

Controllo digitale

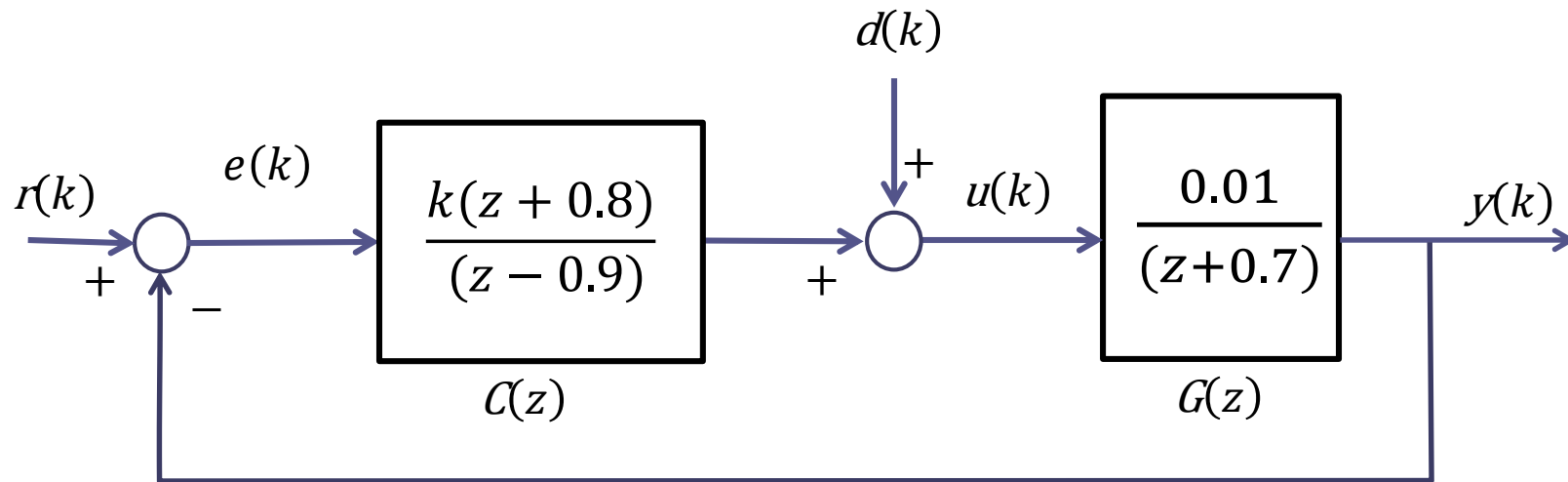
Esercitazione 5

Sintesi mediante Luogo delle radici

Ing. Alessandro Pisano
`apisano@unica.it`

Esercizio 1 (incluso anche nelle slides di lezione)

Con riferimento al seguente sistema di controllo



determinare il valore del guadagno k in modo che

S1 In assenza di disturbo, l'errore a regime in risposta ad un set-point costante non ecceda il 5% dell'ampiezza del set-point

S2 Un disturbo costante venga attenuato a regime in misura pari almeno al 99%

E' un sistema di controllo di tipo zero. Abbiamo visto come il comportamento a regime dipenda unicamente dai valori dei **guadagni** di regolatore e processo.

Il controllore ha guadagno $\mu_C = C(1) = 18k$

Il processo ha guadagno $\mu_G = G(1) = 0.0059$

Valutiamo preliminarmente l'intervallo di valori del guadagno k che garantisce la stabilità a ciclo chiuso del sistema di controllo

Il polinomio caratteristico del sistema a ciclo chiuso è:

$$\begin{aligned} P_{car}(z) &= N_C(z)N_G(z) + D_C(z)D_G(z) = 0.01k(z + 0.8) + (z - 0.9)(z + 0.7) \\ &= z^2 + (0.01k - 0.2)z + 0.008k - 0.63 \end{aligned}$$

Analizziamone la stabilità con il criterio di Jury

$$P_{car}(z) = z^2 + (0.01k - 0.2)z + 0.008k - 0.63$$

$$a_2 = 1 \qquad a_1 = (0.01k - 0.2) \qquad a_0 = 0.008k - 0.63$$

Il criterio di Jury fissa le seguenti condizioni necessarie e sufficienti affinché un polinomio di grado 2 sia Jury-stabile

$$1. \quad |a_0| < a_2 \qquad |0.008k - 0.63| < 1$$

$$-46.25 < k < 203.75$$

$$2. \quad P(1) = a_2 + a_1 + a_0 > 0 \qquad 1 + 0.01k - 0.2 + 0.008k - 0.63 = 0.17 + 0.018k > 0$$

$$k > -9.44$$

$$3. \quad P(-1) = a_2 - a_1 + a_0 > 0 \qquad 1 - 0.01k + 0.2 + 0.008k - 0.63 = 0.57 - 0.002k > 0$$

$$k < 285$$

Nell'intervallo di valori positivi del guadagno, il sistema è stabile a ciclo chiuso se

$$0 < k < 203.75$$

Sistemi di controllo di tipo zero

Comportamento a regime dell'uscita in corrispondenza di un **set-point costante e disturbo costante**

$$\lim_{k \rightarrow \infty} y(k) = R^* \frac{\mu_C \mu_G}{1 + \mu_C \mu_G} + D^* \frac{\mu_G}{1 + \mu_C \mu_G}$$

La formula sopraripotata vale unicamente nel caso in cui il sistema di controllo sia asintoticamente stabile a ciclo chiuso.

S1 In assenza di disturbo, l'errore a regime in risposta ad un set-point costante non ecceda il 5% dell'ampiezza del set-point

L'errore a regime per un set-point costante in assenza di disturbo vale

$$\lim_{k \rightarrow \infty} e(k) = R^* - \lim_{k \rightarrow \infty} y(k) = R^* - R^* \frac{\mu_C \mu_G}{1 + \mu_C \mu_G} = \frac{R^*}{1 + \mu_C \mu_G} \leq 0.05 R^*$$

$$\frac{1}{1 + \mu_C \mu_G} \leq 0.05 \quad \rightarrow \quad \mu_C \mu_G \geq 19$$

Il controllore ha guadagno $\mu_C = 18k$

Il processo ha guadagno $\mu_G = 0.0059$

$$0.106k \geq 19$$

$$k \geq 178.9$$

La specifica S1 puo essere soddisfatta imponendo direttamente che **il guadagno della Funzione di trasferimento fra il set-point e l'errore sia inferiore a 0.05**

$$W_r^e(z) = \frac{1}{1 + C(z)G(z)} \quad W_r^e(1) = \frac{1}{1 + C(1)G(1)} = \frac{1}{1 + \mu_C \mu_G}$$

Si riottiene chiaramente la stessa diseguaglianza ricavata nella slide precedente

$$\frac{1}{1 + \mu_C \mu_G} \leq 0.05$$

S2 Un disturbo costante venga attenuato a regime in misura pari almeno al 99%

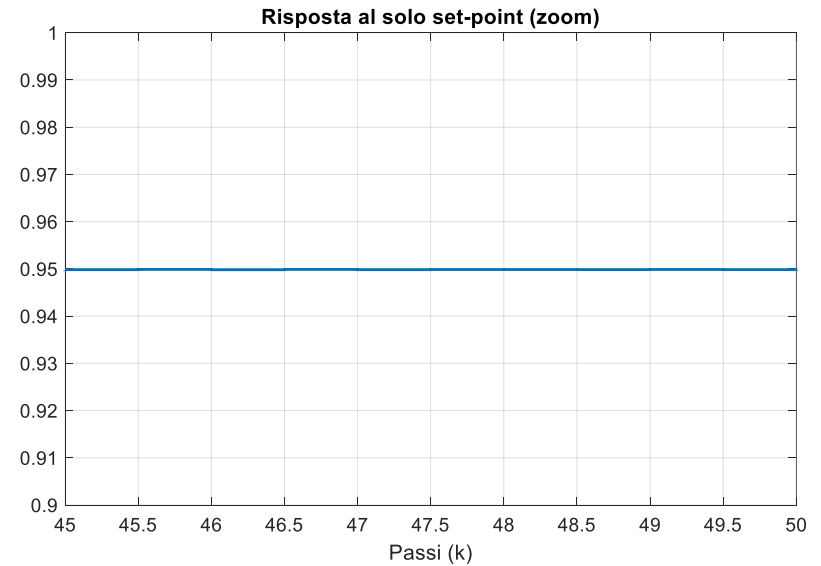
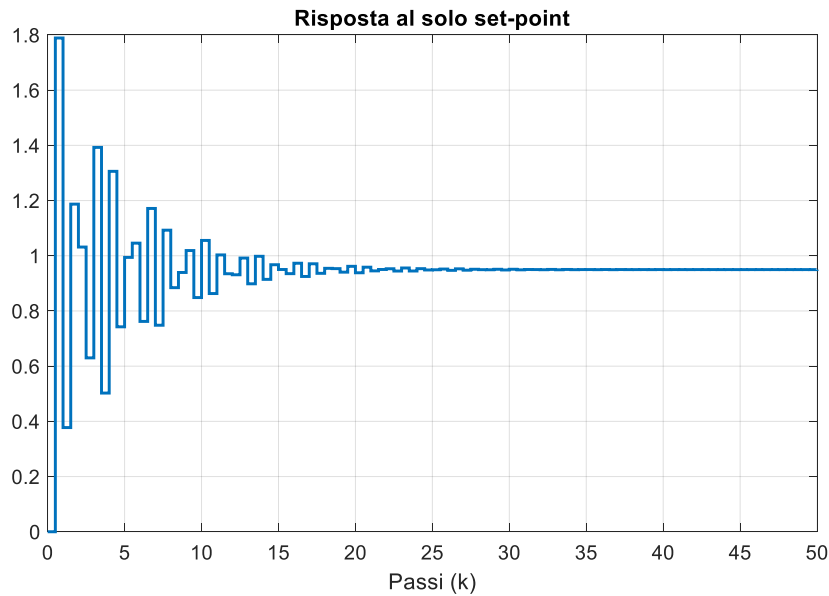
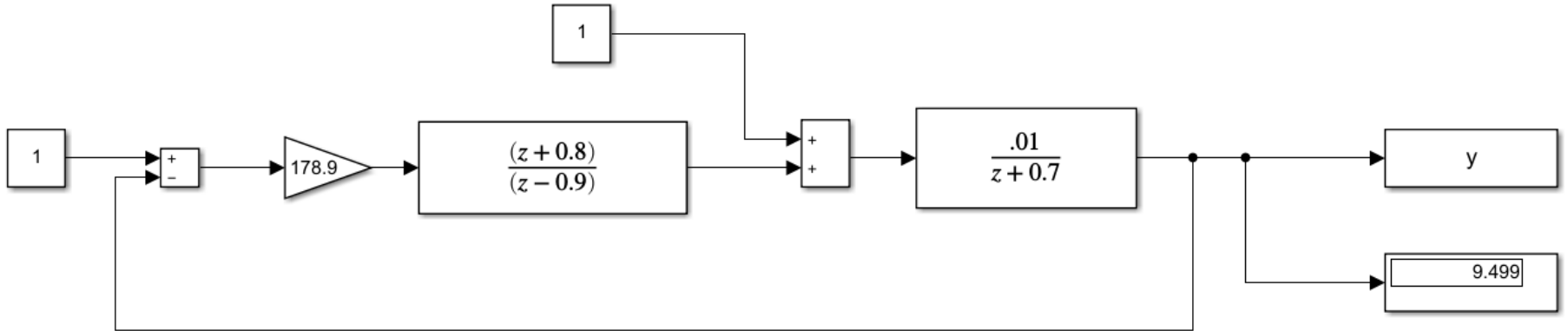
Imponiamo che il guadagno della Funzione di trasferimento fra il disturbo e l'uscita sia inferiore a 0.01

