iniziale del filtro pari alla velocità iniziale del nastro, o applicare un riferimento, con valore iniziale pari alla velocità iniziale del nastro, e variabile temporalmente con derivata $\dot{r}(t)$ sufficientemente limitata.

Se il motore inizialmente è "a riposo" si ha (cfr. Cap. 8 del Vol. III):

$$|e(t)| \leq h(t) \max |\dot{r}(t)| \leq H \max |\dot{r}(t)|.$$

Utilizzando il controllore PID1 (PI), mediante il simulatore `c_PID_H.mdl` si ha $H = 0.044$ (cfr. Fig. 34).

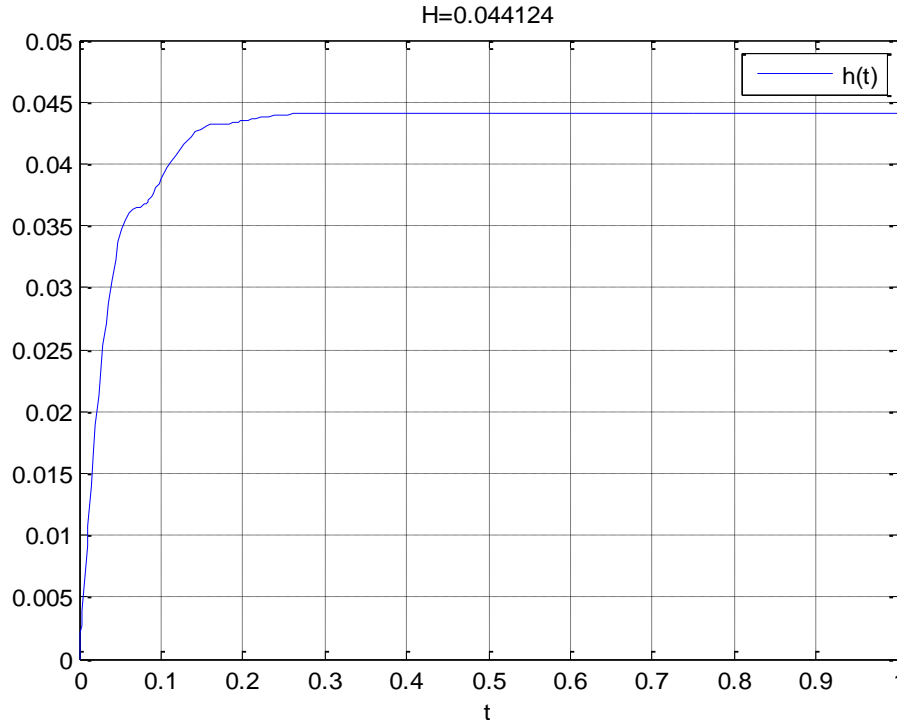


Figura 34

Pertanto, se si vuole una velocità del nastro di 1 m/s , utilizzando un prefiltro del primo ordine $\frac{1}{1+s\tau}$, essendo $r(t) = 1 - e^{-t/\tau}$, si ha $\max|\dot{r}(t)| = 1/\tau$. Quindi $|e(t)| \leq 0.044/\tau$. Scegliendo $\tau = 0.40$ si ha $|e(t)| \leq 0.110$. Chiaramente ad un errore così basso durante l'intera fase transitoria corrisponde una tensione di alimentazione molto contenuta (cfr. Fig. 35, ottenuta con il simulatore [rfg_PID.mdl](#) con livelli di saturazione pari $\pm 50\text{V}$).

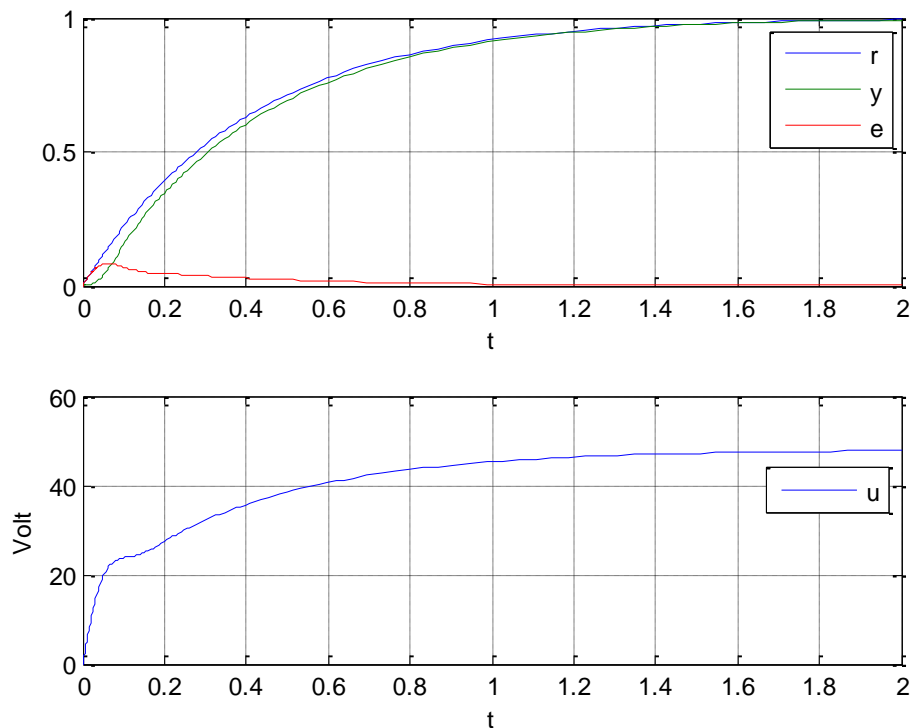


Figura 35

Progettazione dei controllori PID G. e L. Celentano

Se si elimina il prefiltro, sempre nell'ipotesi di livelli di saturazione $\pm 50V$, si ottengono le risposte di Fig. 36. Come si può notare si ha sovraelongazione e, a causa del fenomeno del *wind_up*, il tempo di assestamento è significativamente più grande.

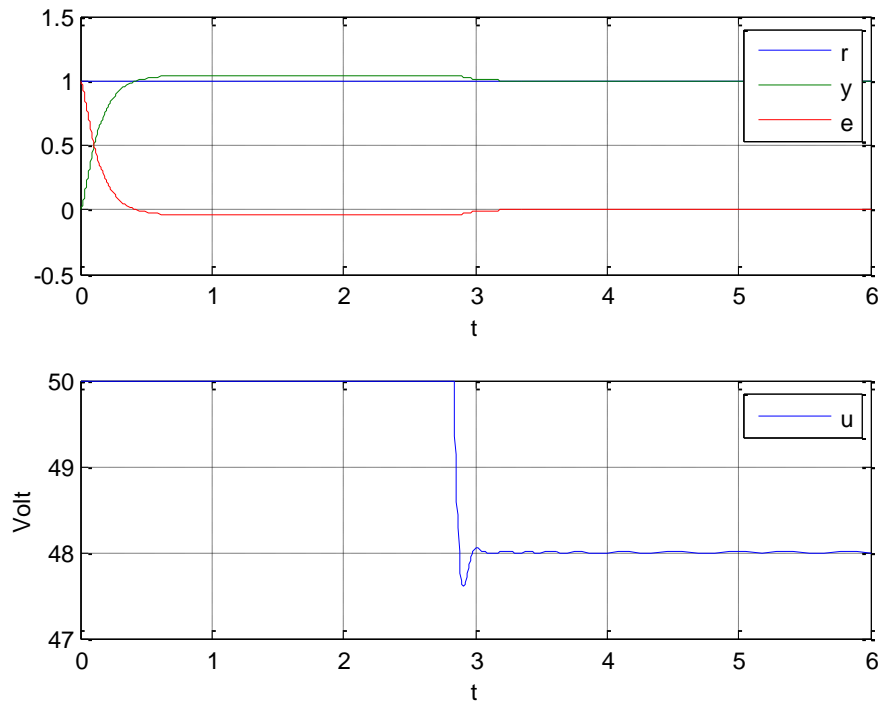


Figura 36

Se si richiede una velocità variabile con una data precisione basta limitare opportunamente $|\dot{r}(t)|$, ossia l'accelerazione (cfr. Fig. 37, ottenuta con `rfg_PID.mdl`, in cui $\max|\dot{r}(t)| = 0.5$).

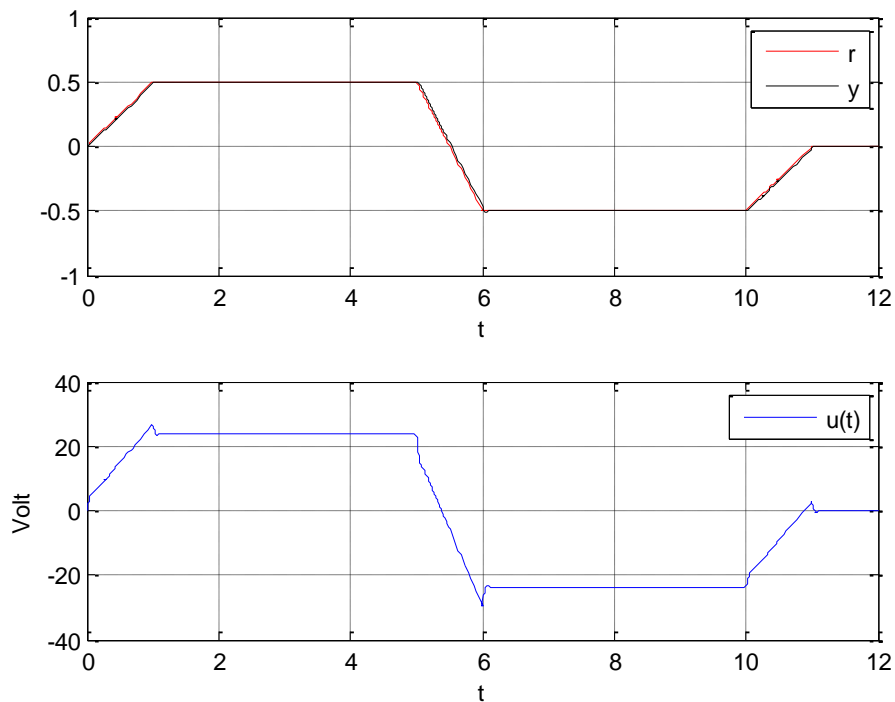


Figura 37

Se come uscita si considera la posizione S , notando che

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \left(K_i + sK_p\right) \frac{1}{s},$$

come controllore si può utilizzare il controllore PDR

$$C(s) = 1583.36 + \frac{197.92s}{\text{tau} \times s + 1}, \quad \text{tau} = \frac{1}{10\text{wsp}} \cong \frac{1}{10 \times 8} = 0.0125.$$

Con tale controllore, utilizzando il simulatore [c_PIDR_H.mdl](#), si ha ancora $H = 0.044$ (cfr. Fig. 38).

