

Automatica I (Laboratorio)

di Silvio Simani

Dipartimento di Ingegneria, Università di Ferrara

Versione 1.0, Settembre, 2002

Indice

1	Introduzione a Matlab	9
1.1	Funzioni usate nel capitolo	9
1.2	Istruzioni di Base del Matlab	9
1.2.1	Vettori e matrici	10
1.2.2	Operazioni elementari sulle matrici	11
1.2.3	Funzioni di matrice	16
1.2.4	Generazione automatica di una matrice	20
1.2.5	Istruzioni DOS-like	22
1.2.6	<i>Script-files</i> e <i>function-files</i>	22
1.2.7	Istruzioni di controllo.	24
1.3	Approfondimenti ed ulteriori dettagli.	24
1.3.1	L'help in linea di Matlab.	25
1.3.2	Manuali in formato PDF o cartaceo.	27
1.3.3	Help in formato ipertestuale.	27
1.4	Esercizi proposti in aula didattica.	28
2	Simulazione di sistemi dinamici	31
2.1	Funzioni e modelli usati nel capitolo	31
2.2	Analisi di un circuito non lineare.	32
2.3	Metodi numerici per integrazione di equazioni differenziali in Matlab.	41
2.4	Problematiche relative all'integrazione di sistemi dinamici.	43
2.5	Esercizi proposti in aula didattica.	45
3	Introduzione a Simulink	47
3.1	Istruzioni base di Simulink	47
3.2	Funzioni e modelli usati nel capitolo	57
3.3	Analisi di un circuito non lineare.	58
3.4	Modello di un motore in corrente continua	60
3.5	Esercizi proposti in aula didattica.	62
4	Analisi di Sistemi a Dati Campionati	65
4.1	Discretizzazione di un regolatore a tempo continuo	66
4.2	Scelta del periodo di campionamento	67
4.3	Risposta frequenziale	67
4.4	Progetto di Controllori Digitali	68
4.4.1	Sintesi di un regolatore mediante discretizzazione	68
4.4.2	Sintesi di un regolatore digitale nel dominio delle frequenze	71

4.5	Esercizi proposti in aula didattica	81
5	Progetto di Reti Correttrici	83
5.1	L'interprete TFI	83
5.1.1	Modalità d'uso ed esempi	84
5.1.2	Passaggio di funzioni di trasferimento tra <i>TFI</i> e <i>Matlab</i>	86
5.1.3	Comandi <i>Matlab</i> in ambiente <i>TFI</i>	87
5.1.4	<i>TFI</i> e le sue applicazioni	87
5.2	Progetto di una rete anticipatrice con i diagrammi di Bode	90
5.3	Progetto di una rete correttrice con il luogo delle radici	100
5.4	Progetto di una rete ritardatrice	105
5.5	Esercizi proposti in aula didattica.	112
6	Sintonizzazione di Controllori PID	119
6.1	Struttura di un PID	119
6.2	Modifiche alla struttura del PID	121
6.2.1	Limitazione di banda del termine derivativo	121
6.2.2	“Anti-Windup” del termine integrale.	121
6.3	Funzioni e modelli usati nel capitolo	123
6.4	Controllo di livello di un serbatoio	125
6.5	Progetto di un PID con le formule di Ziegler-Nichols	127
6.6	PID con schema anti-windup	133
6.7	Esercizi proposti in aula didattica.	136

Elenco delle figure

1.1	Helpdesk di <i>Matlab</i>	28
2.1	Circuito non lineare.	32
2.2	Traiettorie dello stato.	34
2.3	Andamento nel tempo delle variabili di stato.	34
2.4	Traiettorie dello stato.	35
2.5	Traiettorie dello stato.	35
2.6	Andamento delle variabili di stato.	36
2.7	Traiettorie dello stato con un punto di equilibrio.	36
2.8	Andamento oscillatorio delle variabili di stato.	37
2.9	Traiettorie dello stato con un punto di equilibrio e impulso di corrente.	38
2.10	Andamento smorzato delle variabili di stato con impulso di corrente.	38
2.11	Risposta del sistema lineare e del sistema non lineare.	41
2.12	Risposta dei sistemi per una condizione iniziale distante dall'origine.	41
2.13	Traiettorie dello stato per condizioni iniziali vicino all'origine.	42
2.14	Traiettorie dello stato per condizioni iniziali lontane all'origine.	42
2.15	Risposta del sistema con diversi passi di integrazione.	45
3.1	<i>Simulink</i> block library.	48
3.2	<i>Simulink</i> Signal Source library.	48
3.3	<i>Simulink</i> Signal Sinks library.	50
3.4	<i>Simulink</i> Discrete-Time library.	50
3.5	<i>Simulink</i> Linear library.	52
3.6	<i>Simulink</i> Nonlinear library.	53
3.7	<i>Simulink</i> Connection library.	56
3.8	Circuito non lineare in <i>Simulink</i>	58
3.9	Traiettorie dello stato in <i>Simulink</i>	59
3.10	Andamento delle variabili di stato $x_1(t)$ e $x_2(t)$ nel tempo calcolata in <i>Simulink</i>	59
3.11	Motore in corrente continua.	60
3.12	Modello <i>Simulink</i> del motore in corrente continua.	61
3.13	Velocità angolare del motore in cc (a) soggetto ad un gradino di tensione (b).	62
3.14	Velocità angolare del motore (a) soggetto ad un gradino di 10V. e durata 5s (b).	63
3.15	Posizione in radianti del rotore dell motore (a) soggetto ad un impulso di tensione (b).	64