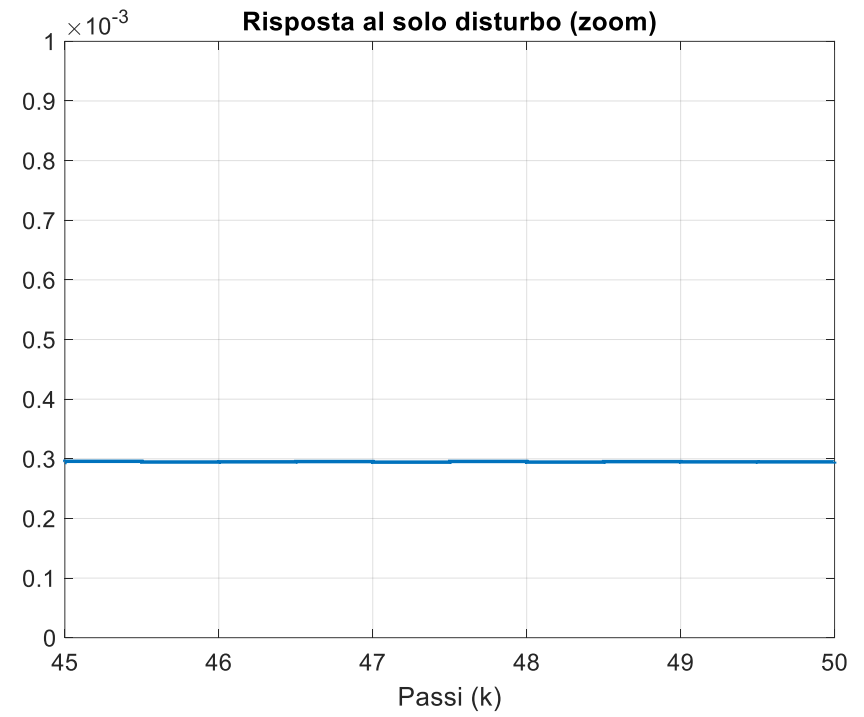
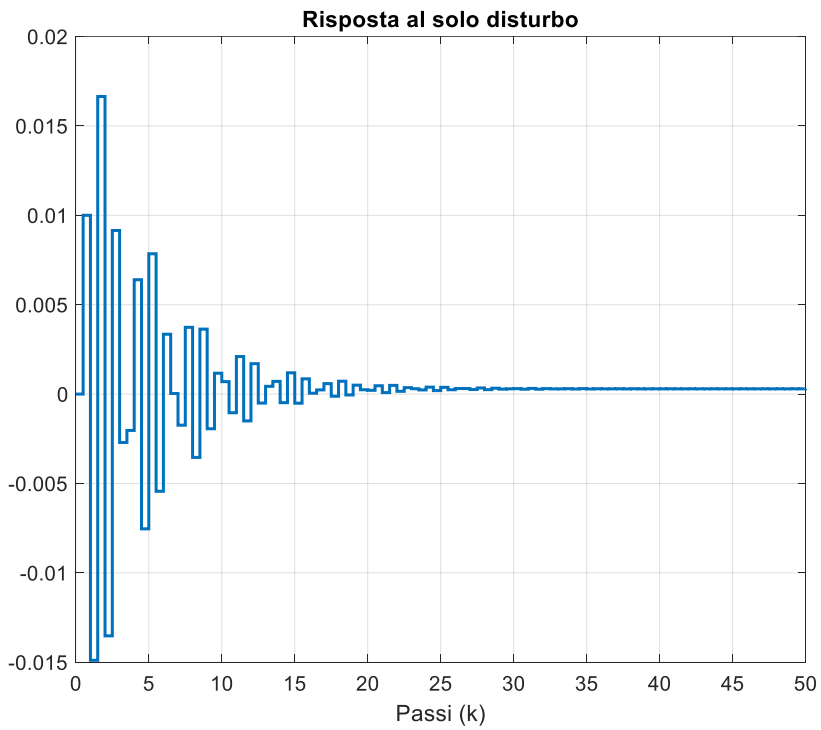
$$W_d^y(z) = \frac{G(z)}{1 + C(z)G(z)} \quad \Rightarrow \quad W_d^y(1) = \frac{\mu_G}{1 + \mu_C \mu_G} \leq 0.01 \quad \Rightarrow \quad \frac{0.0059}{1 + 0.106k} \leq 0.01$$

$$\Rightarrow \quad k \geq -0.773$$

Il livello di attenuazione del disturbo previsto dalla specifica S2 è garantito da qualunque valore positivo del controllo

Verifichiamo mediante simulazione i risultati ottenuti





Esercizio 2

Si consideri un sistema a tempo continuo descritto dalla funzione di trasferimento

$$G(s) = \frac{0.1}{(s+1)(s+2)}$$

e soggetto ad una variabile disturbante $d(t)$ che si sovrappone all'ingresso del processo. Progettare un sistema di controllo digitale tale da soddisfare le seguenti specifiche:

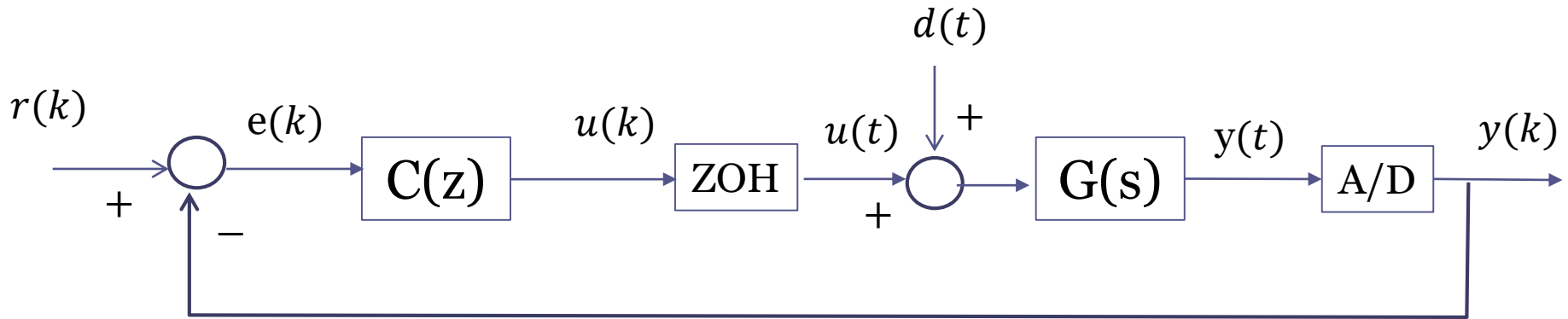
S1 In assenza di disturbo, l'errore a regime in risposta ad un set-point costante non ecceda il 10% dell'ampiezza del set-point

S2 Un disturbo costante venga attenuato a regime in misura pari almeno al 99%

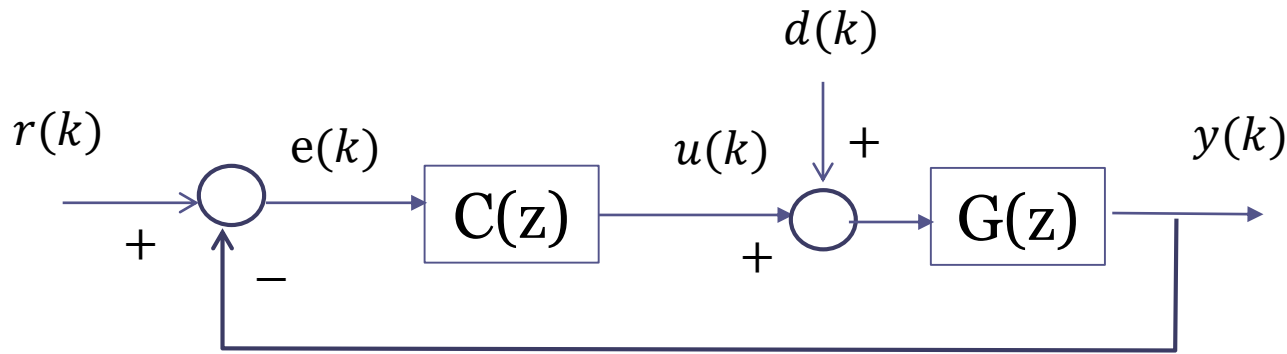
S3 Risposta al gradino a ciclo chiuso caratterizzata da una sovraelongazione percentuale non superiore al 10%

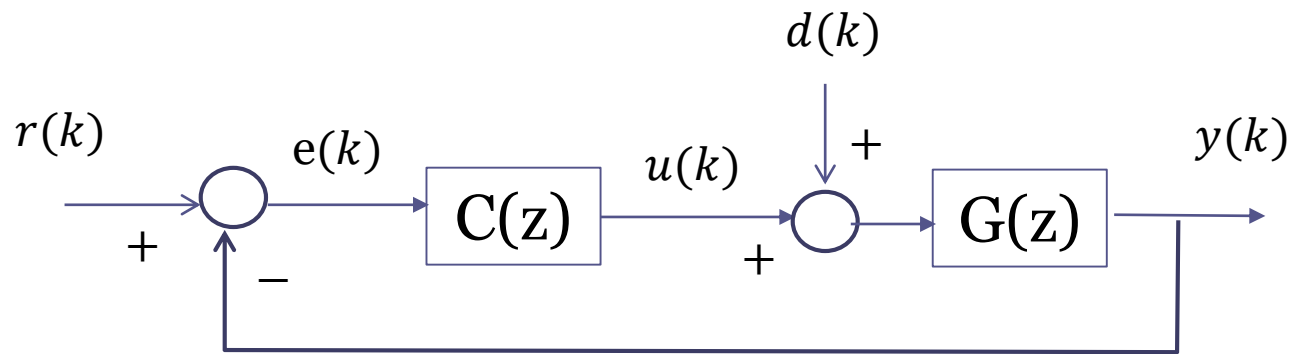
S4 Risposta al gradino a ciclo chiuso caratterizzata da un tempo di salita non superiore a 0.15 secondi

Facciamo riferimento alla architettura standard a retroazione unitaria



Se il segnale disturbante $d(t)$ è ipotizzato **costante**, l'evoluzione dell'uscita negli istanti di campionamento $t_k = kT_c$ è rappresentata dal seguente schema a blocchi equivalente





in cui $y(k) = y(t_k)$, $d(k) = d(t_k) = D$, $u(k)$ è il valore di controllo applicato in ingresso al sistema nell'intervallo $t \in [kT_c, (k+1)T_c)$, e

$$G(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \left[\mathcal{L}^{-1} \left(\frac{G(s)}{s} \right) \right]_{t=kT_c} \right\}$$

Scelta del periodo di campionamento.

E' necessario preliminarmente individuare un adeguato valore per il periodo di campionamento.

Esistono vari criteri sulla base dei quali definire una soglia massima per il periodo di campionamento. Tali criteri si basano sul comportamento dinamico transitorio del sistema a ciclo chiuso, e quindi si applicano riferendosi alle specifiche sul comportamento transitorio.

Un primo criterio richiede che nell'arco del tempo di assestamento all'5% della risposta vengano acquisiti almeno 10 campioni dell'uscita $\rightarrow T_c \leq \frac{T_{a5\%}}{10}$

Un secondo criterio prende come intervallo di riferimento anziché il tempo di assestamento il periodo T_p della oscillazione smorzata della risposta e quindi procede come il primo criterio $\rightarrow T_c \leq \frac{T_p}{10}$

Valuteremo, sulla base delle specifiche transitorie a ciclo chiuso, i valori di soglia per il periodo di campionamento corrispondenti ai due criteri soprariportati, e sceglieremo quello più restrittivo.

Progetto del regolatore.

Il progetto del regolatore prevede che si analizzino preliminarmente le specifiche sul comportamento a regime.

Una analisi qualitativa di tali specifiche ci rivela se il sistema di controllo deve essere di tipo zero, di tipo 1 o di tipo 2. In funzione di ciò, e tenendo in considerazione l'eventuale presenza di poli in $z=1$ nel processo $G(z)$ (che sono conseguenti alla presenza di poli in $s=0$ nella $G(s)$), si determina il numero di poli in $z=1$ che dovranno essere inseriti nel regolatore (il «tipo» del regolatore).

Le specifiche sul comportamento a regime, successivamente analizzate da un punto di vista quantitativo, originano un vincolo complessivo sul valore minimo μ_C^* che si dovrà attribuire al guadagno μ_C del controllore.