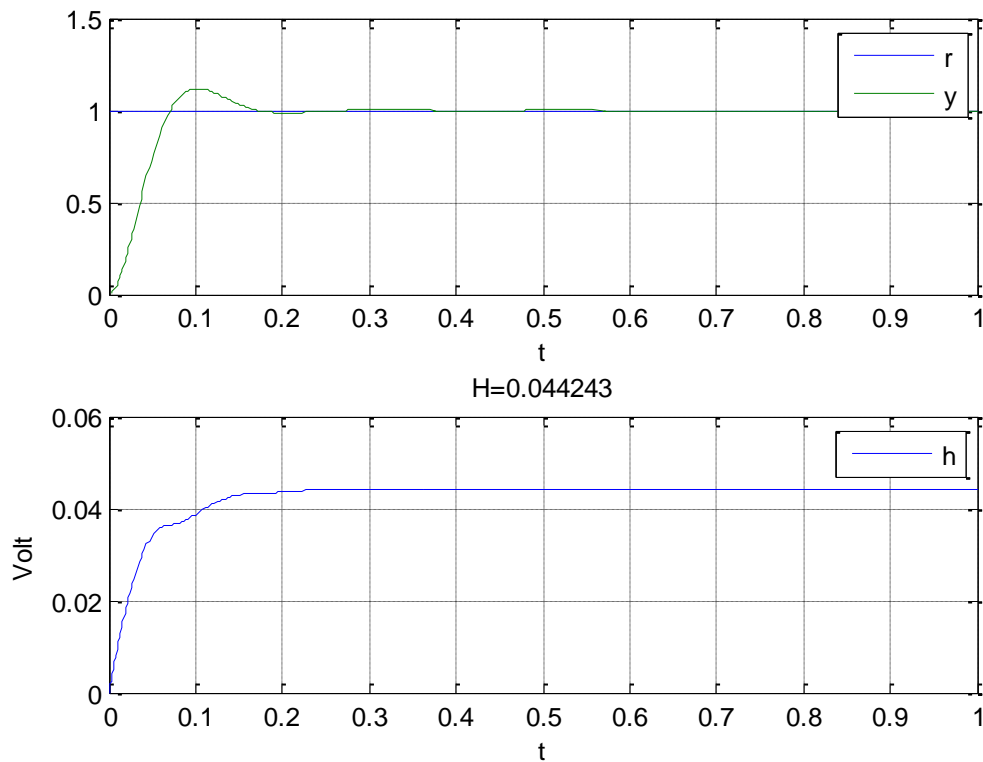
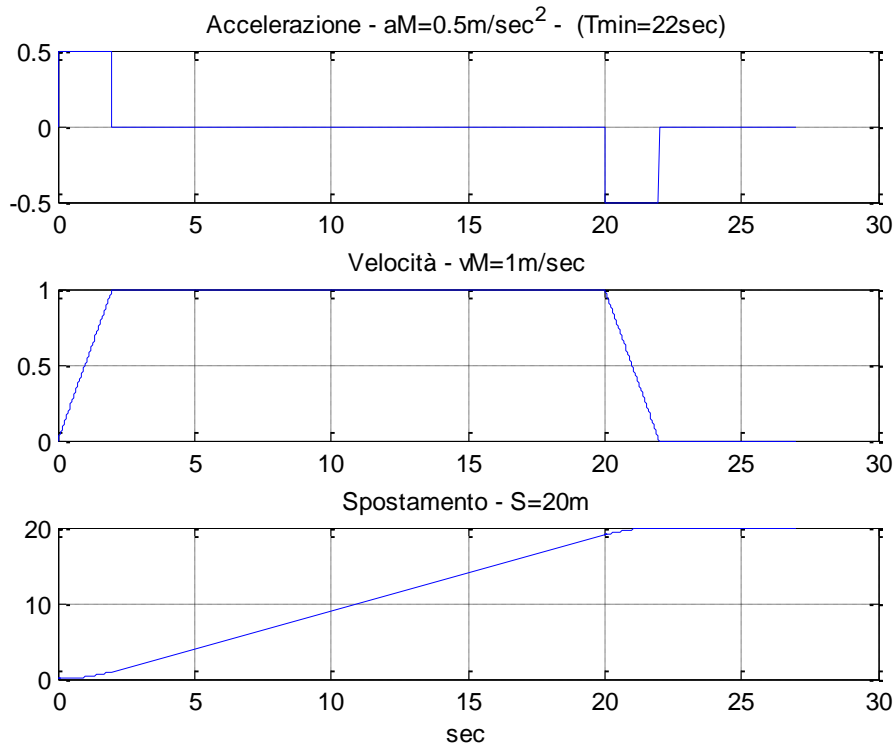


Figura 38

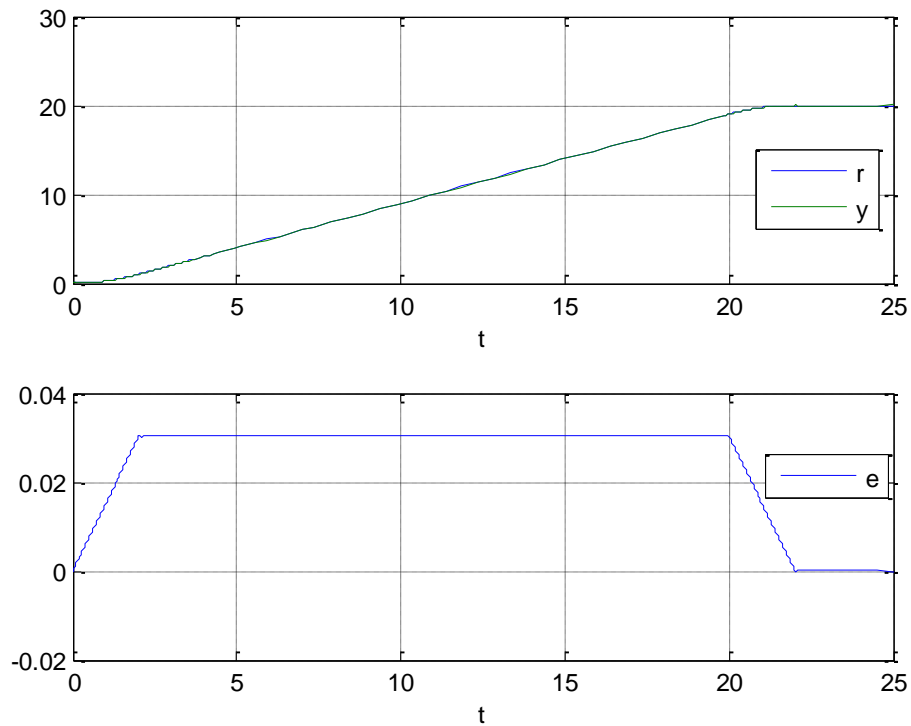
Volendo far avanzare un oggetto di $20m$ con velocità massima di $1m/s$, accelerazione massima di $0.5m/s^2$ e pausa di $5s$ con profilo di velocità trapezoidale, il riferimento $r(t)$ (tc-sc) si può ottenere con la function [piantratr.m](#) mediante l'istruzione

```
[tc,sc,vc,ac,Tmin]=piantratr(1,0.5,0,20,5,1);
```

(cfr. Fig. 30).

**Figura 39**

Nella Fig. 40 si riporta la risposta $y(t)$ a tale riferimento e l'errore $e(t)$, che risulta minore di $0.044\max|\dot{r}(t)|=0.044$.

**Figura 40**

Esempio 5. Si consideri il robot di Fig. 41 con una molla di bilanciamento K_e , utilizzato per compiere delle lavorazioni che richiedono piccole variazioni dell'angolo α .

Nell'ipotesi che l'uscita sia l'angolo α e l'ingresso la tensione di alimentazione v del motore un plausibile modello risulta:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -50 & -50 & 0 \\ 0.0530 & -0.0106 & -6.628 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 50 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 7.362 \\ 0 \end{bmatrix} d, \quad d = \left(\frac{\sqrt{2}}{2} - \cos(\pi/4 + x_3) \right), \quad y = [0 \quad 0 \quad 1]x, \quad x = \begin{bmatrix} i \\ \dot{y} = \omega \\ y = \alpha \end{bmatrix}.$$

Poiché gli autovalori della matrice "dinamica" sono a parte reale negativa e la non linearità addizionale $d(x_3)$ è limitata, essa può essere vista come un disturbo non noto ma di ampiezza limitata (cfr. Cap. 11 del Vol. III).

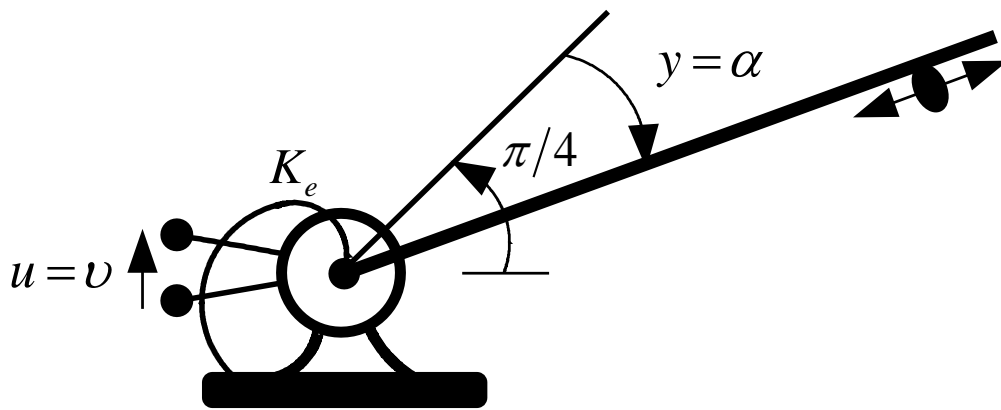


Figura 41

Poiché i poli di

$$P(s) = \frac{2.65}{s^3 + 50.01s^2 + 9.81s + 331.40}$$

sono -49.95 , $-0.0318 \pm j 2.576$, un controllore PID progettato utilizzando la risposta indiciale o la risposta armonica (cfr. Fig. 42) dà luogo ad un sistema di controllo con prestazioni molto scadenti.