4.1	Regolatore analogico ai segnali campionati.	66
4.2	Schema equivalente del sistema di controllo digitale ottenuto con HE.	67
4.3	Quadro delle metodologie di progetto di un regolatore digitale.	68
4.4	Diagrammi di bode delle funzioni d'anello.	71
4.5	Risposta al gradino del sistema di controllo digitale.	72
4.6	Risposta al gradino del sistema non compensato.	73
4.7	Diagrammi di Bode del sistema non compensato.	74
4.8	Diagrammi di Bode del sistema compensato e non compensato.	77
4.9	Risposta del sistema con e senza compensazione.	77
4.10	Diagrammi di Bode del sistema con rete anticipatrice, rete ritardatrice e senza compensazione.	80
4.11	Risposta del sistema al gradino con rete anticipatrice, rete ritardatrice e senza compensazione.	80
5.1	Polo (\times) e zero (\circ) della funzione g	86
5.2	Schema in retroazione con una rete ritardatrice.	89
5.3	Schema per il calcolo del luogo delle radici.	90
5.4	Output grafico della funzione $leadc$	92
5.5	Diagrammi di Bode del sistema con (a) e senza (b) rete correttiva.	94
5.6	Risposta al gradino del sistema compensato (a) e uscita della rete correttiva (b).	95
5.7	Diagramma di Bode della fase e dell'ampiezza per il sistema compensato $G(s) = G_c(s) * G_p(s)$	96
5.8	Diagrammi di Bode della fase e dell'ampiezza per il sistema non compensato (a) e compensato (b) $G_p(s)$	97
5.9	Diagrammi di Nyquist per il sistema non compensato (a) e compensato (b) $G_p(s)$	98
5.10	Risposta al gradino del sistema chiuso in retroazione unitaria.	99
5.11	Luogo delle radici di $G_p(s)$	100
5.12	Schema a blocchi relativo al luogo delle radici per $G_p(s)$	101
5.13	Luogo delle radici per $G_c(s)G_p(s)$	103
5.14	Regioni a δ per $G_c(s)G_p(s)$	104
5.15	Risposta al gradino del sistema $KG_c(s)G_p(s)$ chiuso in retroazione con $K = 6000$	105
5.16	Luogo delle radici per $G_p(s)$	106
5.17	Luogo delle radici per $G_{c1}G_p(s)$	107
5.18	Risposta al gradino per il sistema $G_1(s) = 21G_{c1}(s)G_p(s)$	108
5.19	Luogo delle radici della funzione $G_{c2}(s)G_p(s)$	109
5.20	Luogo delle radici a δ costante per la funzione $G_{c2}(s)G_p(s)$	110
5.21	Risposta al gradino per la funzione $KG_{c2}(s)G_p(s)$	111
5.22	Luogo delle radici del sistema $G_m(s)$	113
5.23	Risposta al gradino del sistema $G_m(s)$ chiuso in retroazione unitaria.	114
5.24	Luogo delle radici del sistema $G_c(s)G_m(s)$	115
5.25	Risposta al gradino del sistema $G_c(s)G_m(s)$ in retroazione unitaria.	115
5.26	Diagrammi di Bode del sistema compensato (c) e non compensato (nc).	116
5.27	Luogo delle radici del sistema compensato.	116
5.28	Risposta al gradino del sistema compensato in retroazione unitaria.	117

5.29	Confronto dei diagrammi di Bode del sistema non compensato (nc), di quello con la prima (c_1) e con la seconda (c_2) rete correttiva.	118
5.30	Confronto delle risposte al gradino sistema non compensato (nc), di quello con la prima (c_1) e con la seconda (c_2) rete correttiva.	118
6.1	Sistema di controllo	120
6.2	PID con limitazione di banda	122
6.3	Limitazione sull'attuatore	122
6.4	Schema di antisaturazione	124
6.5	Integrazione condizionata	125
6.6	Rappresentazione del sistema controllato.	126
6.7	Schema <i>Simulink</i> del sistema controllato.	126
6.8	Schema <i>Simulink</i> del controllo di livello con PID.	127
6.9	Schema a blocchi del controllo di livello con PID.	127
6.10	Livello del serbatoio e livello di riferimento (a) ed errore a regime (b) con regolatore P.	128
6.11	Portata in ingresso al serbatoio.	129
6.12	Livello del serbatoio e livello di riferimento (a) ed errore a regime (b) con regolatore PI.	130
6.13	Portata in ingresso al serbatoio con regolatore PI.	131
6.14	Modello <i>Simulink</i> per l'identificazione di $G(s)$.	131
6.15	Confronto delle risposte al gradino di $G(s)$ e $G_a(s)$.	132
6.16	Subsystem PID con saturazione in ambiente <i>Simulink</i> .	132
6.17	Il sistema controllato $G(s)$ in retroazione con il PID.	133
6.18	Risposte del sistema con e senza compensazione e livelli di riferimento.	133
6.19	Livello del serbatoio con PID classico con livello di riferimento (a) e portata in ingresso Q_i (b).	134
6.20	PID in <i>Simulink</i> a derivata limitata e anti-windup.	135
6.21	Schema <i>Simulink</i> di PID modificato e serbatoio.	135
6.22	Livello del serbatoio $h(t)$ con PID modificato con livello di riferimento (a) e portata in ingresso Q_i (b).	136
6.23	Schema in retroazione (a) e poli del sistema (b).	138
6.24	Regolatori PI, PID e PID a derivata limitata da N.	139
6.25	Risposte dei regolatori PI, PID e PID a derivata limitata.	140
6.26	Schemi con PID a derivata limitata dell'errore e con PID a derivata limitata dell'uscita (con $N=10$).	140
6.27	Schemi con PID a derivata reale dell'errore (a) e con PID a derivata reale dell'uscita (b).	141
6.28	Risposte del PID a derivata dell'errore (y_{c1}) e del PID a derivata dell'uscita (y_{c2}).	142
6.29	Variabili di controllo del PID a derivata dell'errore (c_1) e del PID a derivata dell'uscita (c_2).	142
6.30	Schemi con PID a derivata reale dell'uscita e diversi valori di N .	143
6.31	Uscite $y_{c_i}(t)$ degli schemi con PID a derivata dell'uscita per i due valori di N .	143
6.32	Variabili di controllo del PID a derivata dell'uscita per $N = 5$ (a) ed $N = 30$ (b).	144

Capitolo 1

Introduzione a Matlab

Il *Matlab*, prodotto dalla *Mathworks*¹ Inc. [1, 2] è un programma per l'elaborazione di dati numerici e la presentazione grafica dei risultati [3, 4]. Questo programma è utilizzato estensivamente da ingegneri dell'automazione per l'analisi di sistemi e per il progetto di controllori. Questo capitolo presenta alcune caratteristiche di base del programma. Per approfondimenti su *Mathworks* e sulle relative istruzioni si fa riferimento al manuale in formato *Acrobat reader*.

1.1 Funzioni usate nel capitolo

In questo capitolo verranno utilizzati i seguenti files *Maltab*:

`CreaMatrice.m`, esempio di creazione di una matrice in ambiente *Maltab*.

`controllo.m`, esempio di utilizzo delle istruzioni di controllo in *Maltab*.

`matrix.mat`, esempio di memorizzazione di una matrice in *Maltab*.