A questo punto si progetta la parte dinamica $\bar{C}(z)$ del controllore (la struttura poli-zeri) sulla base delle specifiche transitorie.

$$C(z) = \frac{\mu_C}{(z-1)^v} \bar{C}(z)$$

$$\mu_C \geq \mu_C^*$$

$$\bar{C}(1) = 1$$

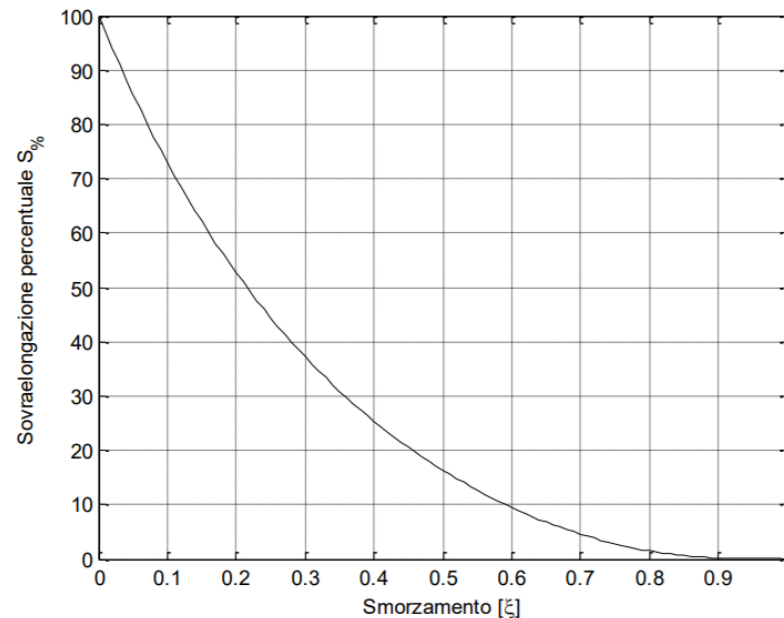
Scelta del periodo di campionamento.

Valutiamo, sulla base delle specifiche sul transitorio, il tempo di assestamento ed il periodo della oscillazione smorzata del sistema a ciclo chiuso

S3 Risposta al gradino a ciclo chiuso caratterizzata da una **sovraelongazione percentuale non superiore al 10%**

$$S_{\%} = 100e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$$

Sovraelongazione percentuale vs. smorzamento



$$S_{\%} \leq 10$$



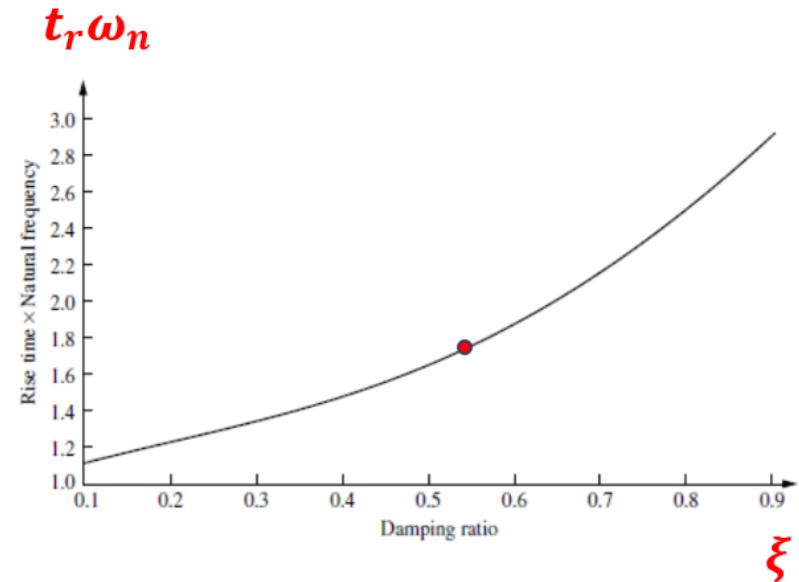
$$\xi \geq 0.6$$

La specifica S3 fissa una soglia minima per lo smorzamento.

S4 Risposta al gradino a ciclo chiuso caratterizzata da un **tempo di salita non superiore a 0.15 secondi**

$$t_r \approx \frac{1.8}{\omega_n}$$

Damping ratio	Normalized rise time
0.1	1.104
0.2	1.203
0.3	1.321
0.4	1.463
0.5	1.638
0.6	1.854
0.7	2.126
0.8	2.467
0.9	2.883



Il grafico e la tabella mostrano come in corrispondenza di un valore di smorzamento pari a 0.6 il coefficiente è lievemente superiore a 1.85. Quindi la formula standard non va corretta.

$$t_r \leq 0.15 \text{ s} \quad \rightarrow \quad \omega_n \geq \frac{1.8}{0.15} = 12 \text{ rad/s}$$

Il primo criterio richiede che il periodo campionamento sia **inferiore ad 1/10 del tempo di assestamento all'5% della risposta a ciclo chiuso**

	$T_{a5\%}$	$T_{a2\%}$	$T_{a1\%}$
$F(s) = \frac{\mu\omega_n^2}{(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)}$	$\frac{3}{\xi\omega_n}$	$\frac{3.9}{\xi\omega_n}$	$\frac{4.6}{\xi\omega_n}$

$$T_{a5\%} = \frac{3}{\xi\omega_n} \leq \frac{3}{0.6 \cdot 12} = 0.41s \quad \Rightarrow \quad T_c \leq \frac{T_{a5\%}}{10} = 0.041s$$

Il secondo criterio richiede che il periodo campionamento sia **inferiore ad 1/10 del periodo T_p della oscillazione smorzata della risposta a ciclo chiuso**

$$T_p = \frac{2\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}} = \frac{2\pi}{12\sqrt{1 - 0.6^2}} = 0.65 \text{ s} \quad \Rightarrow \quad T_c \leq \frac{T_p}{10} = 0.065 \text{ s}$$

Scegliamo pertanto per il periodo di campionamento il valore di soglia più restrittivo valutato secondo i due criteri

$$T_c \leq \frac{T_{a5\%}}{10} = 0.041 \text{ s}$$

$$T_c \leq \frac{T_p}{10} = 0.065 \text{ s}$$

$$\mathbf{T_c = 0.04}$$

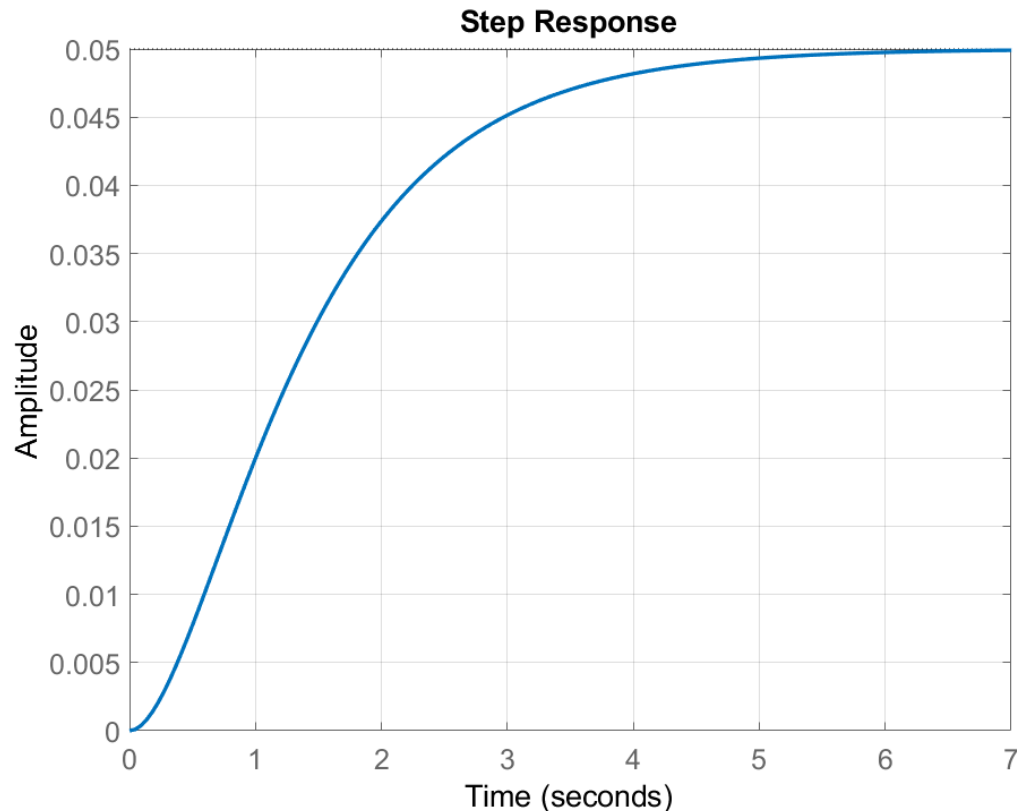


```
tr=0.15;  
omn=1.8/tr  
xi=0.6;  
  
ta5=3/(xi*omn)  
Tc1=ta5/10  
  
Tp=2*pi/(omn*sqrt(1-xi^2))  
Tc2=0.1*Tp
```

```
omn =  
  
    12  
  
ta5 =  
  
    0.4167  
  
Tc1 =  
  
    0.0417  
  
Tp =  
  
    0.6545  
  
Tc2 =  
  
    0.0654
```

Definiamo la variabile associata al processo, e visualizziamone la risposta al gradino a ciclo aperto.

```
Clear all, clc  
G=tf(0.1,poly([-1 -2]))  
step(G)
```



Le specifiche transitorie prevedono che la risposta a ciclo chiuso venga significativamente velocizzata rispetto a quella del sistema a ciclo aperto.

Ora possiamo calcolare la FdT $G(z)$ fra $u(k)$ e $y(k)$ utilizzando **Matlab**.

$$G(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \left[\mathcal{L}^{-1} \left(\frac{G(s)}{s} \right) \right]_{t=kT_c} \right\}$$



```
Tc=0.04;
Gz=c2d(G,Tc)
[numGz denGz]=tfdata(Gz,'v');
muG=sum(numGz)/sum(denGz)
zeriZ=roots(numGz)
poliZ=roots(denGz)
```

$$G(z) = \frac{7.68 \cdot 10^{-5}(z + 0.9608)}{(z - 0.9231)(z - 0.9608)}$$

```
Gz =

    7.687e-05 z + 7.386e-05
-----
    z^2 - 1.884 z + 0.8869

Sample time: 0.04 seconds
Discrete-time transfer function.

muG =

    0.0500

zeriZ =

    -0.9608

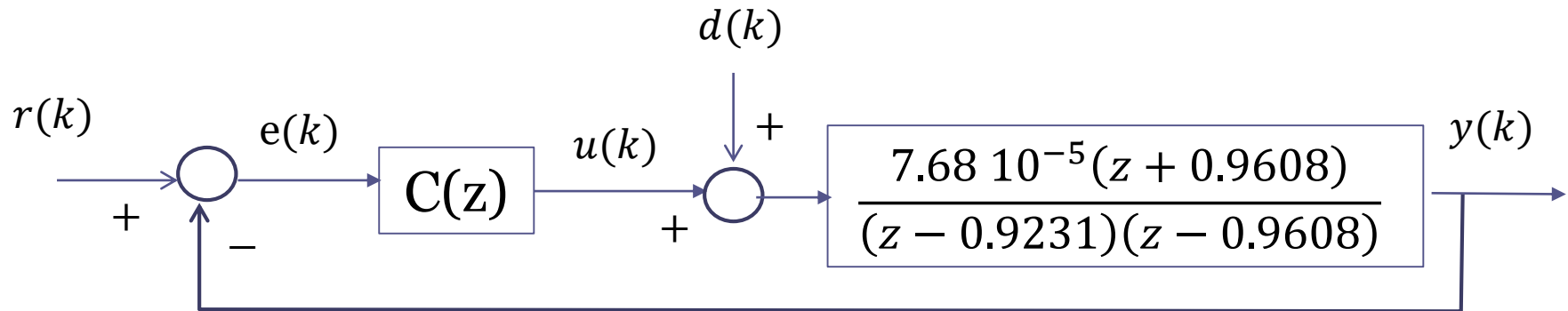
poliZ =

    0.9608
    0.9231
```

G(z)

Guadagno del processo

Ex >> |



Le specifiche sul comportamento a regime

S1 In assenza di disturbo, l'errore a regime in risposta ad un set-point costante non ecceda il 10% dell'ampiezza del set-point

S2 Un disturbo costante venga attenuato a regime in misura pari almeno al 99%

sono compatibili con un sistema di controllo di tipo zero. Non è pertanto necessario inserire nel controllore dei poli in $z=1$.