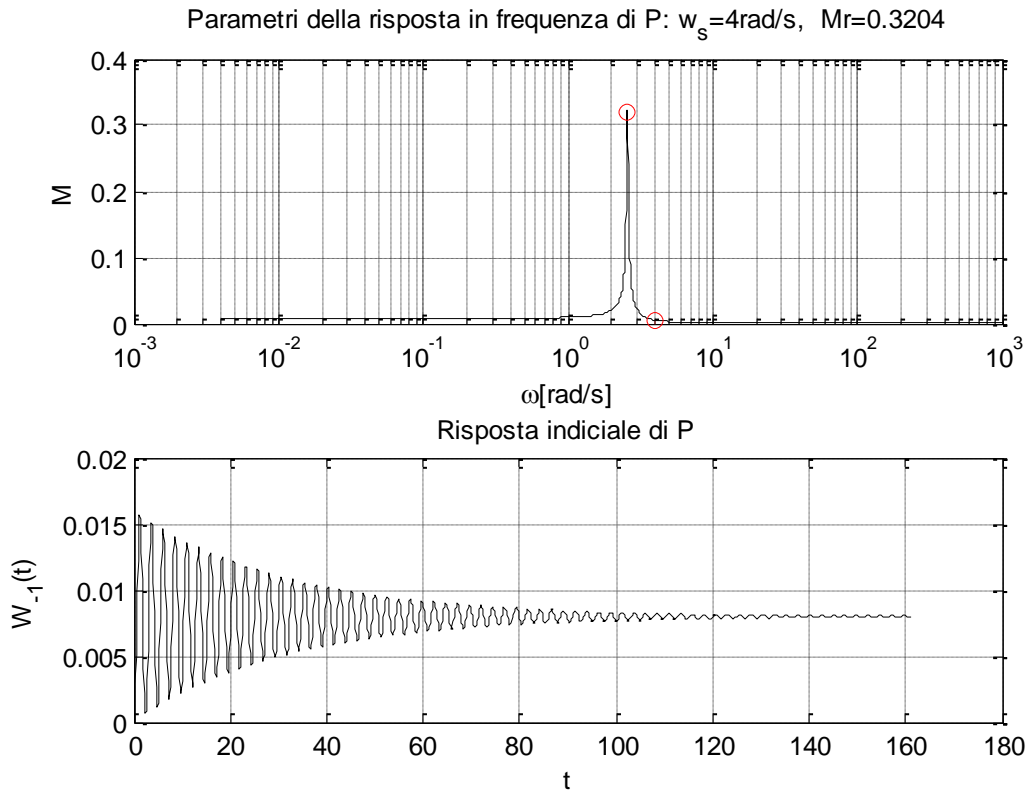


Figura 42

Se si utilizza un controllore PID nella forma

$$C(s) = \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{s},$$

si ha

$$W(s) = \frac{2.65(k_d s^2 + k_p s + k_i)}{s^4 + 50.01s^3 + (9.81 + 2.65k_d)s^2 + (331.4 + 2.65k_p)s + 2.65k_i}.$$

Il progetto, quindi, può essere fatto fissando i poli p_i in modo che $\sum_{i=1}^4 p_i = -50.01$ o cancellando il polo reale -49.95 e poi assegnando opportunamente i tre poli del sistema ridotto (cfr. Es. 43 del Vol. III).

Una diversa tecnica di progettazione è quella di far ricorso allo schema di controllo di Fig. 43 (cfr. Figg. 228, 292 del Cap. 10, Vol. III).

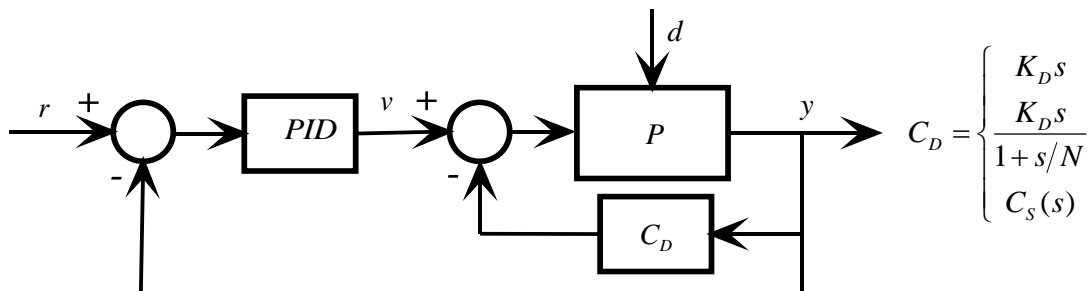


Figura 43

Nell'ipotesi di velocità misurabile si può scegliere $C_D = K_D s$. Il valore di K_D può essere scelto pari a 90.8 (cfr. Fig. 44). Con tale valore di K_D si ha

$$P_s = \frac{P}{1 + PC_D} = \frac{2.65}{s^3 + 50.01s^2 + 250.43s + 331.40}$$

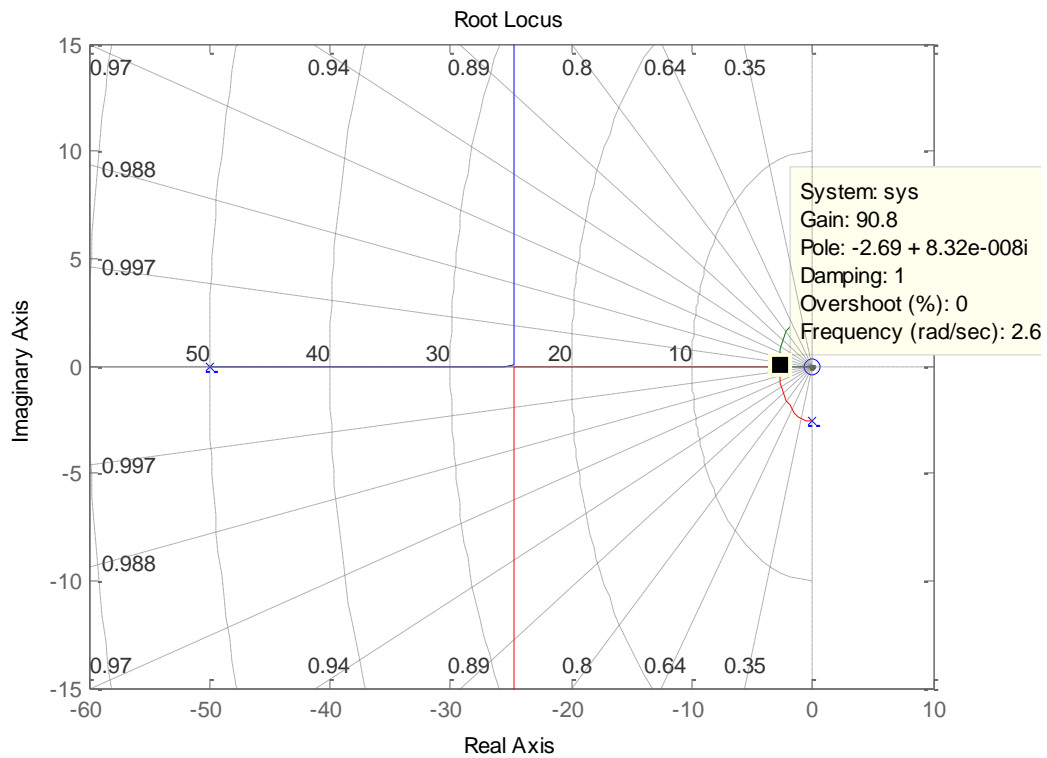


Figura 44. Luogo delle radici del ciclo interno $P-C_D$

Mediante il programma [maggl_p.m](#) si ha:

$$P_m(s) = \frac{0.013018}{s+1.4921} \exp(-0.20852s)$$

Controllori progettati:

$$\begin{aligned} \text{PID1} &= 289.3284 + 431.7142/s \\ \text{PID2} &= 397.0384 + 549.6756/s + 19.2036s \end{aligned}$$

Nella Fig. 45 vengono riportati gli andamenti di $r(t)$, $y(t)$, $u(t)$ nell'ipotesi che $r(t) = 20 \cdot 1(t)^\circ$ e controllore $\text{PID1} + C_D$.

Nella Fig. 46 vengono riportati gli stessi andamenti di $r(t)$, $y(t)$, $u(t)$ nell'ipotesi che $r(t)$ venga filtrato con un filtro del primo ordine con $\tau = 1$.