1.2 Istruzioni di Base del Matlab

L'aspetto principale del programma è la semplicità concettuale con cui vengono rappresentati i dati. I dati vengono introdotti nel programma in maniera molto semplice, mediante assegnamento. Ad esempio, con l'istruzione:

```
>> a = 4
```

definiamo la variabile `a` assegnandole il valore 4. Occorre notare che il programma ribadisce il risultato della istruzione precedente, visualizzandolo sullo schermo:

```
a =  
  
4
```

¹Sito web <http://www.mathworks.com>

Il programma non richiede definizioni particolari di tipo durante l'inizializzazione di variabili, ma il tipo viene assegnato automaticamente in funzione del dato inserito. Ad esempio, l'istruzione:

```
>> b = 4+5i
```

definisce ed inizializza la variabile `b` al valore complesso $4 + 5i$. A seguito dell'assegnazione, il programma esegue l'echo del dato introdotto:

```
b =
    4.0000 + 5.0000i
```

1.2.1 Vettori e matrici

La dichiarazione e l'inizializzazioni di variabili particolari quali *vettori* e *matrici* avviene nella stessa maniera. In particolare il programma *Matlab* è orientato alla gestione di **matrici**. Infatti in *Matlab* ogni variabile è una *matrice*, gli scalari non sono altro che particolari matrici 1×1 , e le operazioni fondamentali sono definite direttamente sulle matrici le cui dimensioni devono soddisfare determinate regole.

Ad esempio, si consideri la matrice:

$$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 4 & 5 & 6 \\ 7 & 8 & 9 \end{bmatrix}$$

questa può essere definita ed inizializzata in *Matlab* attraverso l'assegnamento:

```
>> A = [1 2 3;4 5 6;7 8 9]
```

a cui il programma risponde con:

```
A =
     1     2     3
     4     5     6
     7     8     9
```

La matrice `A` (si noti che il programma è *case sensitive*, distingue, cioè fra maiuscole e miniscole) viene inserita per righe, il separatore di riga è il punto e virgola (;). La matrice è racchiusa tra parentesi quadre. Due elementi contigui della matrice sono separati da uno spazio oppure da una virgola (,).

1.2.2 Operazioni elementari sulle matrici

Nel seguente sottoparagrafo verranno elencate con esempi le principali operazioni sulle matrici: *addizione, sottrazione, trasposizione, moltiplicazione e divisione*.

Data la matrice A

A =

```
1   2   3
4   5   6
7   8   9
```

e definita nella stessa maniera una seconda matrice, b:

```
>> b = [2, 4, 5; 6, 9, 11; 4, 56, -2];
```

la *somma* $A + b$ delle matrici si ottiene digitando:

```
>> A + b
```

Matlab risponde con il risultato:

ans =

```
3   6   8
10  14  17
11  64   7
```

dove **ans** è l'abbreviazione di "answer", ovvero "risposta", vale a dire la variabile che contiene il risultato della elaborazione richiesta. Volendo conservare tale risultato si può scrivere:

```
>> D = A + b
```

inizializzando una nuova variabile, D, contenente il risultato della operazione precedente.

Come si è potuto notare l'operazione di somma è definita in modo matriciale. Questa è una caratteristica costante del linguaggio, se volessimo, ad esempio, calcolare il *seno* dei valori della matrice D, sarebbe sufficiente digitare:

```
>> sin(D)
```

```
ans =
```

```
    0.1411   -0.2794    0.9894
   -0.5440    0.9906   -0.9614
   -1.0000    0.9200    0.6570
```

I vettori sono particolari matrici con 1 colonna e n righe (oppure n colonne ed 1 riga), introducibili in modo analogo a quanto fatto per le matrici:

```
>> v = [1 ; 2; 56; 7]
```

```
v =
```

```
    1
    2
   56
    7
```

```
>> p = [1 2 56 7]
```

```
p =
```

```
    1     2    56     7
```

La *differenza* di matrici può essere calcolata con il comando

```
>>D-b
```

che produrrà il seguente risultato

```
ans =
```

```
    1     2     3
    4     5     6
    7     8     9
```

coincidente con la matrice A definita in precedenza.

L'operazione di *trasposizione* (sia di vettori che di matrici) è l'apice ('):

```
>> A'
```

```
ans =  
  
    1    4    7  
    2    5    8  
    3    6    9
```

```
>> v'
```

```
ans =  
  
    1    2   56    7
```

L'elemento i, j della matrice A è identificato da $A(i, j)$:

```
>> A(2,3)
```

```
ans =  
  
    6
```

È inoltre possibile identificare un intero vettore (riga o colonna) di una matrice, ed assegnare tale valore ad una nuova variabile:

```
>> vettore = A(1,:)
```

```
vettore =  
  
    1    2    3
```

```
>> altro_vettore=A(:,2)
```

```
altro_vettore =  
  
    2  
    5  
    8
```

dove con $A(1,:)$ si intende “seleziona la prima riga e tutte le colonne”, e con $A(:,2)$ “seleziona la seconda colonna e tutte le righe”. Per selezionare sottomatrici è possibile usare l'istruzione:

```
>> A(1:2,2:3)
```

```
ans =
```

```
2 3
5 6
```

L'operazione prodotto è definita per matrici di opportune dimensioni.
Ad esempio per le matrici

```
>>A=[2,3;5,6;8,9]'
```

A =

```
2 5 8
3 6 9
```

```
>> B=[-1,7,2,-3;-2,2,0,1;-3,1,0,0]
```

B =

```
-1 7 2 -3
-2 2 0 1
-3 1 0 0
```

il comando

```
>>C=A*B
```

porta al risultato

C =

```
-36 32 4 -1
-42 42 6 -3
```

In *Matlab* è possibile invertire matrici quadrate e non singolari con l'istruzione `inv(.)`. Ad esempio, data la matrice

D =

```
0 1 0
0 0 1
1 0 0
```

si ha

```
>>inv(D)
```

```
ans =
```

```
    0    0    1
    1    0    0
    0    1    0
```

Matlab prevede due simboli per la divisione: / e \. Supponendo che A sia una matrice quadrata e non singolare, con

```
A =
```

```
    10    37    64
    13    37    61
    22    61   100
```

e

```
B =
```

```
    1
    2
    3
```

l'istruzione

```
>>X = B' / A
```

fornisce come risultato

```
X =
```

```
 -0.0333    0.4667   -0.0333
```

che è soluzione di $X * A = B'$. Infatti

```
>>E = X * A
```

```
E =
```

```
    1.0000    2.0000    3.0000
```

coincide con B' . Mentre la divisione $X = A \setminus B$,

```
>>X = A \ B
```

```
X =
```

```
0.0500
0.3000
0.0500
```

è soluzione di $B = A * X$. Infatti

```
>>A*X
```

```
ans =
```

```
1.0000
2.0000
3.0000
```

coincide con B .