Ora ricaviamo, sulla base della analisi quantitativa delle specifiche a regime, la soglia minima μ_C^* per il guadagno μ_C del controllore

La specifica S1 puo essere imposta garantendo che **il guadagno della Funzione di trasferimento $W_r^e(z)$ fra il set-point e l'errore sia inferiore a 0.1**

$$W_r^e(z) = \frac{1}{1 + C(z)G(z)} \quad W_r^e(1) = \frac{1}{1 + C(1)G(1)} = \frac{1}{1 + \mu_C \mu_G} = \frac{1}{1 + \mu_C 0.05}$$

$$W_r^e(1) = \frac{1}{1 + \mu_C 0.05} \leq 0.1 \quad \Rightarrow \quad \mu_C^* = 180$$

S2 Un disturbo costante venga attenuato a regime in misura pari almeno al 99%

Imponiamo che il guadagno della Funzione di trasferimento fra il disturbo e l'uscita sia inferiore a 0.01

$$W_d^y(z) = \frac{G(z)}{1 + C(z)G(z)} \quad \Rightarrow \quad W_d^y(1) = \frac{\mu_G}{1 + \mu_C \mu_G} \leq 0.01 \quad \Rightarrow \quad \frac{0.05}{1 + 0.05 \mu_C} \leq 0.01$$

$$\Rightarrow \quad \mu_C^* = 80$$

Il guadagno minimo del regolatore dovrà pertanto essere

$$\mu_C^* = 180$$

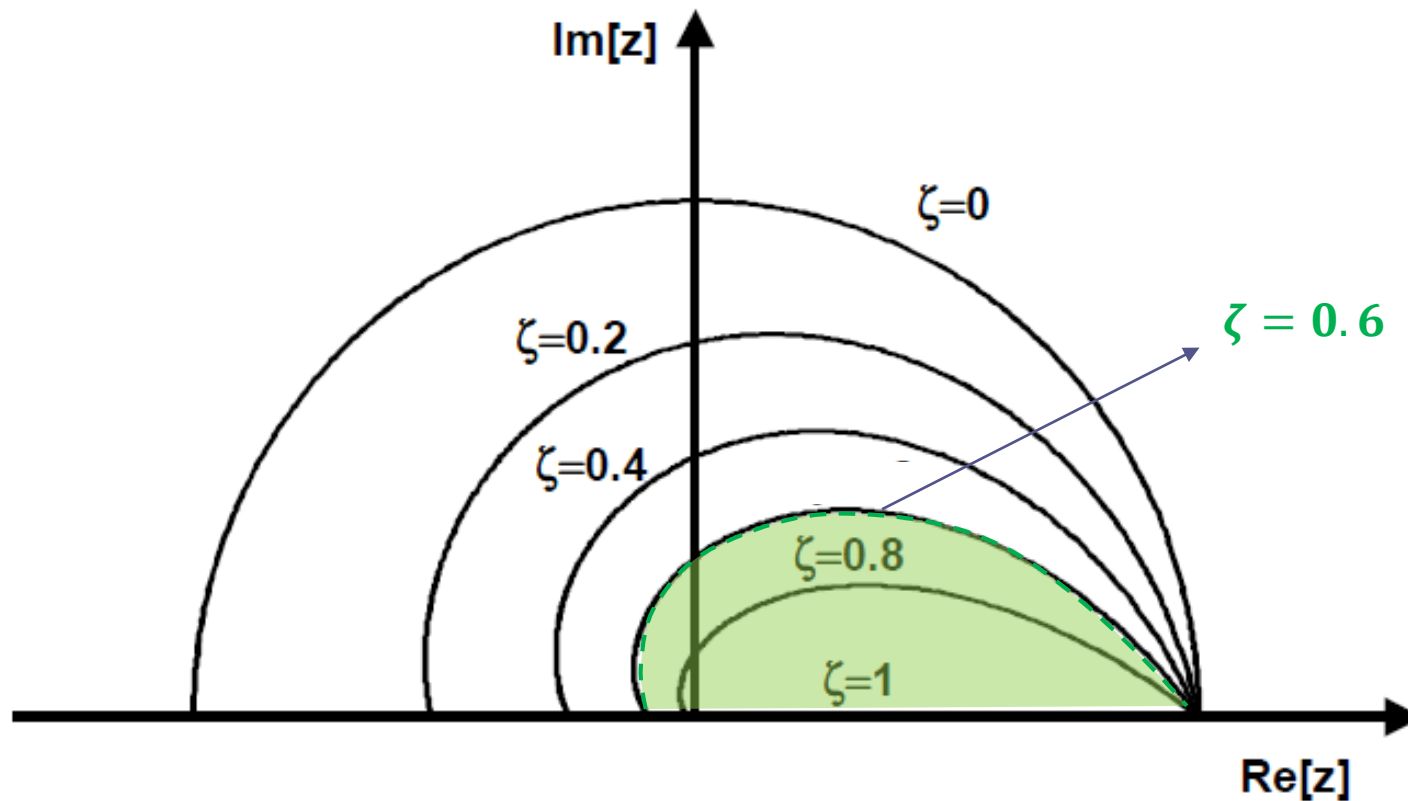
Ora progettiamo la parte dinamica del regolatore

$$C(z) = \mu_C \bar{C}(z) \quad \mu_C \geq \mu_C^* = 180 \quad \bar{C}(1) = 1$$

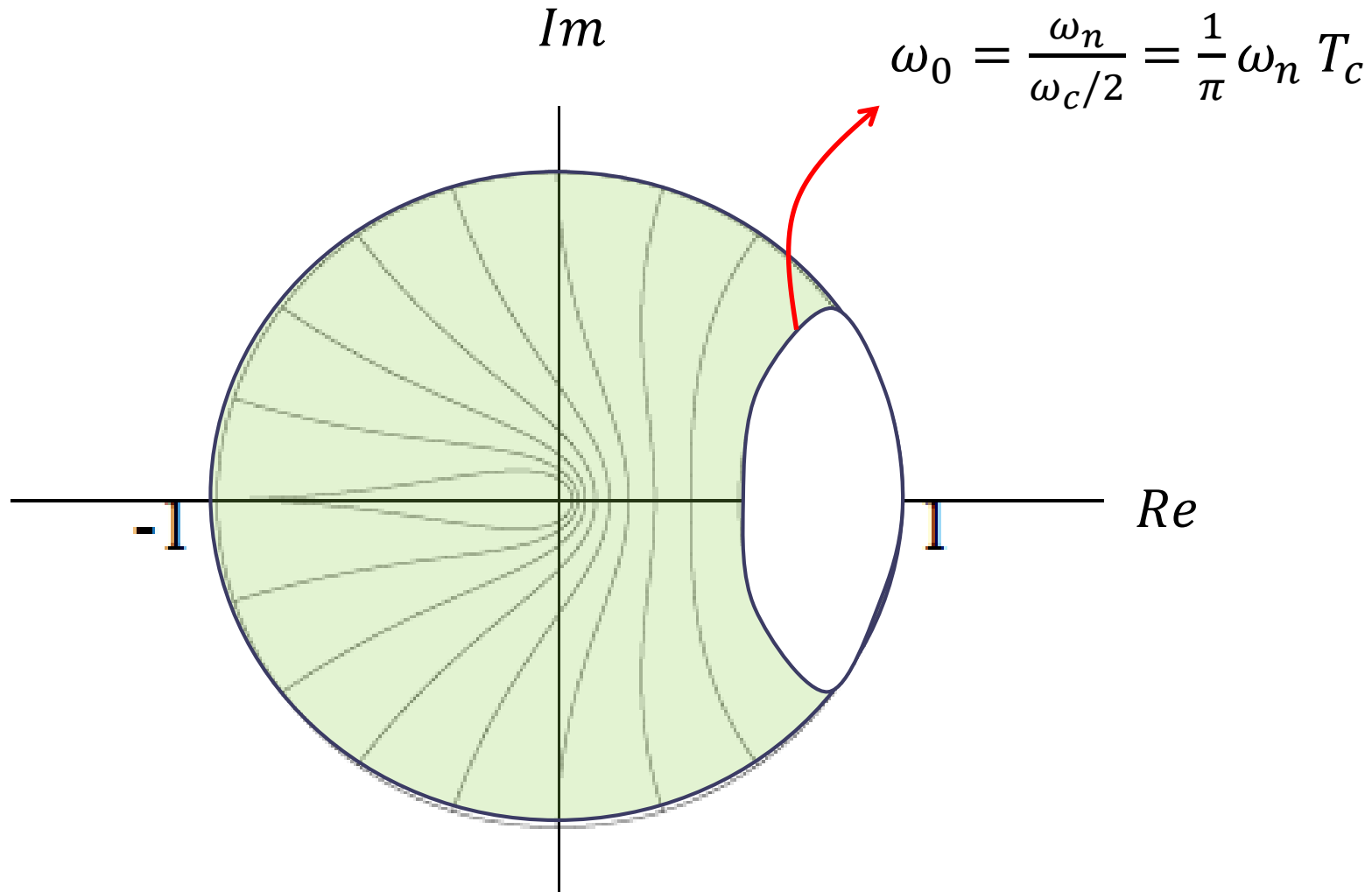
Dobbiamo preliminarmente chiederci:

in quale regione del piano devono essere collocati i poli di $W_r^y(z)$ affinché siano soddisfatte le specifiche S3 ed S4 ?

Affinché sia soddisfatta la specifica S3, si deve fare in modo che i poli del sistema a ciclo chiuso siano contenuti nella regione delimitata dalla cardioide associata al valore di smorzamento 0.6, evidenziata nella figura seguente (alla quale va aggiunta la regione speculare del semipiano inferiore)



Affinché sia soddisfatta la specifica S4, si deve fare in modo che i poli del sistema a ciclo chiuso siano contenuti nella regione alla **sinistra** della curva associata al corrispondente valore costante della pulsazione normalizzata $\omega_0 = \frac{\omega_n}{\omega_c/2}$



Abbiamo determinato la regione del piano z nella quale dovranno ricadere i poli della FdT a ciclo chiuso, che è l'intersezione fra la due regioni definite nelle due slides precedenti.

Verifichiamo se un controllore **proporzionale** con guadagno scelto in modo da soddisfare il vincolo per il soddisfacimento delle specifiche a regime (cioè con guadagno almeno pari a 180) può collocare i poli della FdT a ciclo chiuso in tale regione ammissibile.