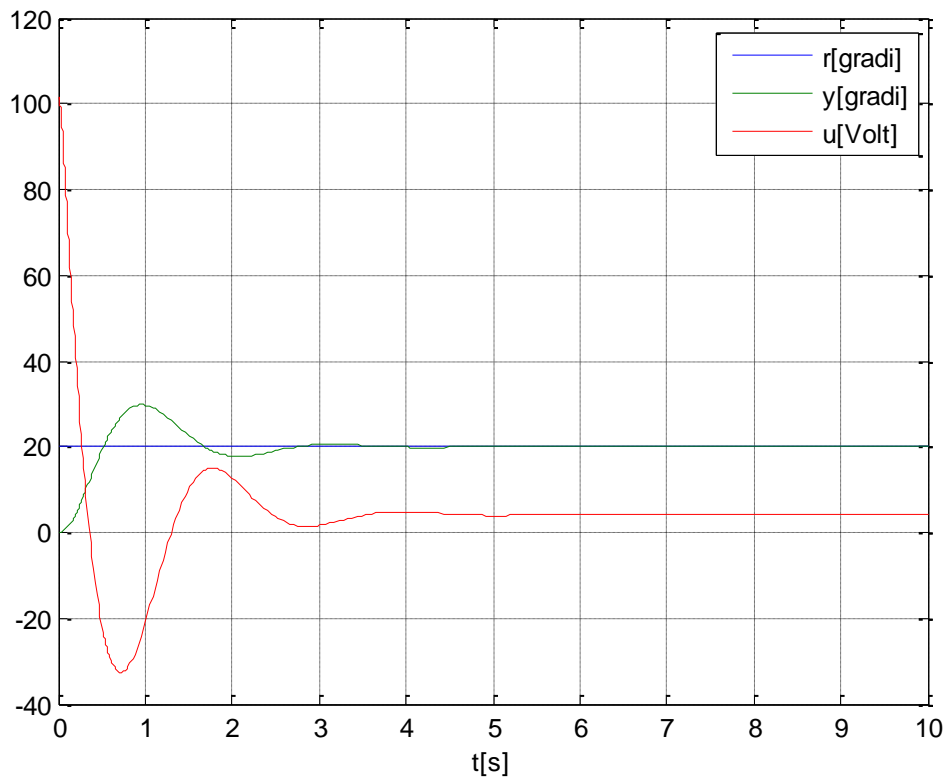


Figura 45

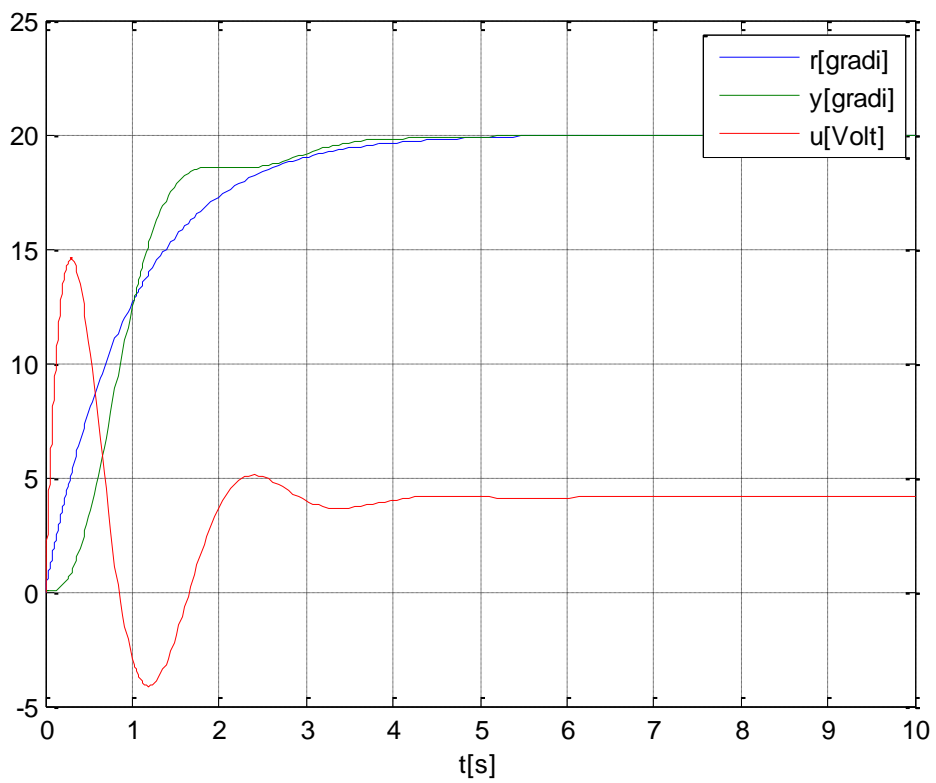


Figura 46

Per quanto concerne la convenienza di bilanciare il braccio con una molla, si fa notare che il modello senza tale molla vale:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -50 & -50 & 0 \\ 0.0530 & -0.0106 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 50 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 7.362 \\ 0 \end{bmatrix} d, \quad d = -\cos(\pi/4 + x_3), \quad \begin{bmatrix} i \\ \alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} x.$$

Utilizzando tale modello e quello con la molla i valori della corrente a regime necessari per avere un'elevazione $\alpha \in [-45, 45]^\circ$ risultano quelli di Fig. 47.

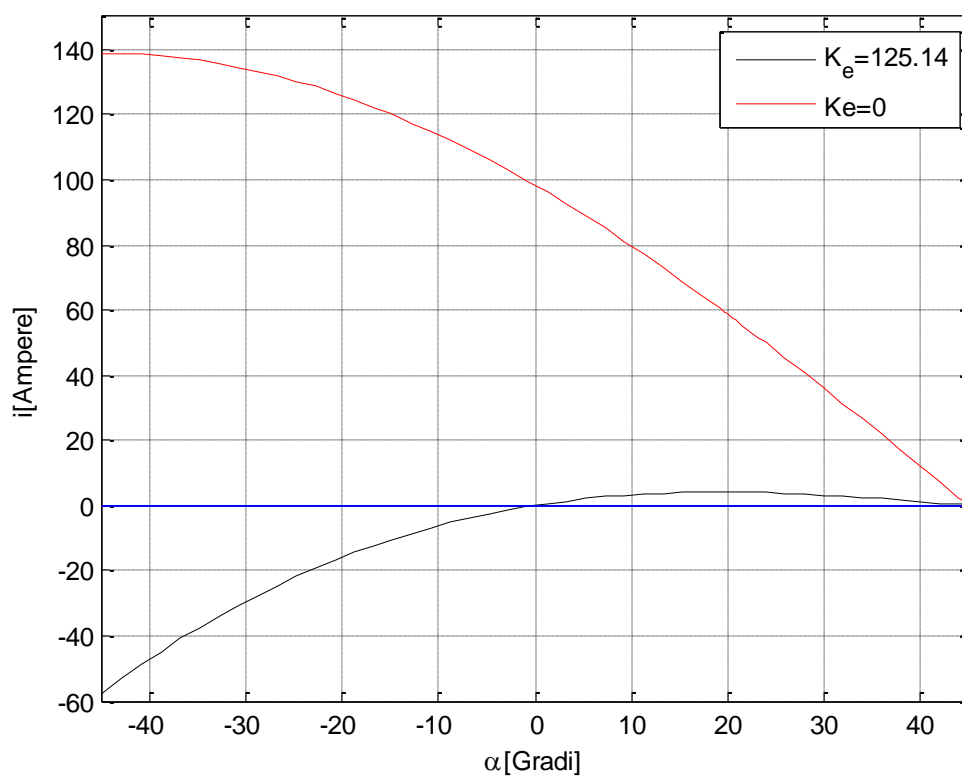


Figura 47

Esempio 6. Si consideri il processo

$$P(s) = \frac{1}{(s+1)^3} e^{-0.25s}.$$

Utilizzando il programma `Ziegler_N_p.m` con:

$$\text{num}=1, \text{ den}=[1 \ 3 \ 3 \ 1], \text{ Tp}=0.25$$

si ha:

1

$$Pz(s) = \frac{\exp(-1.0554s)}{3.6947s+1}$$

Controllori progettati:

$$PI = 3.1506 + 0.99506/s$$

$$PID = 4.2008 + 1.9901/s + 2.2168s.$$

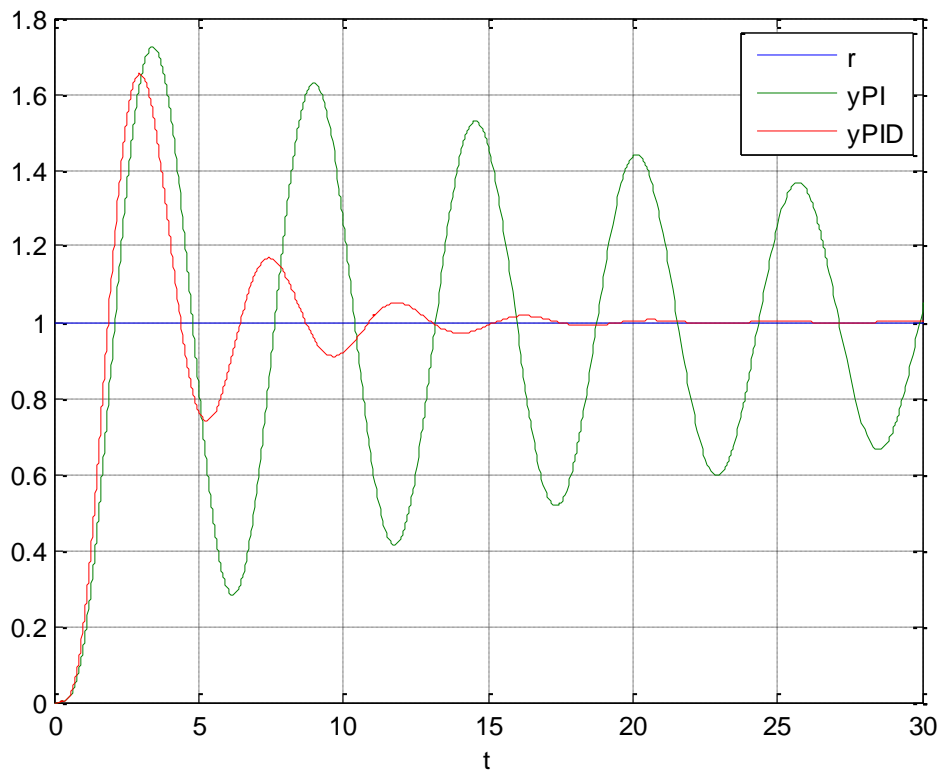


Figura 48

A partire dal controllore nominale PID, mediante il programma [ott_s_PID.m](#) si ottiene il seguente controllore PID ottimizzato (cfr. Figg. 49, 50)