1.2.3 Funzioni di matrice

In seguito verranno elencate le principali funzioni che hanno come argomento le matrici: autovalori ed autovettori di matrice, potenza di matrice, determinante, rango, norma e pseudoinversa.

Se A è una matrice quadrata e p uno scalare, l'espressione *potenza di matrice* A^p eleva la matrice A alla potenza p . Se p è intero, l'espressione viene calcolata mediante iterazioni ripetute (e.g. $A^3 = A * A * A$).

Data la matrice A tale che

```
A =
```

```
0    1    0
0    0    1
0    0    0
```

si ottengono i seguenti risultati

```
>>A^2
```

```
ans =
```

```
0    0    1
0    0    0
```

```
0 0 0
```

```
>>A^3
```

```
ans =
```

```
0 0 0
0 0 0
0 0 0
```

Nel caso in cui p non sia un numero naturale, A^p viene calcolato utilizzando *autovalori ed autovettori*. La funzione $[V,D] = \text{eig}(A)$ restituisce autovalori (D) e autovettori (V) della matrice A.

```
A =
```

```
1 2
3 4
```

```
>>[V,D] = eig(A)
```

```
V =
```

```
-0.8246 -0.4160
0.5658 -0.9094
```

```
D =
```

```
-0.3723 0
0 5.3723
```

D'altra parte

```
>>A^3
```

```
ans =
```

```
37 54
81 118
```

```
>>V*D^3*inv(V)
```

```
ans =
```

```
37.0000  54.0000
81.0000 118.0000
```

L'*esponenziale di matrice* viene calcolato attraverso la funzione `exp(.)`

```
A =
     1     2
     3     4

>>exp(A)

ans =
     2.7183     7.3891
    20.0855    54.5982
```

E come verifica, se

```
A =
     1     2
     3     4

>>log(exp(A))

ans =
     1     2
     3     4
```

Determinante e rango di una matrice vengono calcolati attraverso le funzioni `det(.)` `rank(.)`.

Come si può facilmente verificare, data la matrice diagonale

```
A =
     1     0
     0     4
```

si ottiene che

```
det(A)
```

```
ans =
```

```
4
```

ed inoltre

```
rank(A)
```

```
ans =
```

```
2
```

La *norma-2 di una matrice* viene calcolata attraverso il comando `norm(B)`. Essa coincide con la radice quadrata del massimo autovalore della matrice simmetrica $B' * B$. Ad esempio,

```
B =
```

```
1 2
2 5
```

```
>> eig(B)
```

```
ans =
```

```
0.1716
5.8284
```

```
>> norm(B)
```

```
ans =
```

```
5.8284
```

La *pseudoinversa di matrice* viene calcolata attraverso la funzione `pinv(.)`. Estende il concetto di inversa di matrice, definibile anche per matrici singolari o non quadrate. Data la matrice C di dimensioni $m \times n$, in generale la pseudoinversa avrà dimensione $n \times m$.

```
A =
```

```
1 2 3
```

```
>>pinv(A)
```

```
ans =
```

```
0.0714
0.1429
0.2143
```

Nel caso di matrice quadrata, diagonale e singolare

```
A =
```

```
0.5000    0
    0    1.0000
```

```
>>pinv(A)
```

```
ans =
```

```
2    0
0    1
```

Si noti che la pseudoinversa di una matrice non singolare coincide con l'inversa.

La pseudoinversa di una matrice può essere calcolata attraverso una procedura computazionalmente meno onerosa rispetto quella utilizzata dalla funzione `pinv(.)`. La pseudoinversa è descritta dalla relazione

```
>>pinv(A) = inv(A'*A)*A'
```

quando la matrice A^*A risulta non singolare ovvero se A è di rango massimo.

1.2.4 Generazione automatica di una matrice

Una matrice può anche essere generata utilizzando le funzioni *built-in* di *Matlab*. Per esempio l'istruzione

```
>> B = magic(3)
```

produce la matrice B di dimensioni 3×3 costituita da numeri naturali compresi tra 1 e 3^2 con righe e colonne che presentano tutte la stessa somma,

```
B =
```

```
8    1    6
3    5    7
4    9    2
```

Le istruzioni *Matlab* possono essere raccolte in un file di testo, un *M-file*, con suffisso *.m*. Le istruzioni in esso contenute vengono eseguite mediante l'istruzione costituita dal nome dell' *M-file* stesso.

Se, per esempio, il file `CreaMatrice.m` contiene le istruzioni

```
C = [1,2,3;4,5,6;7,8,9]
```

il comando

```
>> CreaMatrice
```

produce il seguente risultato

```
C =
```

```
1    2    3
4    5    6
7    8    9
```

Una matrice può essere anche generata caricandola da un file generato in precedenza da *Matlab* stesso, attraverso il comando `save`.

Per esempio, mediante le istruzioni:

```
>>D = [1,2,3;4,5,6];
>>save matrix D
>>clear D
```

viene inizialmente generata la matrice `D`, successivamente salvata nel file `matrix.mat` (comando `save matrix D`) con lo stesso nome `D` con cui è stata definita in precedenza e successivamente eliminata dall'ambiente di lavoro (definito *workspace*) mediante l'istruzione `clear`.

Con l'istruzione `load`, come nell'esempio seguente,

```
>>load matrix
```

viene caricata la matrice `D` nel *workspace* leggendone il contenuto dal file `matrix.mat`. L'istruzione di caricamento non richiede la conoscenza del nome con cui è stata salvata la matrice.

Il file `matrix.mat` è in formato codificato in binario, cioè non di testo. È possibile però *importare* od *esportare* files di dati in formato *ASCII*. Si possono quindi scambiare dati con programmi esterni a *Matlab*.

Per verificare effettivamente che è stato generato il file `matrix.mat`, basta digitare il comando *DOS-like*

```
>>dir
```

(od equivalentemente il comando *UNIX-like* `ls`) e verrà mostrato il contenuto della directory di lavoro. Nella lista dei files comparirà anche il nome `matrix.mat`. Per visualizzare la directory corrente di lavoro, si utilizza il comando

```
>>pwd
```

1.2.5 Istruzioni *DOS-like*

Le istruzioni *DOS* più utilizzate in ambiente *Matlab* sono

<code>dir</code>	elena i files contenuti nella directory corrente.
<code>type filename</code>	visualizza il contenuto del file <i>filename</i> .
<code>delete filename</code>	elimina il file <i>filename</i> dalla directory corrente.
<code>↑</code> (freccia sù della tastiera)	richiama le istruzioni digitate in precedenza.
<code>! command</code>	invia l'istruzione <i>command</i> al sistema operativo.