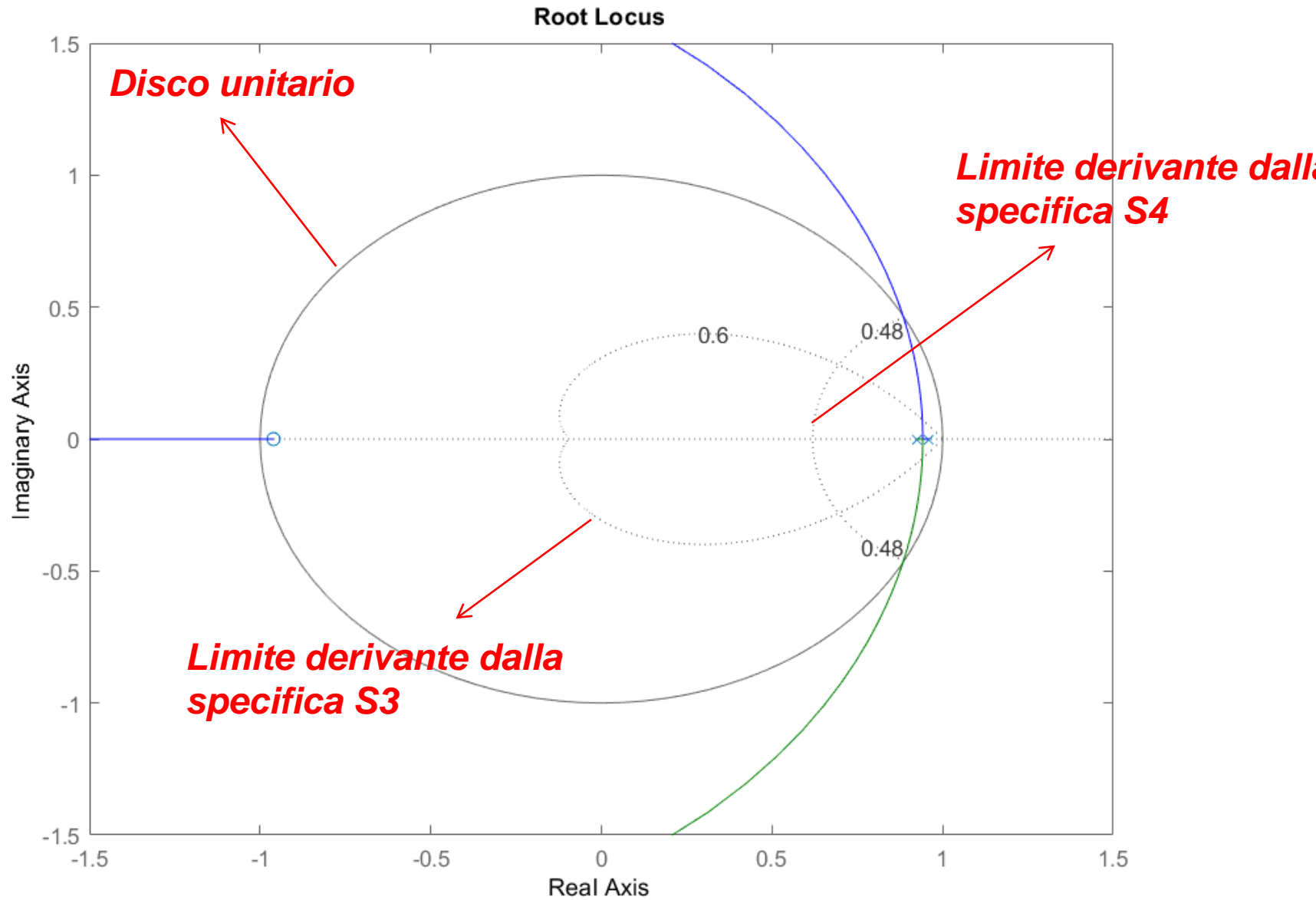
$$C(z) = \mu_C$$

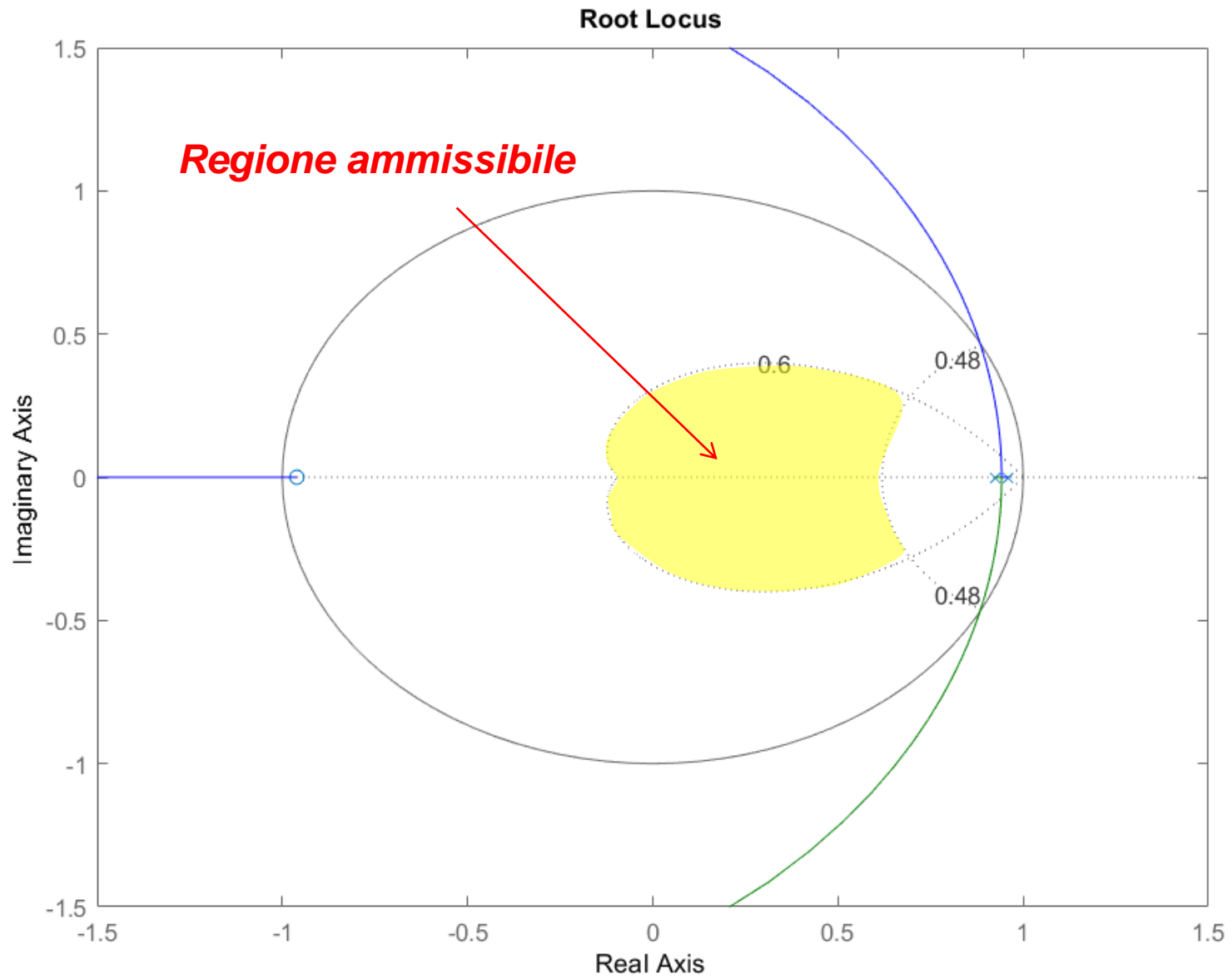
Tracciamo il luogo delle radici di $G(z)$, sovrapponendo al diagramma le curve che delimitano la regione ammissibile per i poli a ciclo chiuso.

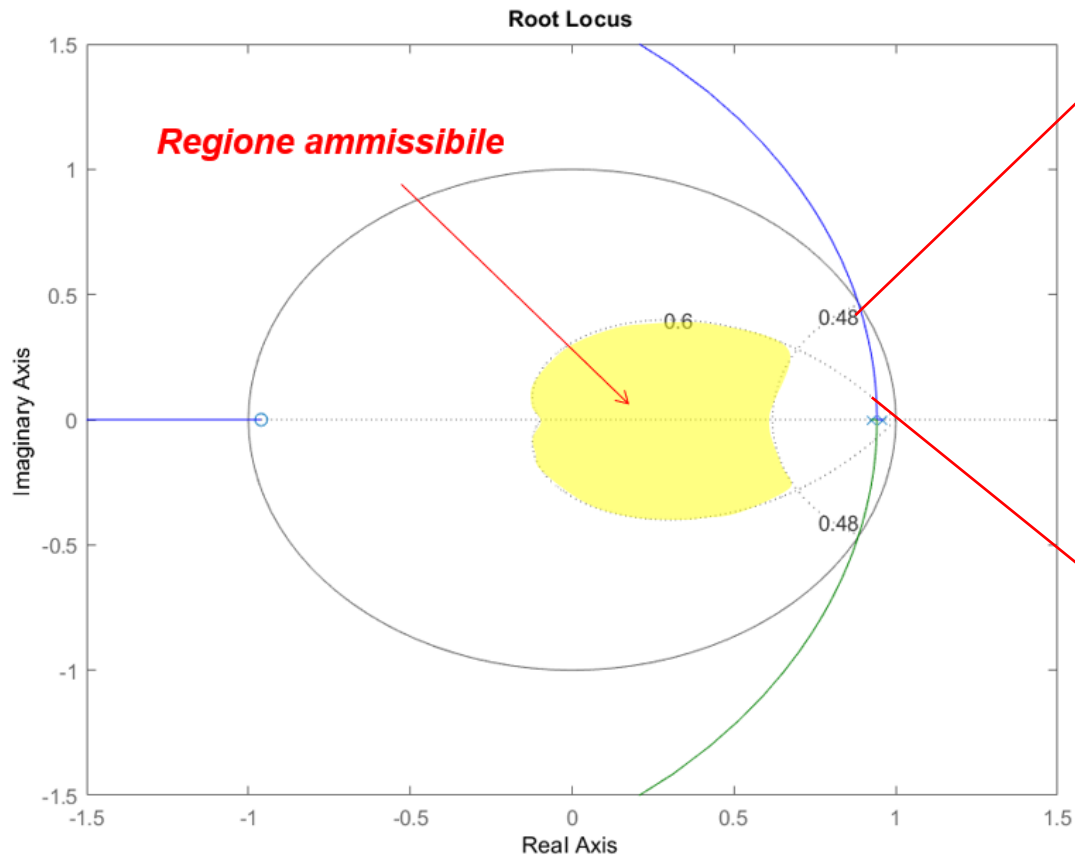


```
rlocus(Gz)
zgrid(xi, omn*Tc)
axis([-1.5 1.5 -1.5 1.5])
```

Si deve passare, come secondo argomento di ingresso della funzione `zgrid` una pulsazione normalizzata definita in modo diverso rispetto alla slide precedente, e pari a $\omega_n T_c (= 0.48)$.







$$\mu_C \cong 1550$$

Appare chiaro come i rami del luogo delle radici non convergano **mai** all'interno della regione ammissibile

$$\mu_C \cong 40$$

Con un regolatore proporzionale a basso di guadagno (minore di 40) si può soddisfare la specifica sulla sovraelongazione ma non quella sul tempo di salita e nè tantomeno quelle sul comportamento di regime

Con un regolatore proporzionale con valore di guadagno prossimo a 1500 si può soddisfare la specifica sul tempo di salita e le specifiche a regime, ma non quella sulla sovraelongazione (lo smorzamento sarà però prossimo allo zero)

Come potremmo modificare la struttura del regolatore ?

Nella sintesi mediante Luogo delle radici, una scelta frequente è quella di introdurre nel regolatore una o più «coppie polo zero»

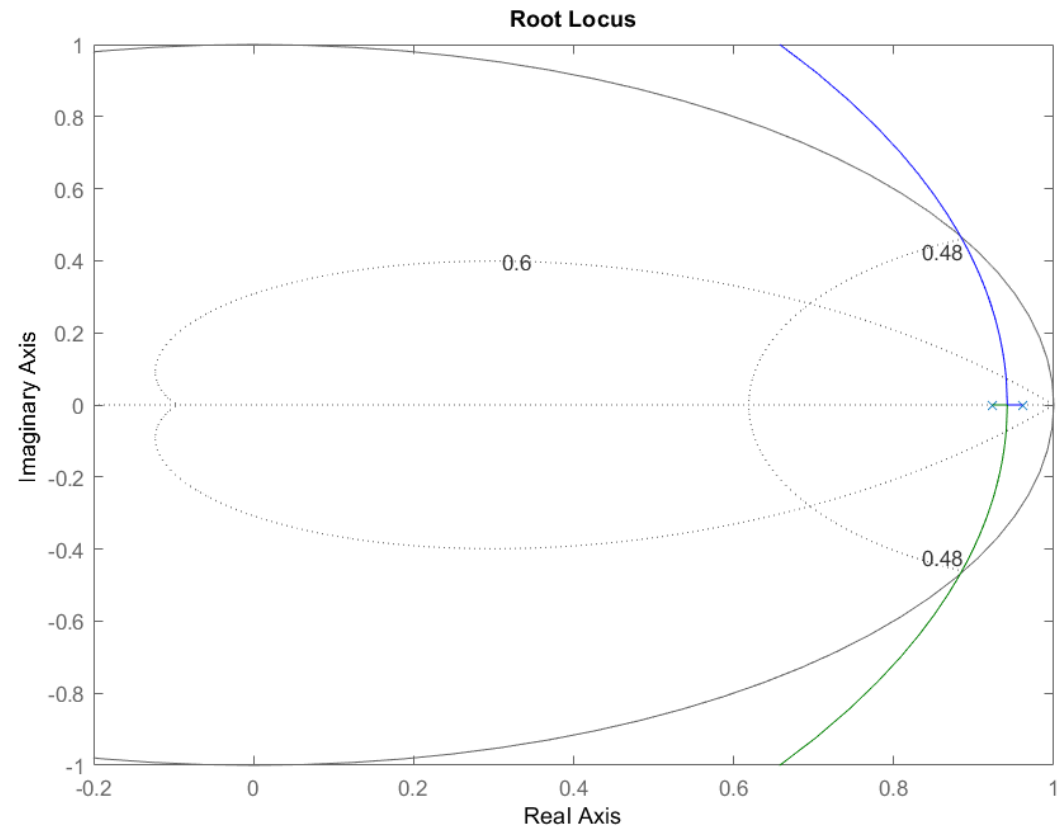
$$C(z) = k \frac{z - a}{z - b}$$

in cui lo zero $z = a$ viene utilizzato per cancellare dalla FdT a ciclo aperto un polo del processo che rende il luogo delle radici non soddisfacente, mentre il polo in $z = b$ «sostituisce» nella FdT a ciclo aperto il polo appena cancellato, e lo colloca in una posizione che renda il luogo delle radici compatibile con le specifiche del problema.