$$PID_{ott} = 1.0502 + 0.49778/s + 0.5542s.$$

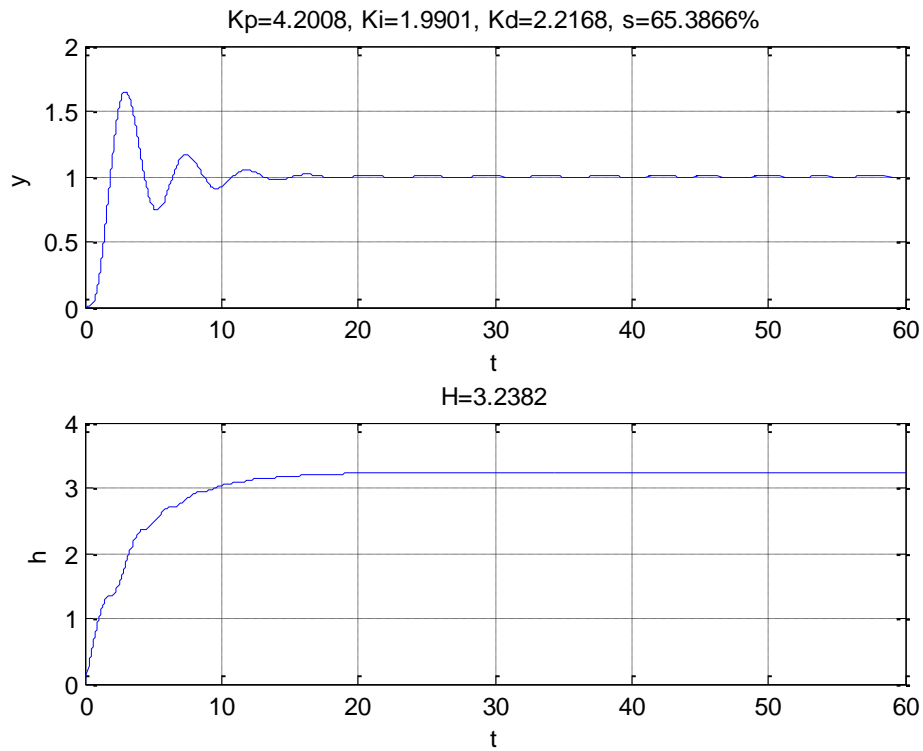


Figura 49

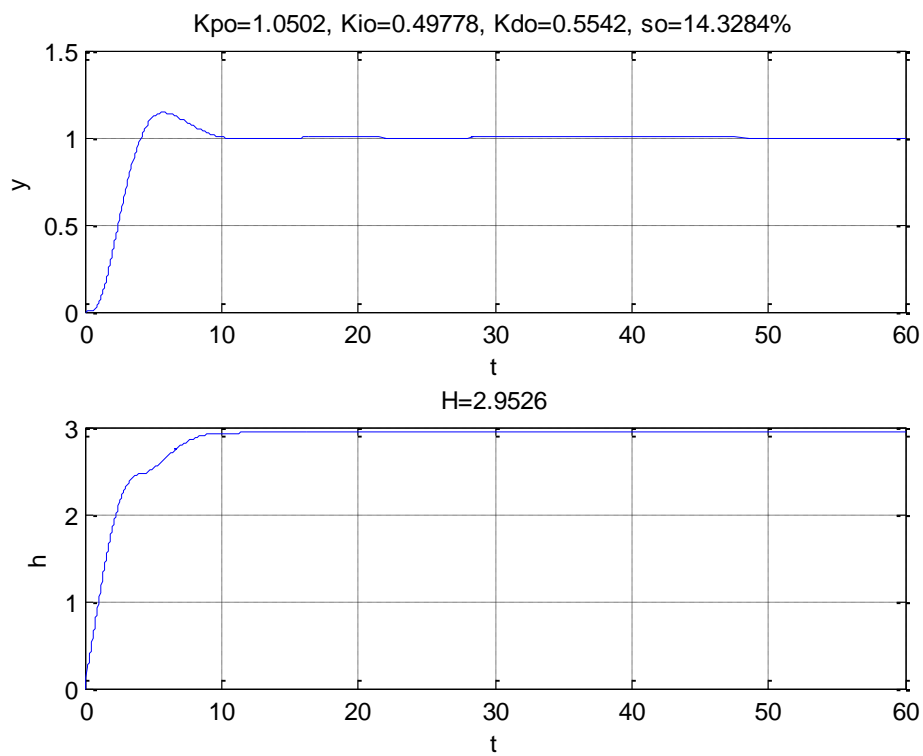


Figura 50

A partire dal controllore nominale PI, mediante il programma `ott_H_PID.m` si ottiene il seguente controllore PI ottimizzato (cfr. Figg. 51, 52)

$$\text{PID}_{\text{ott}} = 0.78766 + 0.39239/s + 0s.$$

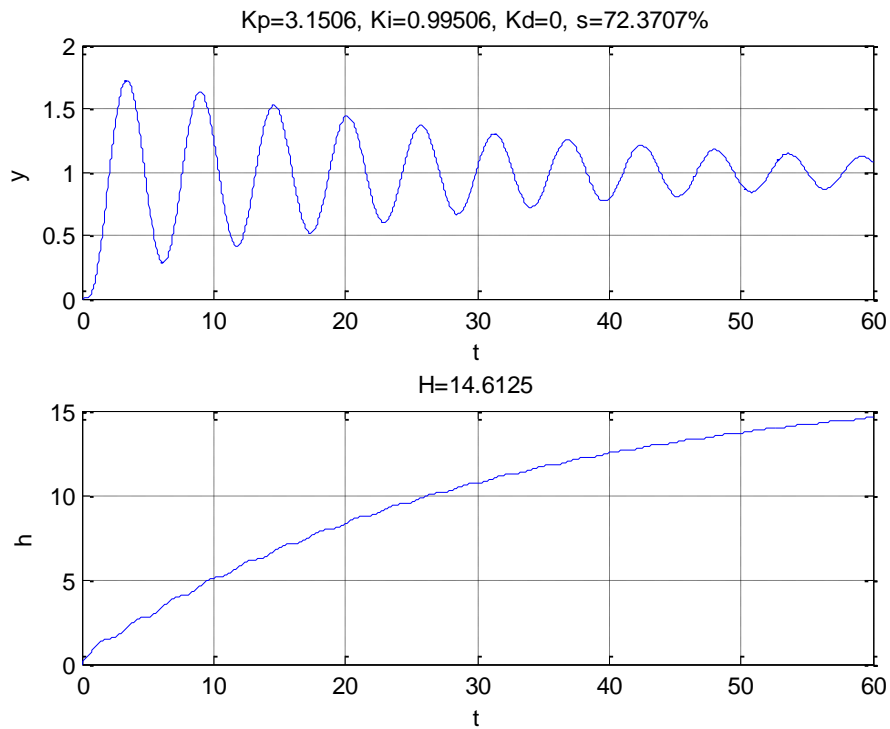


Figura 51

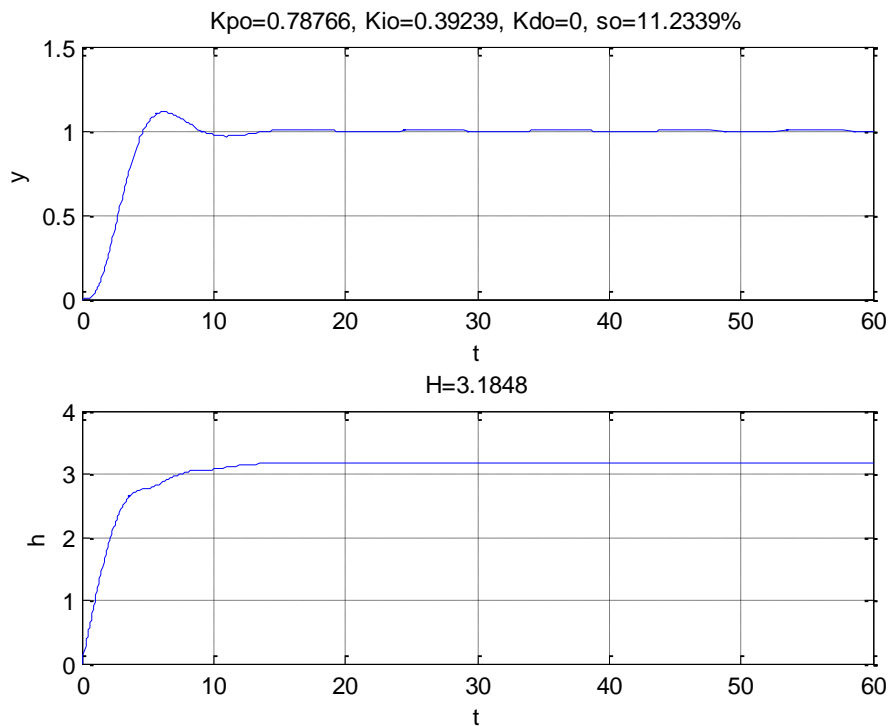


Figura 52

Nelle Figg. 53, 54, 55 sono riportate alcune risposte del sistema di controllo con l'ultimo controllore PI ottimizzato, utilizzando il simulatore [rfg_PID_tr.mdl](#).