1.2.6 *Script-files* e *function-files*

Le istruzioni in linguaggio *Matlab* possono essere raggruppate in file di testo in modo da poter essere salvate e richiamate in un secondo momento. I file che le racchiudono possono essere di due tipi:

- *Script-file*, che racchiudono in modo semplice una sequenza di istruzioni *Matlab*.
- *Function-file*, che consentono, in ambiente *Matlab*, la definizione di funzione simili a quelle previste nei linguaggi di programmazione standard. Le variabili vengono passate per valore.

Uno *Script-file* viene eseguito semplicemente richiamando il suo nome (senza il suffisso `.m`). Le istruzioni contenute in uno *script-file* lavorano sulle variabili contenute nello *workspace* globale. Tutte le variabili utilizzate dallo *script-file* rimangono disponibili una volta terminata l'esecuzione (si ricordi l'esempio con `CreaMatrice.m`).

Un *function-file* inizia con un'istruzione che contiene la parola `function`. Nella stessa riga vengono dichiarati i parametri di uscita, il nome della *function* e i parametri di ingresso. Una *function* differisce da uno *script* perché lavora su variabili locali e per il fatto che non accede alle variabili globali.

Un esempio di funzione è il seguente e può essere visualizzato utilizzando il comando `type`

```
>>type rank.m
```

ciòè vedere il listato della funzione `rank` definita in *Matlab*. Si ottiene il seguente output

```
function r = rank(A,tol)
%RANK Matrix rank.
% RANK(A) provides an estimate of the number of linearly
% independent rows or columns of a matrix A.
% RANK(A,tol) is the number of singular values of A
% that are larger than tol.
% RANK(A) uses the default tol = max(size(A)) * norm(A) * eps.

% Copyright (c) 1984-97 by The MathWorks, Inc.
% $Revision: 5.6 $ $Date: 1997/04/08 06:28:04 $

s = svd(A);
if nargin==1
    tol = max(size(A)') * max(s) * eps;
end
r = sum(s > tol);

>>
```

in cui A e tol sono le variabili di ingresso e r la variabile di uscita. La spiegazione sintetica dell'impiego della funzione avviene con il testo preceduto da “%” subito dopo la definizione dell’header della funzione. L’istruzione

```
>>help rank
```

fornisce il seguente risultato

```
RANK Matrix rank.
RANK(A) provides an estimate of the number of linearly
independent rows or columns of a matrix A.
RANK(A,tol) is the number of singular values of A
that are larger than tol.
RANK(A) uses the default tol = max(size(A)) * norm(A) * eps.
```

ovvero visualizza il contenuto del testo delimitato da “%”.

La funzione calcola i valori singolari della matrice di ingresso A . Se il parametro di ingresso coincide con la sola matrice A (`nargin==1`), la tolleranza viene

calcolata in base alle dimensioni della matrice A , al più grande dei valori singolari e all'`eps` di *matlab* (`eps=2.2204e-016`). Il rango della matrice coinciderà con il numero di valori singolari maggiori di `tol`.

1.2.7 Istruzioni di controllo.

`for` ripetizione di un insieme di istruzioni per un numero predeterminato di iterazioni. Deve terminare con `end`.

`while` ripetizione di un insieme di istruzioni fino a quando una condizione rimane vera. Deve terminare con `end`.

`if` istruzione condizionale. Deve terminare con `end`.
Si possono utilizzare anche `else` e `elseif`.

`break` interruzione di un ciclo.

Il seguente esempio illustra l'utilizzo delle istruzioni di controllo

```
%Esempio di utilizzo delle istruzioni di controllo
while 1
    n = input('Introduci un numero intero n (valore negativo per uscire)');
    if n <= 0, break, end
    y = 1;
    for i=1:n,
        if n == 1, y = 2; disp(y);
        else y = 3 * y + 1; disp(y);
        end
    end;
end
```

contenute nello *script-file* `controllo.m`.

1.3 Approfondimenti ed ulteriori dettagli.

Questo capitolo ha avuto come scopo quello di famigliarizzare con l'ambiente *Matlab* fornendo alcuni concetti di base sull'utilizzo del programma. Le istruzioni qui presentate sono necessarie e sufficienti per eseguire gli esercizi proposti².

Per ulteriori approfondimenti è possibile consultare:

- L'**help** in linea del programma.
- I **manuali** in formato PDF e cartaceo³.

²Anche nei capitoli successivi, ulteriori istruzioni e commenti sul *Matlab* e *Simulink*, verranno presentati quando sarà necessario al fine di svolgere le esercitazioni

³i due formati sono completamante equivalenti

- L'help in formato **Ipertestuale**, consultabile con un normale "WEB browser", come *Netscape* o *Internet Explorer*.

1.3.1 L'help in linea di Matlab.

Il programma *Matlab* ha una funzione di "help" in linea, organizzato in maniera gerarchica. Digitando la parola chiave:

```
>> help
```

si ottiene una schermata del tipo⁴:

HELP topics:

```
matlab\general      - General purpose commands.
matlab\ops          - Operators and special characters.
matlab\lang         - Programming language constructs.
matlab\elmat       - Elementary matrices and matrix manipulation.
matlab\elfun       - Elementary math functions.
matlab\specfun     - Specialized math functions.
matlab\matfun      - Matrix functions - numerical linear algebra.
matlab\datafun     - Data analysis and Fourier transforms.
matlab\polyfun     - Interpolation and polynomials.
matlab\funfun      - Function functions and ODE solvers.
matlab\sparfun     - Sparse matrices.
matlab\graph2d     - Two dimensional graphs.
matlab\graph3d     - Three dimensional graphs.
matlab\specgraph   - Specialized graphs.
matlab\graphics    - Handle Graphics.
matlab\uitools     - Graphical user interface tools.
matlab\strfun      - Character strings.
matlab\iofun       - File input/output.
matlab\timefun     - Time and dates.
matlab\datatypes   - Data types and structures.
matlab\dde         - Dynamic data exchange (DDE).
matlab\demos       - Examples and demonstrations.
simulink\simulink  - Simulink
simulink\blocks    - Simulink block library.
simulink\simdemos  - Simulink demonstrations and samples.
simulink\dee       - Differential Equation Editor
toolbox\local      - Preferences.
```

For more help on directory/topic, type "help topic".

volendo, ad esempio, saperne di più sulle operazioni elementari matematiche ("Elementary math functions."), è possibile digitare:

⁴La schermata può essere leggermente diversa a seconda dei *toolboxes* installati.

```
>> help elfun
```

ottenendo:

Elementary math functions.