FdT del processo

$$G(z) = \frac{7.68 \cdot 10^{-5} (z + 0.9608)}{(z - 0.9231)(z - 0.9608)}$$

Se il polo del processo in $z = 0.9231$ venisse spostato più a sinistra si potrebbe avere un punto doppio collocato più a sinistra e tale da ricadere all'interno della regione ammissibile. Anche se ciò non avvenisse, spostando il polo più a sinistra i rami del luogo delle radici vengono comunque «attirati» verso sinistra.



Scegliamo pertanto un regolatore nella forma

$$C(z) = \mu_c \left(\frac{1 - b}{1 - 0.9231} \right) \frac{z - 0.9231}{z - b}$$

e **procediamo per tentativi con la determinazione del parametro b** che «rimpiazzerà» nella FdT a ciclo aperto il polo precedentemente collocato in $z = 0.9231$ che viene cancellato dallo zero del regolatore

Il termine costante fra parentesi serve per fare in modo che il controllore $C(z)$ abbia guadagno $C(1)$ pari a μ_c

Proviamo con $b = 0.6$

$$C(z) = \mu_c \left(\frac{1 - 0.6}{1 - 0.9231} \right) \frac{z - 0.9231}{z - 0.6} = \mu_c 5.2 \frac{z - 0.9231}{z - 0.6}$$

$\bar{C}(z)$

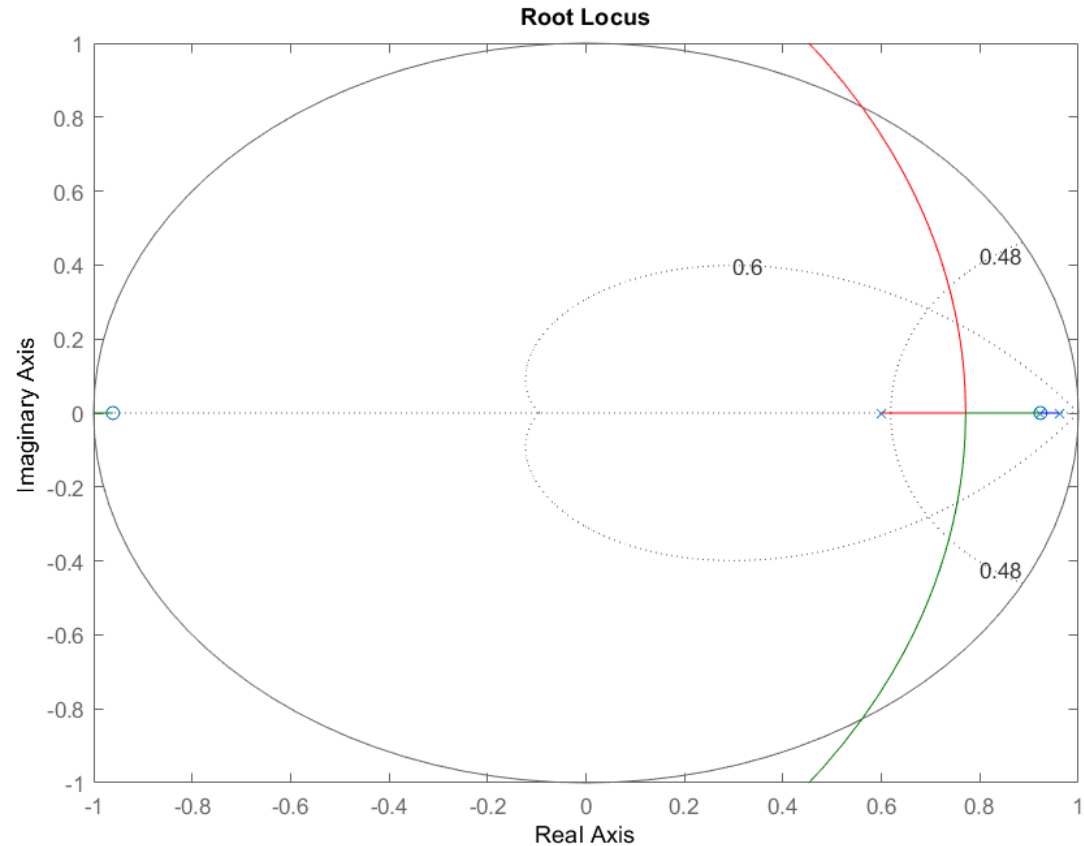
```
%% LUOGO DELLE RADICI CON REGOLATORE
% C=muC Cbar = muC 5.2 (z-0.9231)/(z-0.6)
```

```
b=0.6;
Cbar=(1-b)/(1-0.9231)* tf([1 -0.9231],[1 -b],Tc);
rlocus(Gz*Cbar)
zgrid(xi,omn*Tc)
axis([-1.5 1.5 -1.5 1.5])
```

Passiamo come argomento di ingresso alla funzione `rlocus` il prodotto fra il processo $G(z)$ e la sola parte dinamica del regolatore

$$\bar{C}(z) = 5.2 \frac{z - 0.9231}{z - 0.6}$$

$$C(z) = \mu_c 5.2 \frac{z - 0.9231}{z - 0.6}$$



Come atteso, i rami del luogo delle radici si sono spostati verso sinistra, ma in maniera ancora insufficiente. Serve quindi un valore di b ancora inferiore.

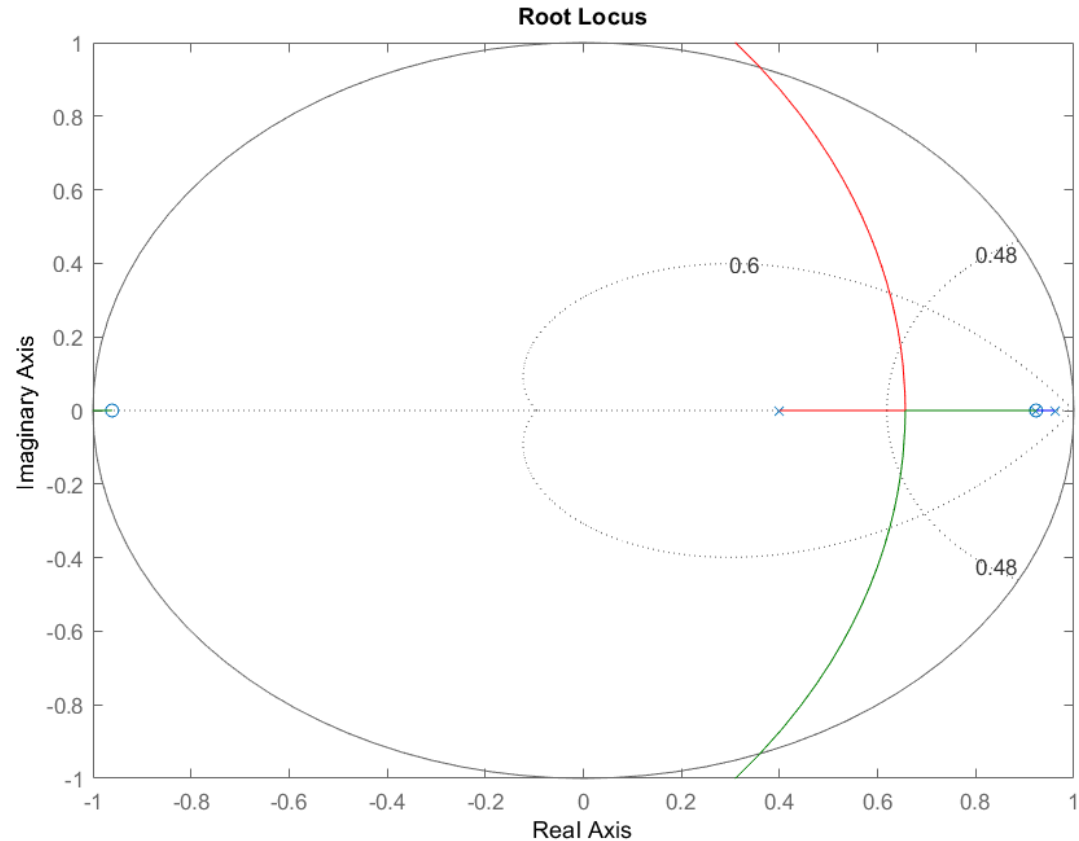
Proviamo con $b = 0.4$

$$C(z) = \mu_c \left(\frac{1 - 0.4}{1 - 0.9231} \right) \frac{z - 0.9231}{z - 0.4} = \mu_c 7.8 \frac{z - 0.9231}{z - 0.6}$$

```
%% LUOGO DELLE RADICI CON REGOLATORE
% C=muC (1-b) / (1-0.9231) * (z-0.9231) / (z-b)

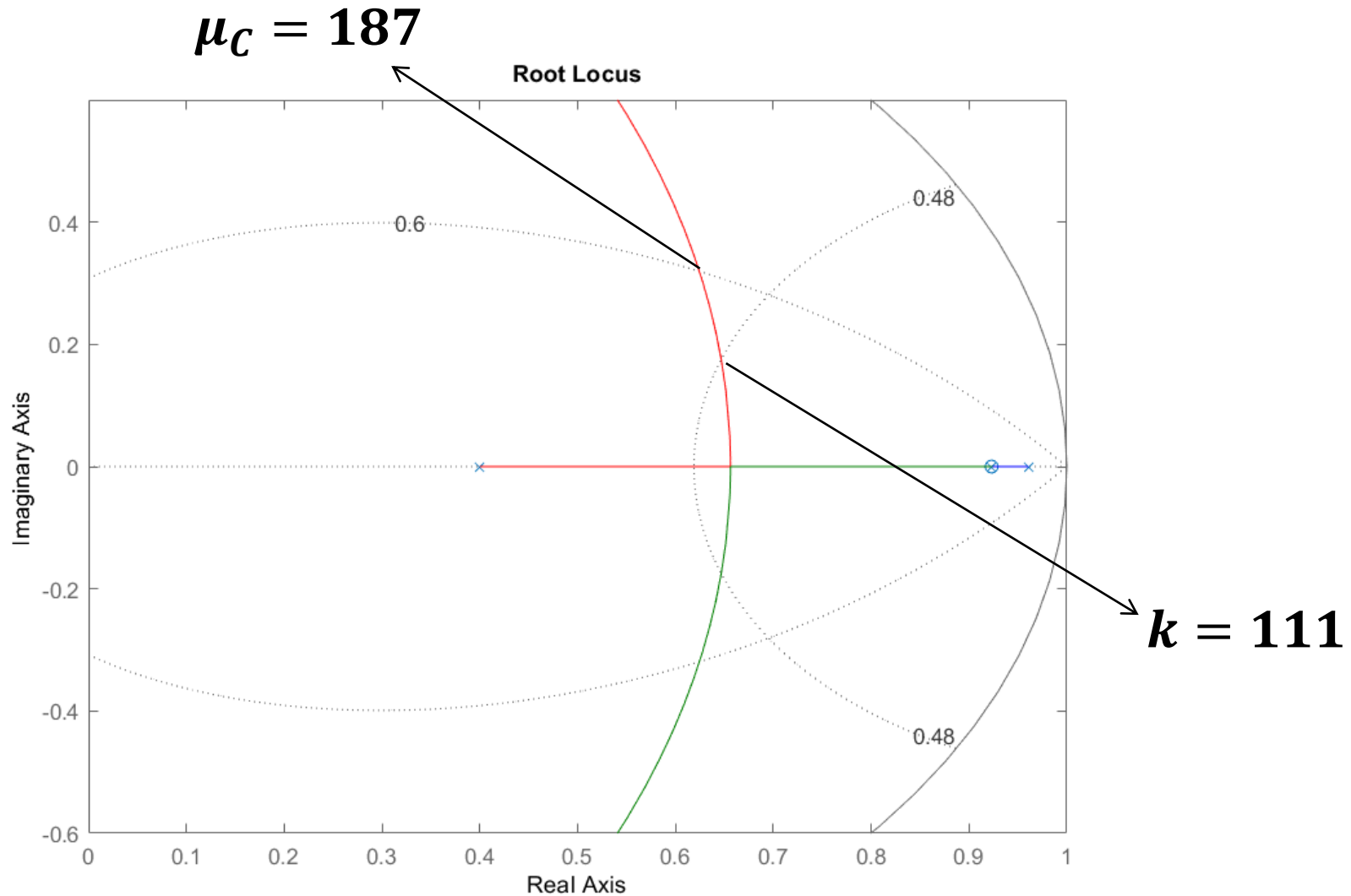
b=0.4;
Cbar=tf([1 -0.9231],[1 -b],Tc);
Cbar=(1-b)/(1-0.9231)*Cbar
rlocus(Gz*Cbar)
zgrid(xi,omn*Tc)
axis([-1.5 1.5 -1.5 1.5])
```

$$C(z) = \mu_C 7.8 \frac{z - 0.9231}{z - 0.6}$$



Abbiamo ottenuto il nostro scopo. Ora i rami del luogo delle radici entrano nella regione ammissibile, e si può determinare un intervallo di valori del guadagno μ_C tale da garantire che entrambi i poli a ciclo chiuso ricadano all'interno della regione ammissibile. Facciamo un ulteriore zoom della figura