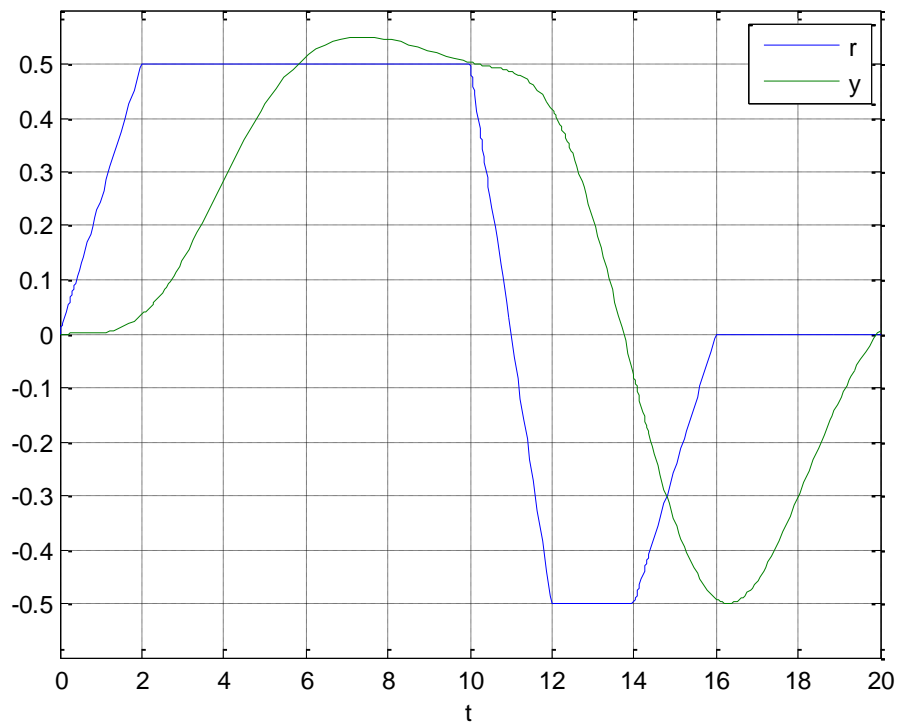


Figura 53. $\max |\dot{r}(t)| = 0.5$

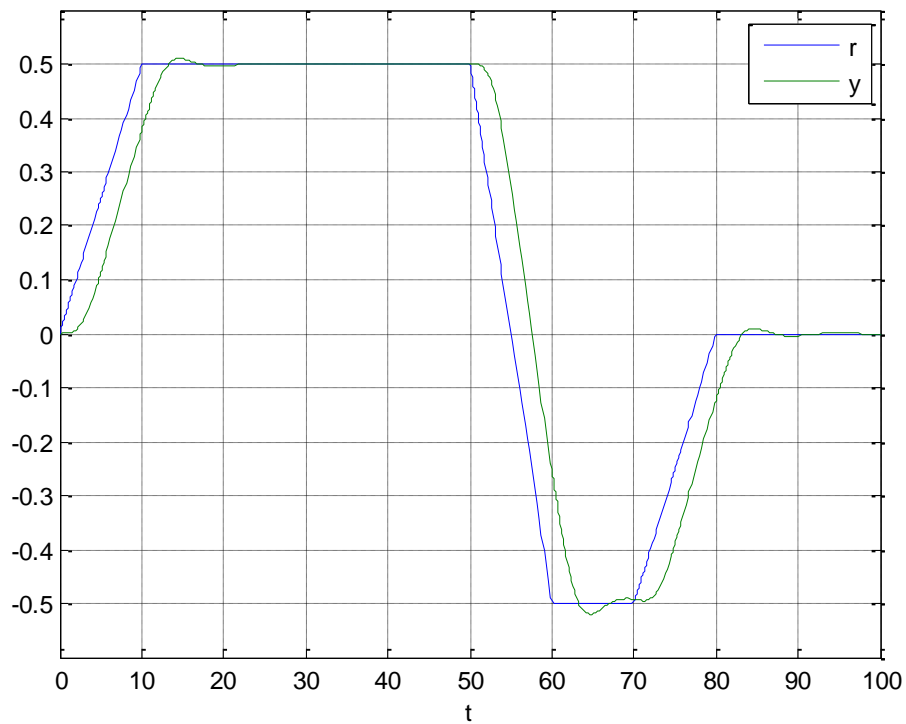


Figura 54. $\max |\dot{r}(t)| = 0.1$

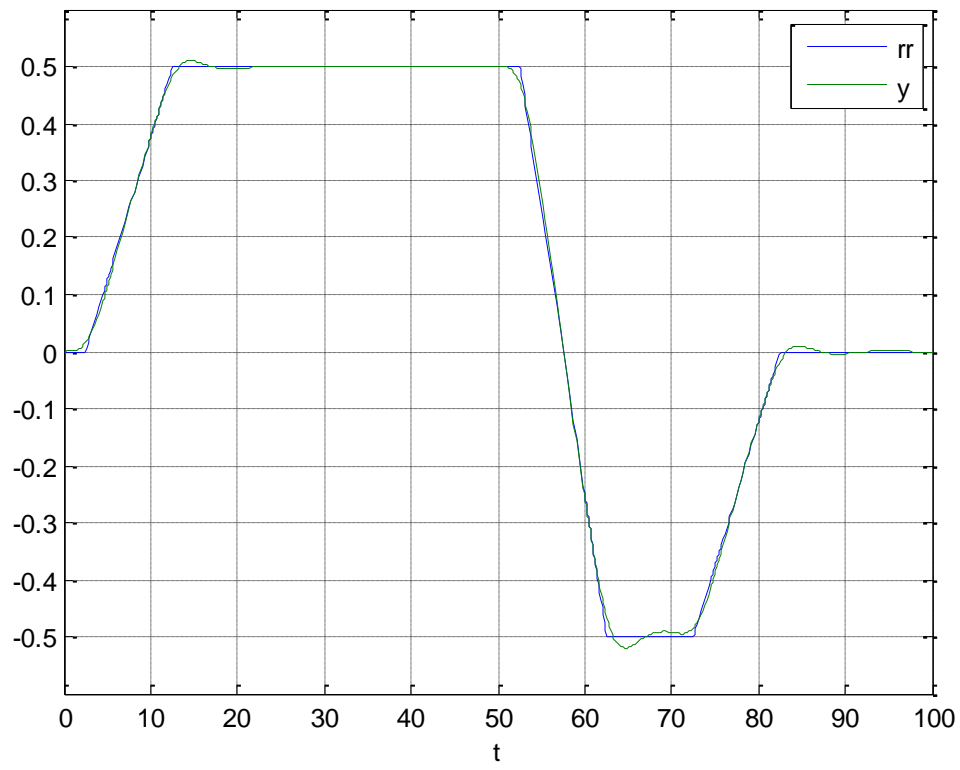


Figura 55. $\text{Max}|\dot{r}(t)| = 0.1$ e $\text{tr} = 1/K_{io} \cong 2.5$ (cfr. **Cap. 8 del Vol. III**)

Esempio 7. Si consideri il processo

$$P(s) = \frac{1}{s^2 + .2s + 1} e^{-0.5s}.$$

Progettando i controllori con **Zieler_N_p.m** i relativi sistemi di controllo risultano instabili. Utilizzando il programma **magg1_p.m** si ha:

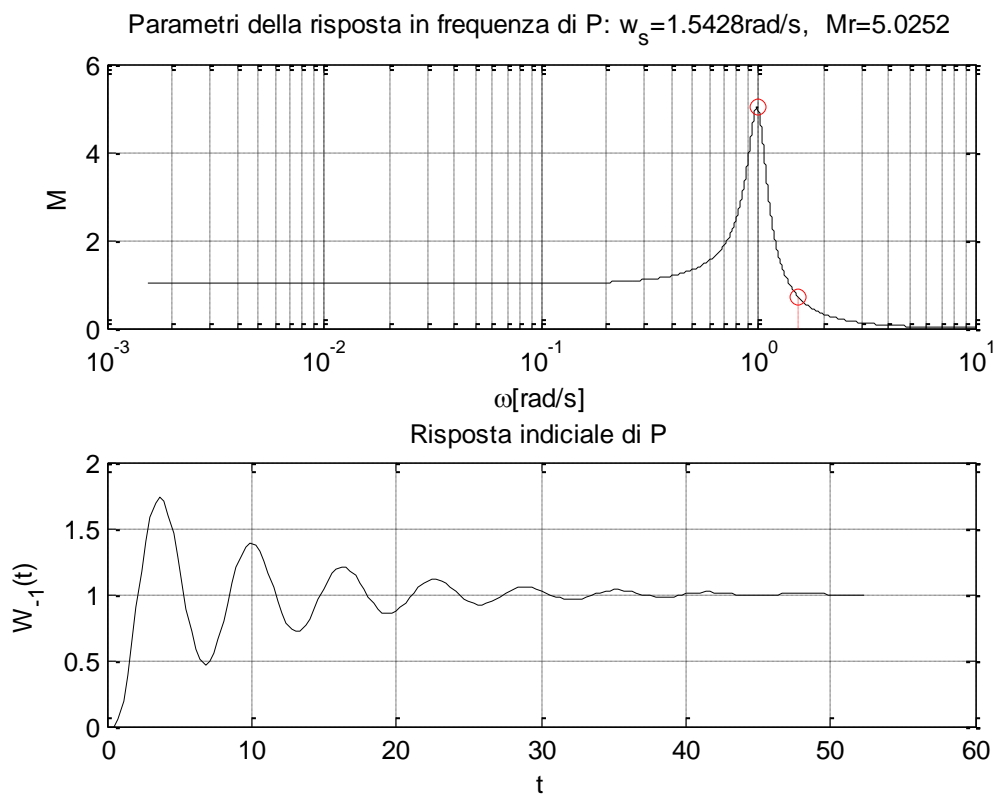


Figura 56

$$P_m(s) = \frac{5.1991}{s + 0.28491} \exp(-1.6016s)$$

Controllori progettati:

$$\text{PID1} = 0.094319 + 0.026873/s$$

$$\text{PID2} = 0.13379 + 0.034215/s + 0.048085s.$$

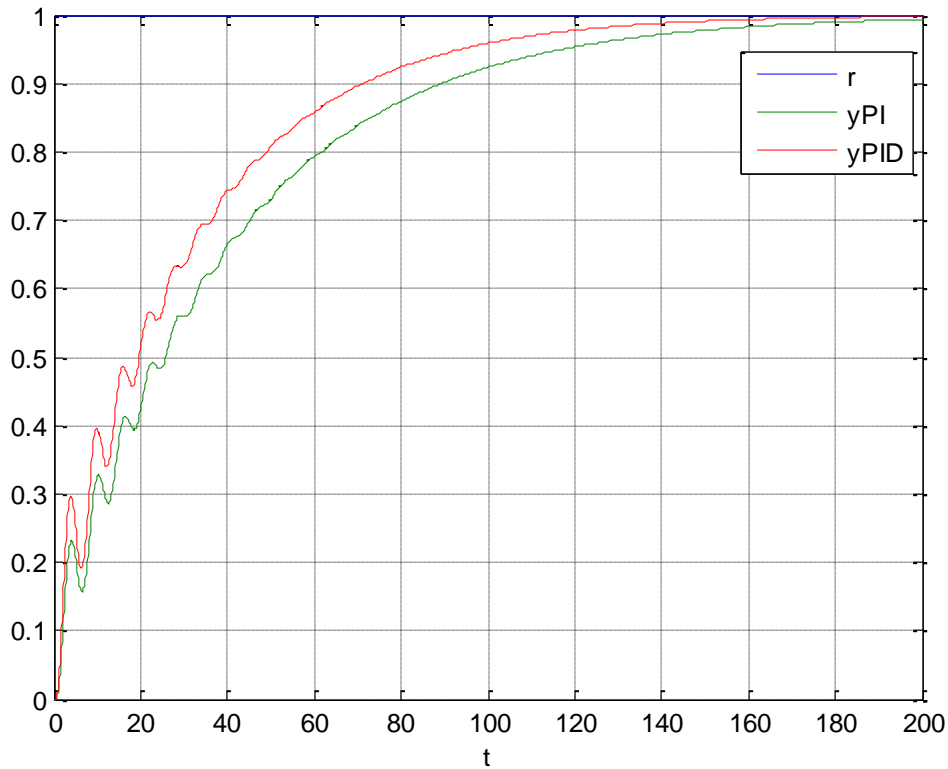


Figura 57

Le prestazioni del sistema di controllo si possono migliorare facendo ricorso allo schema di controllo di Fig. 58.

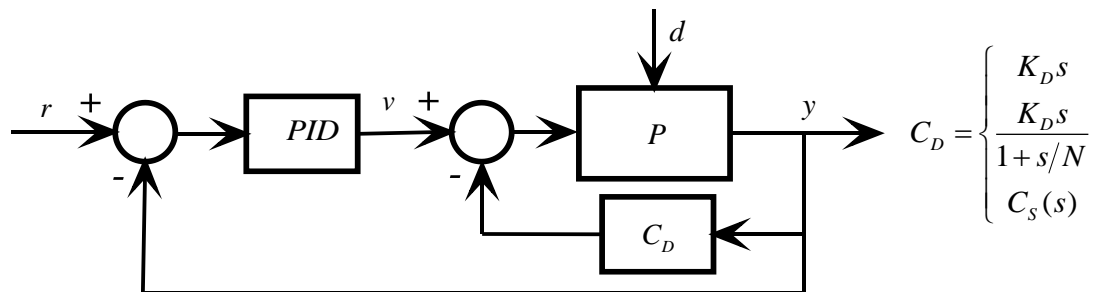


Figura 58

Nell'ipotesi di derivata dell'uscita misurabile si può scegliere $C_D = K_D s$. Con tale scelta di C_D il modello P_s del ciclo interno $P - C_D$ risulta:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -0.2 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -K_D \end{bmatrix} x(t-0.5) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t-0.5) = A_1 x(t) + A_2 x(t-T_i) + B u(t-T_e)$$

$$y(t) = [1 \quad 0] x(t) = C x(t).$$

Utilizzando il simulatore [c_PID_sis_rit.mdl](#) si ottengono le risposte di Fig. 59.