Trigonometric.

sin	- Sine.
sinh	- Hyperbolic sine.
asin	- Inverse sine.
asinh	- Inverse hyperbolic sine.
cos	- Cosine.
cosh	- Hyperbolic cosine.
acos	- Inverse cosine.
acosh	- Inverse hyperbolic cosine.
tan	- Tangent.
tanh	- Hyperbolic tangent.
atan	- Inverse tangent.
atan2	- Four quadrant inverse tangent.
atanh	- Inverse hyperbolic tangent.
sec	- Secant.
sech	- Hyperbolic secant.
asec	- Inverse secant.
asech	- Inverse hyperbolic secant.
csc	- Cosecant.
csch	- Hyperbolic cosecant.
acsc	- Inverse cosecant.
acsch	- Inverse hyperbolic cosecant.
cot	- Cotangent.
coth	- Hyperbolic cotangent.
acot	- Inverse cotangent.
acoth	- Inverse hyperbolic cotangent.

Exponential.

exp	- Exponential.
log	- Natural logarithm.
log10	- Common (base 10) logarithm.
log2	- Base 2 logarithm and dissect floating point number.
pow2	- Base 2 power and scale floating point number.
sqrt	- Square root.
nextpow2	- Next higher power of 2.

Complex.

abs	- Absolute value.
angle	- Phase angle.
conj	- Complex conjugate.

```

imag      - Complex imaginary part.
real      - Complex real part.
unwrap   - Unwrap phase angle.
isreal    - True for real array.
cplxpair  - Sort numbers into complex conjugate pairs.

```

Rounding and remainder.

```

fix       - Round towards zero.
floor     - Round towards minus infinity.
ceil      - Round towards plus infinity.
round     - Round towards nearest integer.
mod       - Modulus (signed remainder after division).
rem       - Remainder after division.
sign      - Signum.

```

A questo punto, volendo sapere come utilizzare la funzione `sin` è sufficiente digitare

```
>> help sin
```

1.3.2 Manuali in formato PDF o cartaceo.

Il programma *Matlab* è corredato da una serie di manuali disponibili sia in versione elettronica (in formato PDF o “Portable Document Format”) che cartacea.

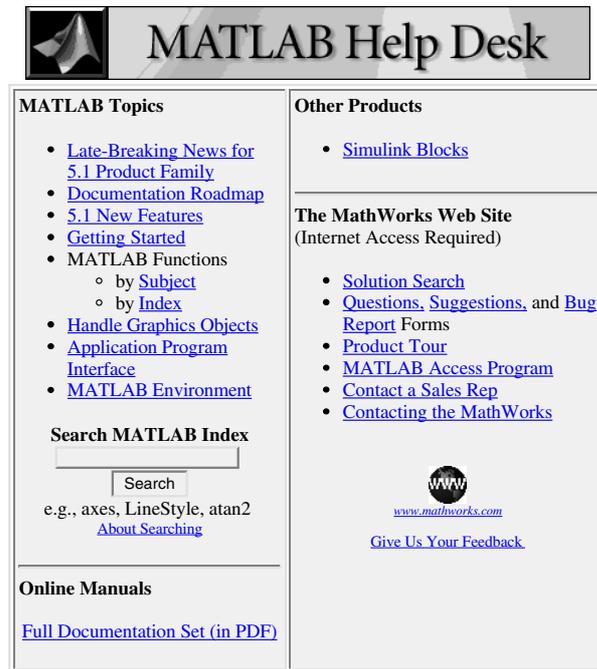
Il formato PDF è un formato standard per la distribuzione di documenti elettronici. Il programma di visualizzazione, l'*Acrobat Reader* è distribuito gratuitamente ed è disponibile per tutti i principali sistemi operativi⁵. Il numero di manuali disponibili è molto grande, per cui è meglio procedere con ordine. Sono consigliati:

- **Getting Started with MATLAB.** Il manuale da cui partire. Vi sono descritte le funzioni di base, necessarie ad un utilizzatore principiante.
- **Using MATLAB.** Ulteriori informazioni su *Matlab*. Adatto ad un utilizzatore esperto.
- **Using MATLAB Graphics.** Descrive come utilizzare l'interfaccia grafica di *Matlab* per ottimizzare l'utilizzo della grafica. Ancora un manuale adatto per un utente esperto.
- **Language Reference Manual e Graphics Reference Manual,** descrivono tutte le funzioni di base del *Matlab*. Da usare solo come riferimento.

1.3.3 Help in formato ipertestuale.

Digitando `helpdesk` all'interno del programma *Matlab*, si aprirà automaticamente il “WEB browser” predefinito sul sistema operativo che si sta usando su di una pagina di help dal contenuto autoesplicativo (si veda Fig. 1.1).

⁵Sito internet <http://www.adobe.com/prodindex/acrobat/readstep.html>, da cui è possibile scaricare il programma.

Figura 1.1: Helpdesk di *Matlab*

1.4 Esercizi proposti in aula didattica.

1. Scrivere la funzione $H = my_hankel(X, NrH, NcH, shift)$, in cui X è un vettore di L elementi, NrH è il numero di righe di H , NcH è il numero di colonne di H , e $shift$ è un intero maggiore od uguale a 0. La matrice H deve essere costruita in modo tale che

$$H = \begin{bmatrix} X(1 + shift) & \dots & X(shift + NcH) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ X(shift + NrH) & \dots & X(shift + NcH + NrH - 1) \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

con l'ipotesi che $L \geq shift + NcH + NrH - 1$.

2. Scrivere un programma che, date le matrici $A_{n \times n}$ e $B_{n \times r}$, costruisca la matrice $P = [B, A * B, \dots, A^{n-1} * B]$. Successivamente effettuare il test del rango.
3. Scrivere un programma che, date le matrici $A_{n \times n}$ e $C_{m \times n}$, costruisca la matrice $Q = [C^T, A^T * C^T, \dots, A^{T^{n-1}} * C^T]^T$. Successivamente effettuare il test del rango.

4. Data la terna $(A_{n \times n}, B_{n \times 1}, C_{1 \times n})$, eseguire un cambiamento di base per determinare la parte raggiungibile (controllabile) del sistema. Successivamente determinare la forma minima.