Individuiamo nel luogo delle radici i valori di guadagno associati ai punti di ingresso e di uscita dalla regione ammissibile per i poli a ciclo chiuso

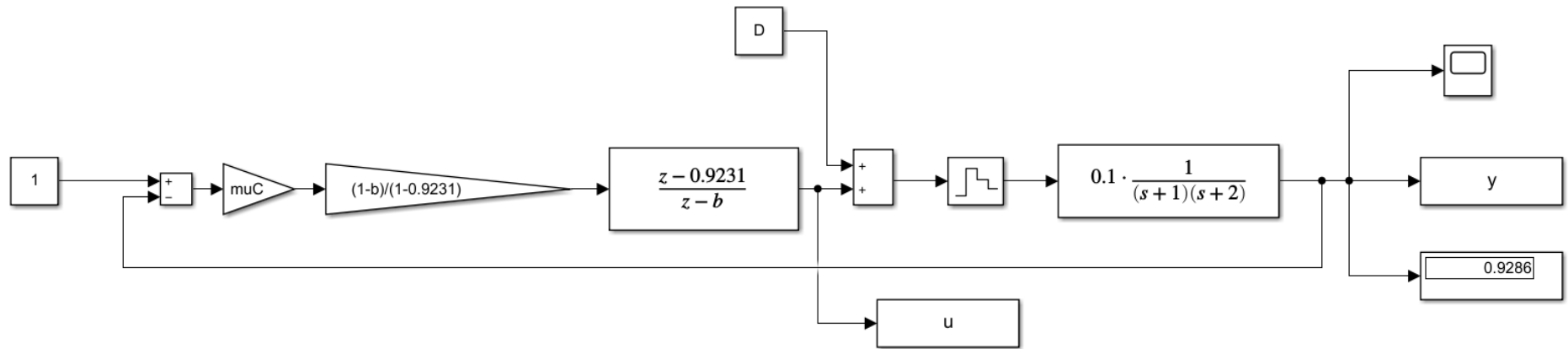


Una possibile soluzione dell'esercizio è pertanto **apparentemente** costituita dal regolatore

$$C(z) = \mu_C 7.8 \frac{z - 0.9231}{z - 0.6} \quad 111 \leq \mu_C \leq 187$$

Cosa cambia nel comportamento a ciclo chiuso scegliendo i due estremi dell'intervallo ammissibile ?

Simuliamo il sistema di controllo



Tut05_es2.slx

Il file va parametrizzato con i valori delle costanti μ_C , b , e D (ampiezza del segnale disturbante)

Script che avvia automaticamente due run della simulazione con i valori limite del guadagno $\mu_C = 111$ e $\mu_C = 187$, e crea un grafico di confronto

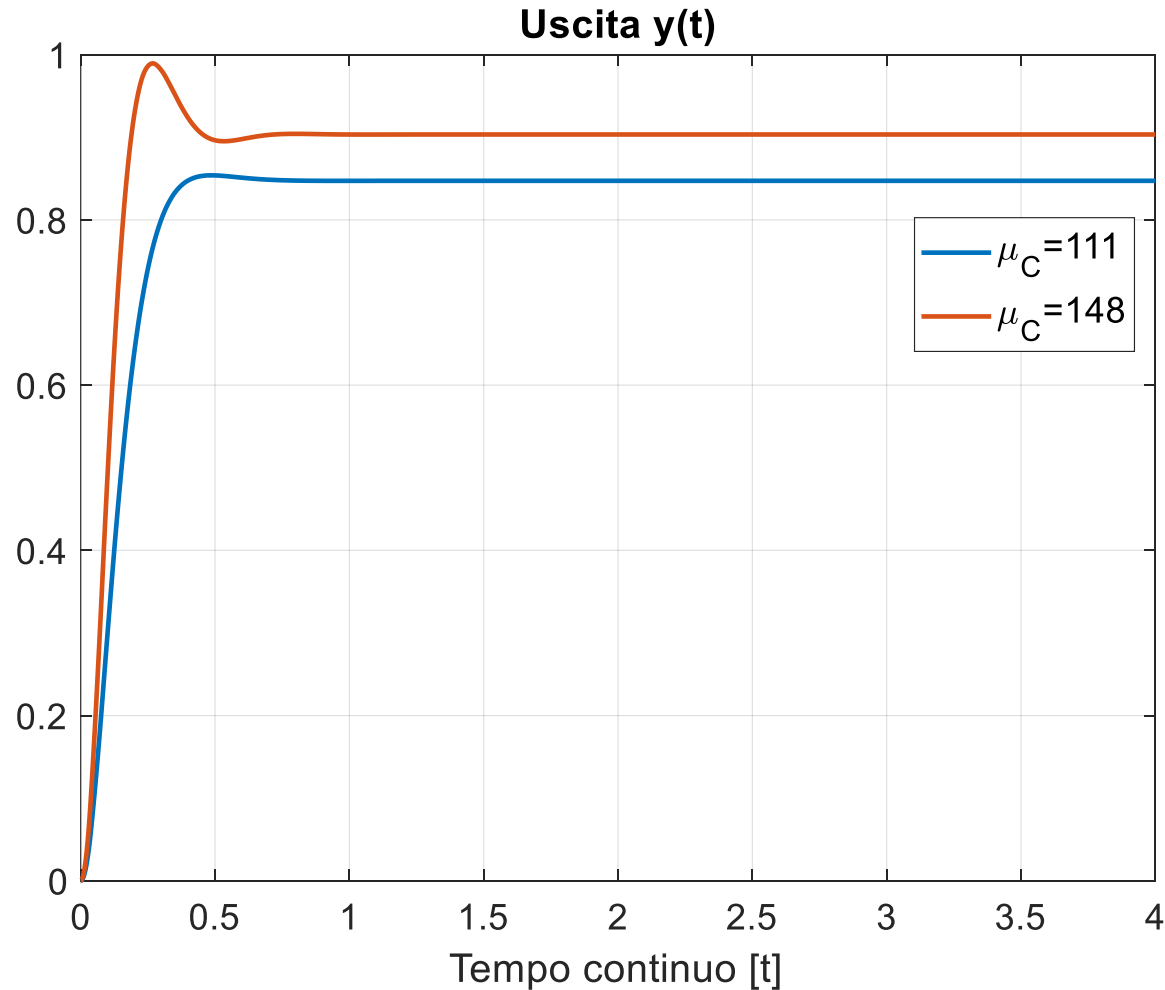
```
clc
D=0;
b=0.4;

%primo run
muC=111;
sim('Tut05_es2');
y_111=y;

%secondo run
muC=187;
sim('Tut05_es2');
y_187=y;

%creazione grafico
plot(y_111.Time,y_111.Data,y_187.Time,y_187.Data,'LineWidth',2)
legend('\mu_C=111','\mu_C=148','FontSize',16),grid
xlabel('Tempo continuo [t]','FontSize',16)
title('Uscita y(t)','FontSize',16)
set(gca,'FontSize',16)
```

Come atteso, la curva rossa ha un tempo di salita inferiore rispetto alla curva blu, e quest'ultima ha una sovraelongazione minore rispetto alla curva blu



Aggiungiamo in calce allo script le seguenti istruzioni, che calcolano in automatico la sovraelongazione ed il tempo di salita ottenuti nei due test

```
S1=calcolaovershoot(y_111)
Tr1=calcolatrise(y_111)
S2=calcolaovershoot(y_187)
Tr2=calcolatrise(y_187)
```

$\mu_C = 111$

```
S1 =
    0.7802
```

Sovraelongazione e tempo di salita nel caso $b=0.4$ con i due valori limite del guadagno

```
Tr1 =
    0.2197
```

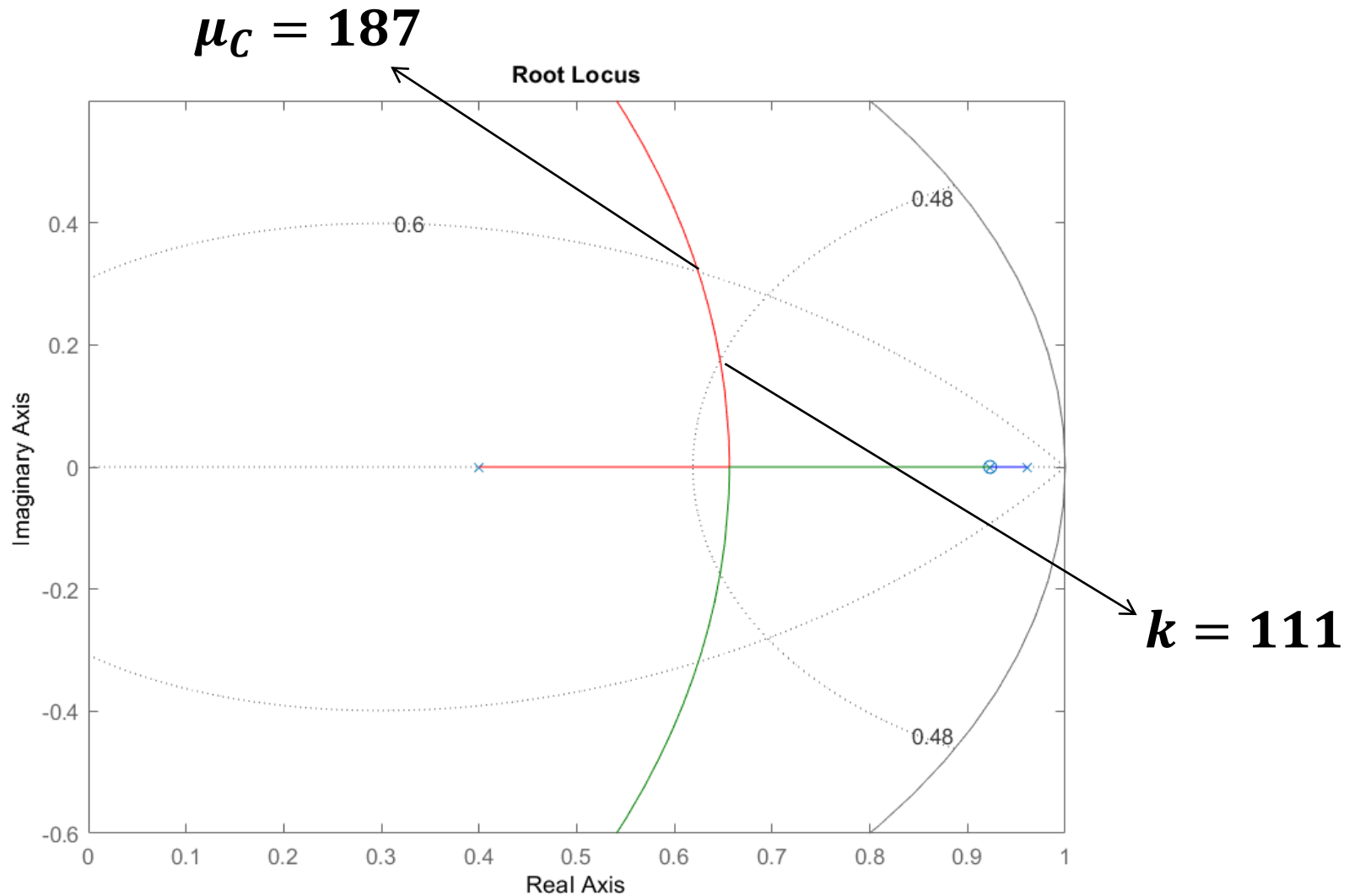
La specifica sul tempo di salita è violata quando $\mu_C = 111$. **Come mai ?**