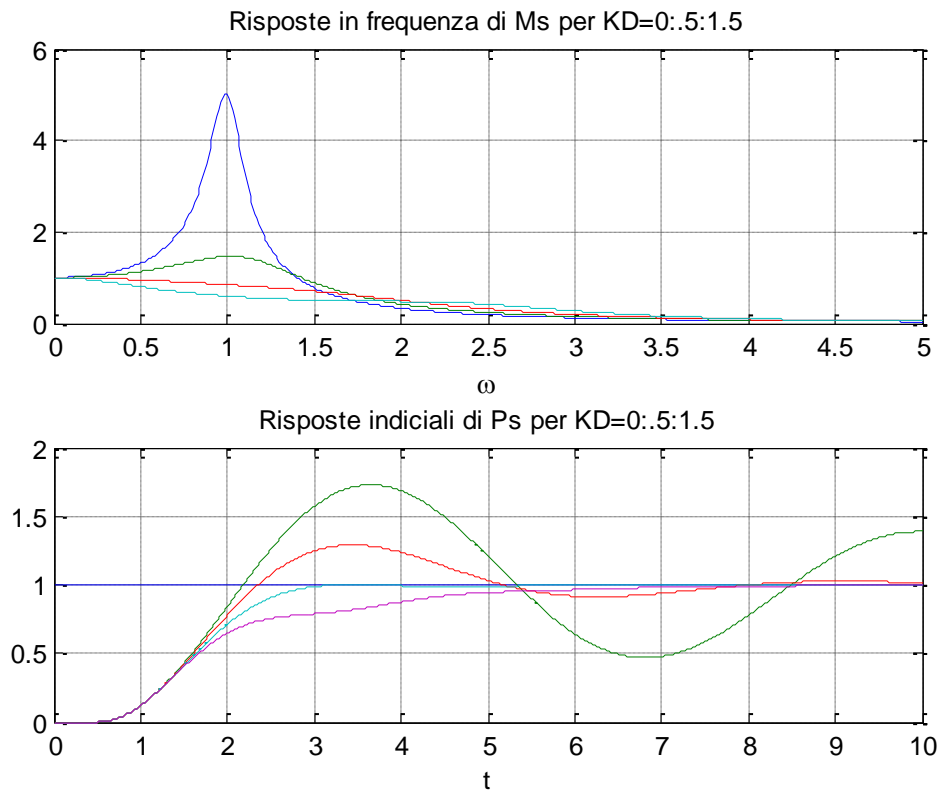


Figura 59

Scegliendo $K_D = 1$ ed utilizzando il programma [magg1_p.m](#), in cui la risposta in frequenza è stata calcolata con l'istruzione

$$P=C*\text{inv}((j*w*\text{eye}(2)-A1-A2*\exp(-j*w*Ti)))*B*\exp(-j*w*Te),$$

si ha:

$$P_m(s) = \frac{1.6014}{s+1.6014} \exp(-1.2037s)$$

Controllori progettati:

$$\text{PID1} = 0.40745 + 0.6525/s$$

$$\text{PID2} = 0.76878 + 0.83079/s + 0.15611s.$$

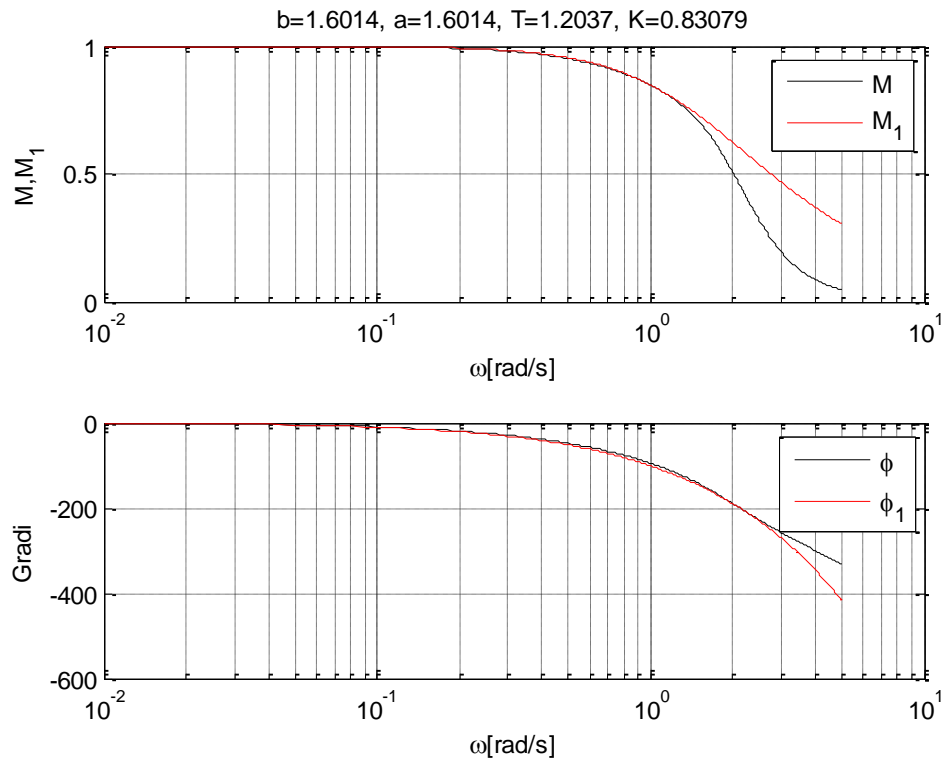


Figura 60

Utilizzando il simulatore [c_PID_sis_rit.mdl](#) si ottengono le risposte di Fig. 61.

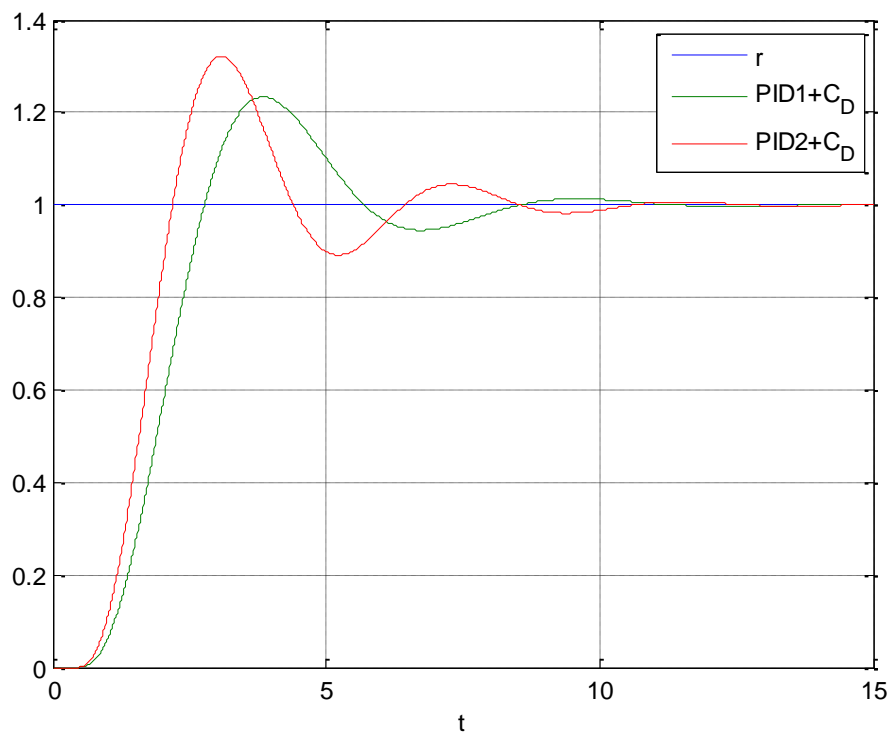


Figura 61

Inoltre con il primo controllore si ha: $|e(t)| \leq 2.407 \max|\dot{r}(t)|$, mentre con il secondo controllore si ha: $|e(t)| \leq 2.217 \max|\dot{r}(t)|$.

%%%%%%%%

Osservazione 1. I controllori progettati con i programmi proposti garantiscono un margine di fase $M_\varphi \geq 45^\circ$. Se **tutti** i parametri dei controllori progettati si moltiplicano per un fattore $k \leq 1.3$ allora $M_\varphi \geq 30^\circ$ (cfr. **Teoremi 25, 26 del Vol. III**).

Osservazione 2. Si noti che in un ciclo di controllo è sempre presente una saturazione per evitare di sollecitare in modo eccessivo il processo e/o per non sovradimensionare l'attuatore. Pertanto si consiglia di valutare sempre le prestazioni del sistema di controllo in presenza di saturazione del segnale di attuazione u . In merito si fa notare che in alcuni casi la saturazione è causa di instabilità, in altri casi può deteriorare significativamente le prestazioni del sistema di controllo (cfr. **Par. 10.4.7 del Vol. III**).

Osservazione 3. Le simulazioni precedenti sono state eseguite quasi tutte con il solver **ode15s** con tolleranza relativa=1e-6.

Se il sistema di controllo è al limite di stabilità si consiglia di confrontare le simulazioni ottenute con due solver differenti e/o con valori differenti della tolleranza relativa ed eventualmente fare un'ulteriore simulazione.