5. Data la terna $(A_{n \times n}, B_{n \times 1}, C_{1 \times n})$, calcolare la matrice $P = [B, A * B, \dots, A^{n-1} * B]$. Successivamente calcolare le matrici T1 = im(P) e T2, con T2 tale che T = [T1, T2] sia quadrata e invertibile. Si esegua la trasformazione $A_c = \text{inv}(T) * A * T$, $B_c = \text{inv}(T) * B$ e $C_c = C * T$. Infine, detto n_c il numero di colonne di T1, estrarre le matrici Ac1, avente le prime n_c righe e colonne di Ac, Bc1 dalle prime n_c righe di Bc e Cc1, le prime n_c colonne di Cc. In maniera analoga, calcolare la matrice $Q = [C; (C * A); \dots, C * A^{n-1}]$ e effettuare la trasformazione T ricavata, come in precedenza, dall'immagine di Q' e dal suo complemento ortogonale.

Capitolo 2

Simulazione di sistemi dinamici

L'analisi dei sistemi non lineari presenta analogie e differenze con quella dei sistemi lineari. Le similitudini derivano dal fatto che una delle tecniche principali di analisi dei sistemi non lineari consiste nella loro approssimazione per mezzo di un sistema lineare e quindi nell'applicazione di metodologie relative a questi ultimi. Le differenze risiedono nel fatto che i sistemi non lineari possono presentare comportamenti completamente nuovi. L'analisi è diversa dal momento che le soluzioni esplicite sono raramente disponibili e quindi devono essere utilizzati metodi particolari per identificare le caratteristiche di comportamento.

2.1 Funzioni e modelli usati nel capitolo

In questo capitolo verranno utilizzati i seguenti files *Matlab*:

`IntegraCircuito.m`, integrazione di un modello differenziale.

`LinNonlinCompare.m`, confronto di un sistema col modello linearizzato.

`LinNonlinCompare long.m`, versione estesa di `LinNonlinCompare.m`.

`PassoBase.m`, confronto dei diversi sistemi di integrazione.

`circuito nl impulso.m`, integrazione di circuito non lineare con ingresso non nullo.

`circuito non lineare.m`, integrazione di circuito non lineare e generazione di grafici per diverse condizioni iniziali.

`tunnel1.m`, implementazione del circuito con diodo tunnel.

`tunnel2.m`, implementazione del circuito con diodo tunnel e ingresso non nullo.

2.2 Analisi di un circuito non lineare.

Si consideri il circuito rappresentato nella Figura 2.1 nel quale l'elemento non lineare T è caratterizzato da una relazione tensione corrente del tipo $i = -G_1 * v + G_2 * v^3$ essendo G_1 e G_2 due costanti a valori positivi.

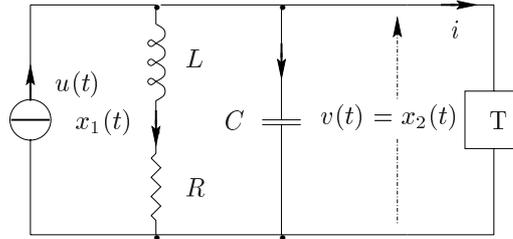


Figura 2.1: Circuito non lineare.

Assumendo come variabile di ingresso la corrente $u(t)$ erogata dal generatore, come uscita la tensione $v(t)$ ai capi dell'elemento non lineare e come variabili di stato la corrente $x_1(t)$ nell'induttore L e la tensione $x_2(t)$ sul condensatore C , il modello del sistema nello spazio degli stati è del tipo

$$\dot{x}_1(t) = -\frac{R}{L} x_1(t) + \frac{1}{L} x_2(t) \quad (2.1)$$

$$\dot{x}_2(t) = -\frac{1}{C} x_1(t) + \frac{1}{C} (G_1 x_2(t) - G_2 x_2^3(t)) + \frac{1}{C} u(t)$$

Con ingresso nullo, $u(t) = 0$, gli stati di equilibrio del sistema si ottengono come soluzioni delle equazioni $x_2 = R x_1$ e $x_1 = G_1 x_2 - G_2 x_2^3$, ovvero

$$\bar{x}' = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{x}'' = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{G_1 R - 1}{G_2 R^3}} \\ \sqrt{\frac{G_1 R - 1}{G_2 R}} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \bar{x}''' = \begin{bmatrix} -\sqrt{\frac{G_1 R - 1}{G_2 R^3}} \\ -\sqrt{\frac{G_1 R - 1}{G_2 R}} \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Si noti nelle ipotesi che $G_1 * R - 1 < 0$ soltanto l'origine dello spazio degli stati è punto di equilibrio del circuito.

Il circuito è stato simulato con i seguenti valori dei parametri

$$G_1 = 0.8, \quad G_2 = 0.05, \quad R = 2, \quad L = 1 \quad \text{e} \quad C = 1$$

in assenza di ingresso e a partire da diverse condizioni iniziali. Con le seguenti funzioni, `tunnel1.m`

```
function xd = tunnel1(t,x,flag,param)
```

```
% Funzione che implementa il circuito Di Eq.(2.1) con u(t) = 0.
```

```
%
```

```
% d x1(t) / dt = - R/L x1(t) + 1/L x2(t)
```

```

% d x2(t) / dt = - 1/C x1(t) + 1/C ( G1 x2(t) - G2 x2(t)^3 ) + 1/C u(t)
%

R = param(1);
L = param(2);
C = param(3);
G1 = param(4);
G2 = param(5);

x1d = - (R/L) * x(1) + (1.0/L) * x(2);
x2d = - (1.0/C) * x(1) + (1.0/C)*( G1 * x(2) - G2 * x(2)^3 );

xd = [x1d; x2d];

return

per la realizzazione del sistema di equazioni differenziali e IntegraCircuito.m

% Script-file che integra il sistema differenziale (2.1)
% e grafica i risultati.

options = odeset('RelTol',1e-6); % Opzioni per la funzione di integrazione

R = 2; % Parametri fisici del modello
L = 1;
C = 1;
G1 = 0.8;
G2 = 0.05;

param = [R,L,C,G1,G2]; % Parametri fisici del modello

ci = [2 2]; % Condizioni iniziali per l'integrazione

time = [0 40]; % Tempo di integrazione

[t,x] = ode45('tunnel1',time,ci,options,param); % Funzione che effettua l'integrazione

%% Grafico delle traiettorie dello stato

figure
plot(x(:,1),x(:,2),'-') % Disegna i vettori passati come argomenti
title('Traiettorie dello stato') % Titolo del grafico
xlabel('x1') % Etichetta dell'asse delle ascisse
ylabel('x2') % Etichetta dell'asse delle ordinate

%% Grafico del moto dello stato

figure
plot(t,x(:,1),'-',t,x(:,2),'--')

```

```

title('Andamento nel tempo')
xlabel('Tempo')
ylabel('x1(t) e x2(t)')

```

per l'integrazione del sistema e la visualizzazione dei risultati, si ottengono i seguenti grafici rappresentati nelle Figure 2.2 e 2.3. La Figura 2.3 è stata ottenuta partendo dallo stato iniziale $x_1(0) = 2$ e $x_2(0) = 2$.