$\mu_C = 187$

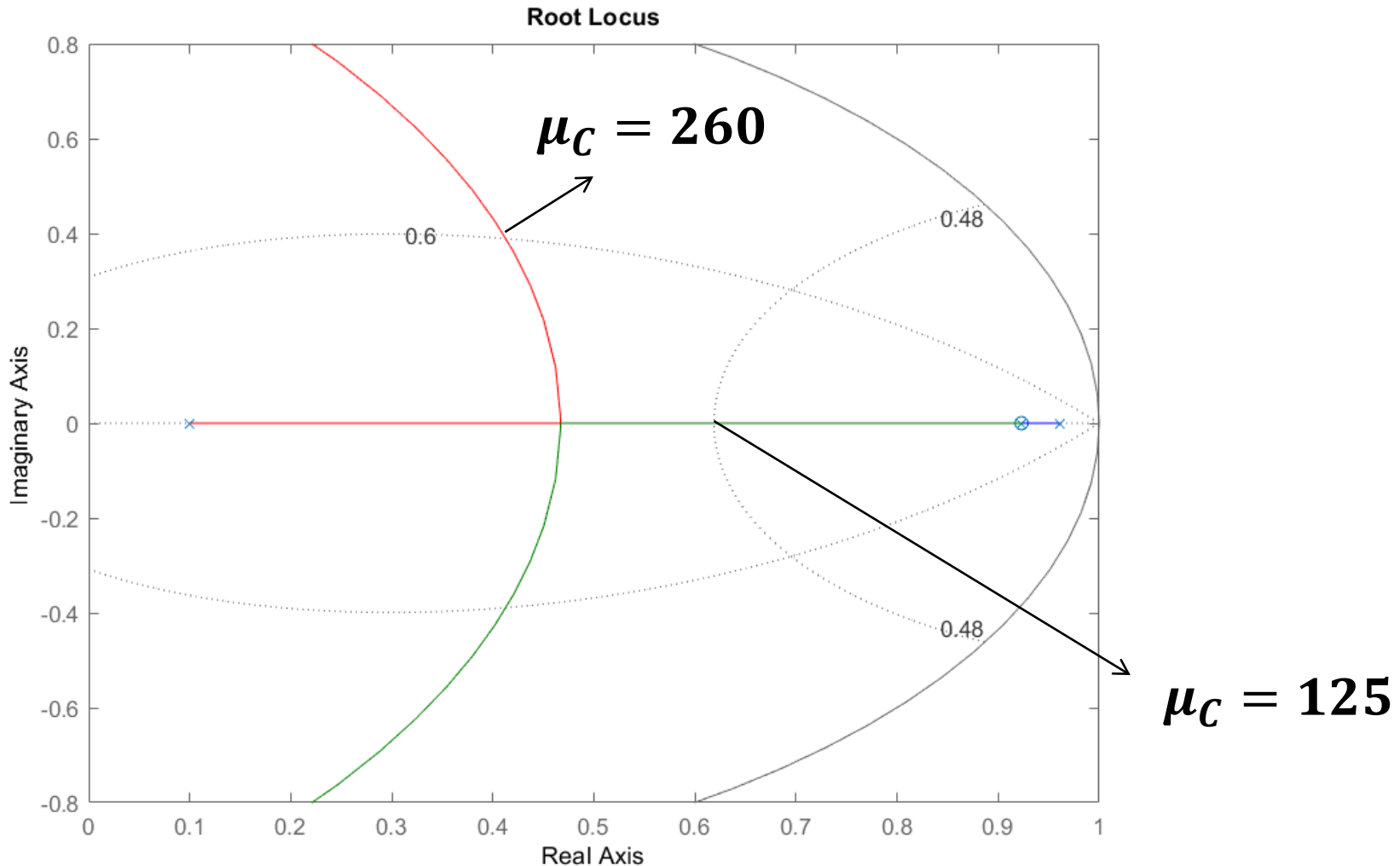
```
S2 =
    9.5311
```

```
Tr2 =
    0.1250
```

Individuiamo nel luogo delle radici i valori di guadagno associati ai punti di ingresso e di uscita dalla regione ammissibile per i poli a ciclo chiuso



Analizziamo le prestazioni ottenibili con una **diversa scelta del parametro b**.
Posizioniamo il polo del regolatore nel punto $b = 0.1$ (per costruire il luogo delle radici si modifichi il valore di b nel codice precedentemente utilizzato nel caso $b = 0.4$)



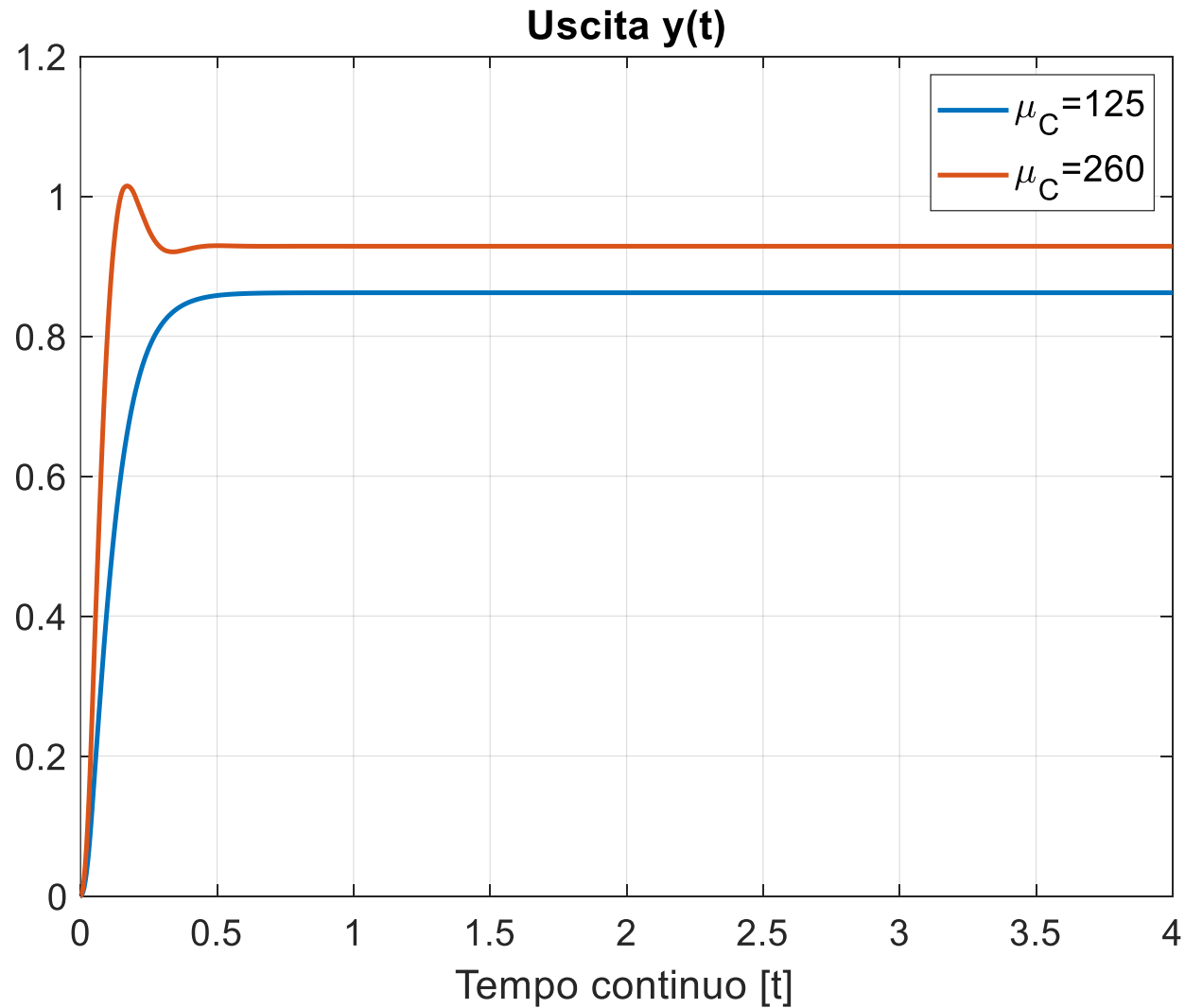
Script che avvia automaticamente due run della simulazione con $b = 0.1$ utilizzando i valori limite del guadagno $\mu_C = 125$ e $\mu_C = 260$

```
clc
D=0;
b=0.1;
muC=125;
sim('Tut05_es2');
y_125=y;
muC=260;
sim('Tut05_es2');
y_260=y;

plot(y_125.Time,y_125.Data,y_260.Time,y_260.Data,'LineWidth',2)
legend('\mu_C=125','\mu_C=260','FontSize',16),grid
xlabel('Tempo continuo [t]','FontSize',16)
title('Uscita y(t)','FontSize',16)
set(gca,'FontSize',16)

S1=calcolaovershoot(y_125)
Tr1=calcolatrise(y_125)
S2=calcolaovershoot(y_260)
Tr2=calcolatrise(y_260)
```

Stesse differenze qualitative fra le due curve rispetto al caso $b=0.4$



Confrontiamo piu nel dettaglio i risultati ottenuti nei due casi

b= 0.4

$\mu_C = 111$

S1 =
0.7802

Tr1 =
0.2197

S2 =
9.5311

$\mu_C = 187$

Tr2 =
0.1250

$\mu_C = 125$

b= 0.1

S1 =
3.5118e-04

Tr1 =
0.2078

S2 =
9.2739

$\mu_C = 260$

Tr2 =
0.0783

La scelta $\mathbf{b=0.1}$ appare indiscutibilmente migliore.

In corrispondenza delle soglie minime di guadagno, il tempo di salita è pressoché identico, ma la sovraelongazione è minore nel caso $\mathbf{b=0.1}$

In corrispondenza delle soglie massime di guadagno, la sovraelongazione è pressoché identica, ma il tempo di salita è minore nel caso $\mathbf{b=0.1}$

Dove «paghiamo» questo miglioramento di prestazioni ?

Nella ampiezza della variabile di controllo (onere di controllo) che risulterà inevitabilmente molto maggiore nel caso $b=0.1$.

Stiamo infatti ottenendo prestazioni più spinte, e ciò richiede azioni di controllo più «vigorose». **Poiché nella pratica gli attuatori hanno un valore di saturazione, si deve tenere presente questo compromesso fra prestazioni e onere di controllo nel progettare un loop di controllo, onde non incorrere nel fenomeno della saturazione degli attuatori.**

Script che avvia automaticamente due run della simulazione, uno con $b = 0.4$ ed uno con $b = 0.1$, utilizzando i valori limite superiori del guadagno ($\mu_C = 187$ nel caso con $b = 0.4$ e $\mu_C = 260$ nel caso con $b = 0.1$) e crea un grafico comparativo del controllo $u(t)$

```
clc
D=0;
b=0.4;
muC=187;
sim('Tut05_es2');
u_187=u;

b=0.1;
muC=260;
sim('Tut05_es2');
u_260=u;

stairs(u_187.Time,u_187.Data,'LineWidth',2), hold on
stairs(u_260.Time,u_260.Data,'LineWidth',2), hold off
legend('\mu_C=187,b=0.4','\mu_C=260 , b=0.1','FontSize',16),grid
xlabel('Tempo continuo [t]','FontSize',16)
title('Ingresso u(t)','FontSize',16)
set(gca,'FontSize',16)
```

La variabile di controllo nel caso $b=0.1$ presenta un picco negativo molto più marcato rispetto al caso $b=0.4$, che potrebbe mandare in saturazione il dispositivo attuatore.