Ad esempio, controllando il processo

$$P(s) = \frac{3}{(s+1)(s^2+2s+3)} e^{-0.5s}$$

con i controllori:

PI = 1.6+0.49082/s

PID = 2.1333+0.98165/s+1.159s ,

progettati con Ziegler_N_p.m, **le risposte del sistema di controllo risultano quelle di Fig. 62 se si usa il solver ode15s, quelle di Fig. 63 se si usa il solver ode45.**

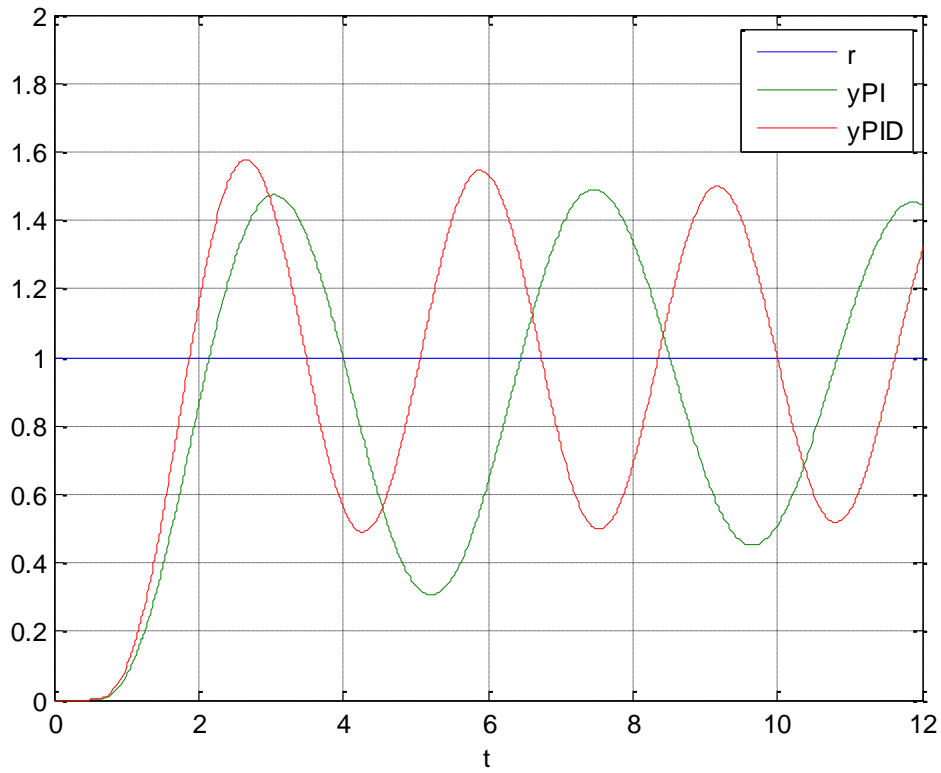


Figura 62

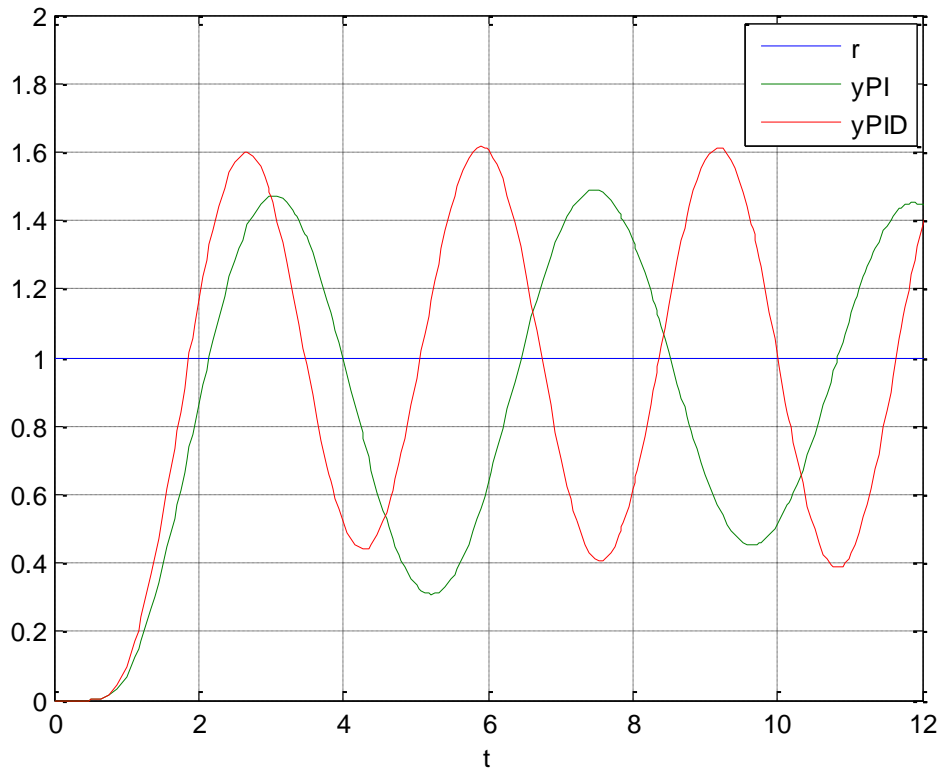


Figura 63

MANUALE DEI PROGRAMMI

fers_PID.m

Scopo: function per minimizzare lo scostamento tra la sovraelongazione s ed un suo valore desiderato sd

fH_PID.m

Scopo: function per minimizzare la costante di guadagno H

magg0_p.m

Scopo: Calcolare i parametri di un sistema maggiorante di ordine zero $G \cdot \exp(-s \cdot T)$ (e progettare i relativi controllori PID) di un processo con ritardo, asintoticamente stabile e guadagno statico positivo

magg1_1_p.m

Scopo: Calcolare i parametri di un sistema maggiorante di ordine uno con zero $(b_1 \cdot s + b_2) / (s + a) \cdot \exp(-s \cdot T)$ (e progettare il relativo controllore PIDR) di un processo con ritardo, asintoticamente stabile e guadagno statico positivo

magg1_p.m

Scopo: Calcolare i parametri di un sistema maggiorante di ordine uno $b / (s + a) \cdot \exp(-s \cdot T)$ (e progettare i relativi controllori PID) di un processo con ritardo, asintoticamente stabile e guadagno statico positivo

magg2_1_p.m

Scopo: Calcolare i parametri di un sistema maggiorante di ordine due con zero $(b_1 \cdot s + b_2) / (s^2 + a_1 \cdot s + a_2) \cdot \exp(-s \cdot T)$ (e progettare il relativo controllore PIDR di un processo con ritardo, asintoticamente stabile e guadagno statico positivo

magg2_p.m

Scopo: Calcolare i parametri di un sistema maggiorante di ordine due $b / (s^2 + a_1 \cdot s + a_2) \cdot \exp(-s \cdot T)$ (e progettare il relativo controllore PID) di un processo con ritardo, asintoticamente stabile e guadagno statico positivo

ott_H_PID.m

Scopo: Minimizzare la costante di guadagno H di un sistema di controllo rispetto ai parametri del controllore PID con i seguenti vincoli:

$$\begin{aligned} 0.5K_{pn} &= < K_p <= 2 * K_{pn} & \text{o} & 0.25K_{pn} = < K_p <= 4 * K_{pn} \\ 0.5K_{in} &= < K_i <= 2 * K_{in} & \text{o} & 0.25K_{in} = < K_i <= 4 * K_{in} \\ 0.5K_{dn} &= < K_d <= 2 * K_{dn} & \text{o} & 0.25K_{dn} = < K_d <= 4 * K_{dn} \end{aligned}$$

ott_s_PID.m

Scopo: Minimizzare lo scostamento tra la sovraelongazione s ed un suo valore desiderato sd di un sistema di controllo rispetto ai parametri del controllore PID con i seguenti vincoli:

$$\begin{aligned} 0.5K_{pn} &= < K_p <= 2 * K_{pn} & \text{o} & 0.25K_{pn} = < K_p <= 4 * K_{pn} \\ 0.5K_{in} &= < K_i <= 2 * K_{in} & \text{o} & 0.25K_{in} = < K_i <= 4 * K_{in} \\ 0.5K_{dn} &= < K_d <= 2 * K_{dn} & \text{o} & 0.25K_{dn} = < K_d <= 4 * K_{dn} \end{aligned}$$

progettoPID0.m

Scopo: Progettare due controllori PID a partire da un sistema maggiorante dell'impianto del tipo $G \cdot \exp(-s \cdot T)$

progettoPID1.m

Scopo: Progettare due controllori PID a partire da un sistema maggiorante dell'impianto del tipo $b/(s+a) \cdot \exp(-s \cdot T)$

progettoPID2.m

Scopo: Progettare un controllore PID a partire da un sistema maggiorante dell'impianto del tipo $b/(s^2+a_1 \cdot s+a_2) \cdot \exp(-s \cdot T)$

progettoPIDR1.m

Scopo: Progettare un controllore PIDR a partire da un sistema maggiorante dell'impianto del tipo $(b_1 \cdot s + b_2)/(s+a) \cdot \exp(-s \cdot T)$

progettoPIDR2.m

Scopo: Progettare un controllore PIDR a partire da un sistema maggiorante dell'impianto del tipo $(b_1 \cdot s + b_2)/(s^2+a_1 \cdot s+a_2) \cdot \exp(-s \cdot T)$

Ziegler_N_p.m

Scopo: Calcolare i parametri del sistema approssimante $Gz/(1+s \cdot \tau_{auz}) \cdot \exp(-s \cdot T)$ di un processo con ritardo, asintoticamente stabile e guadagno statico positivo con il metodo della tangente e progettare i controllori PI e PID con le formule di Ziegler e Nichols

c2_PID.mdl

Scopo: Simulare un sistema di controllo con due diversi controllori PID

c2_PIDR.mdl

Scopo: Simulare un sistema di controllo con due diversi controllori PIDR

c_PID.mdl

Scopo: Simulare un sistema di controllo con controllore PID

c_PID_H.mdl

Scopo: Simulare un sistema di controllo con controllore PID e calcolare la costante di guadagno H

c_PID_Hr.mdl

Scopo: Simulare un sistema di controllo con controllore PID e calcolare la costante di guadagno Hr

c_PID_sis_rit.mdl

Scopo: Simulare il comportamento di un processo con ritardi del tipo: $\dot{x}(t) = A_1 x(t) + A_2 x(t - t_i) + Bu(t - t_e)$, $y(t) = Cx(t)$, controllato con controllore PID e calcolare la costante di guadagno H

c_PIDR.mdl

Scopo: Simulare un sistema di controllo con controllore PIDR

c_PIDR_H.mdl

Scopo: Simulare un sistema di controllo con controllore PIDR e calcolare la costante di guadagno H

c_PIDR_Hr.mdl

Scopo: Simulare un sistema di controllo con controllore PIDR e calcolare la costante di guadagno Hr

rfg_PID.mdl

Scopo: Simulare un sistema di controllo con controllore PID e riferimento generico

rfg_PID_tr.mdl

Scopo: Simulare un sistema di controllo con controllore PID e riferimento generico “anticipato”

par_car_sc.m

Scopo: Calcolare i parametri caratteristici di un sistema di controllo