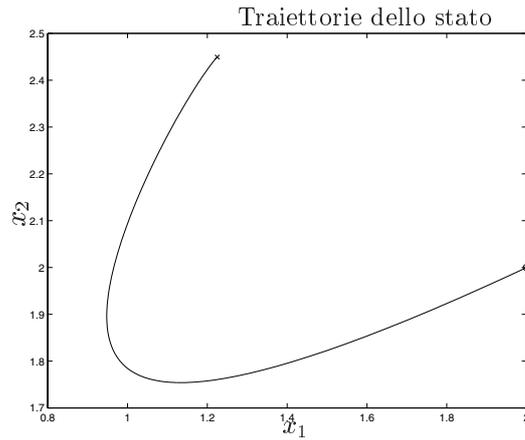


Figura 2.2: Traiettorie dello stato.

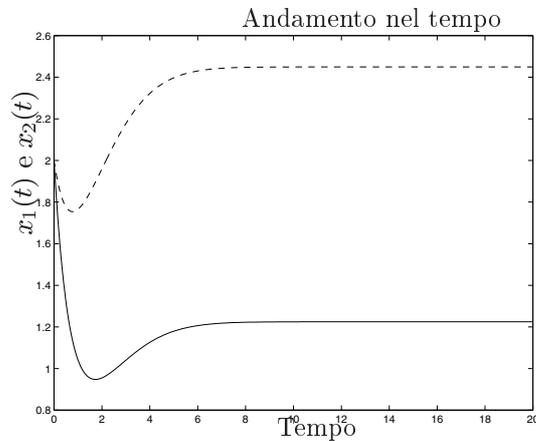


Figura 2.3: Andamento nel tempo delle variabili di stato.

L'istruzione di *Matlab* `ode45` consente di integrare sistemi di equazioni e verrà descritta nel paragrafo 2.3.

Il comando `plot(x,y,'z')` di *Matlab*, con x,y vettori riga o colonna costituiti da elementi reali, produce un grafico con le ascisse costituite dagli elementi del vettore x e con le ordinate costituite dagli elementi del vettore y . L'ulteriore argomento $'z'$ impone l'impiego di un determinato stile di linea per la visualizzazione del grafico. Le istruzioni `title('text')`, `xlabel('text')` e

`ylabel('text')` inseriscono la stringa 'text', rispettivamente, come titolo del grafico, come etichetta dell'asse delle ordinate e delle ascisse.

La figura 2.4 rappresenta le traiettorie percorse dalle variabili di stato del sistema, nel caso in cui $G_1 R - 1 > 0$, per diversi valori dello stato iniziale. La retta tratteggiata ha equazione $x_2 = R x_1$ mentre la curva tratteggiata ha equazione $x_1 = G_1 x_2 - G_2 x_2^3$. Appare evidente il comportamento stabile del sistema nell'intorno dei due punti di equilibrio diversi da zero.

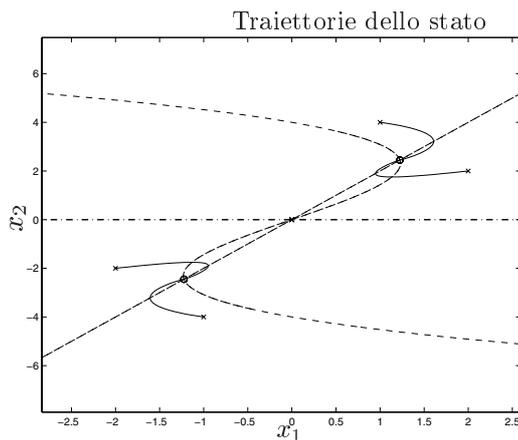


Figura 2.4: Traiettorie dello stato.

Nella situazione per cui $G_1 * R - 1 < 0$, ad esempio ponendo $G_1 = 0.8$ ed $R = 1$, l'origine è l'unico punto di equilibrio per il sistema. La Figura 2.5 mostra l'andamento nel tempo delle traiettorie a partire da diversi stati iniziali, mentre in Figura 2.6 è riportato l'andamento smorzato delle due variabili di stato a partire dalla condizione $x_1(0) = 3$ e $x_2(0) = -3$.

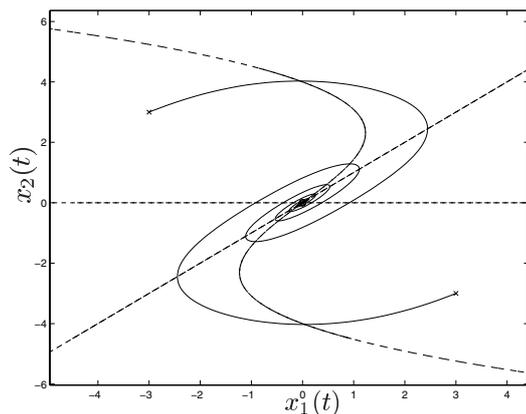


Figura 2.5: Traiettorie dello stato.

Sempre nelle condizioni in cui, $G_1 * R - 1 < 0$, ad esempio ponendo $G_1 = 0.8$ ed $R = 0.5$, l'origine rimane l'unico punto di equilibrio per il sistema. La Figura 2.7

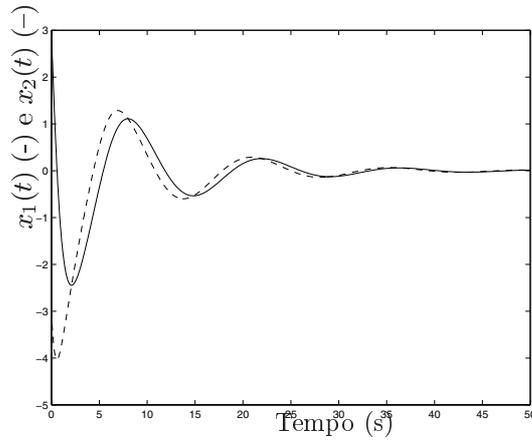


Figura 2.6: Andamento delle variabili di stato.

mostra l'andamento nel tempo delle traiettorie a partire da diversi stati iniziali, mentre in Figura 2.8, è riportato l'andamento oscillatorio delle due variabili di stato a partire dalla condizione $x_1(0) = 1$ e $x_2(0) = 1$.

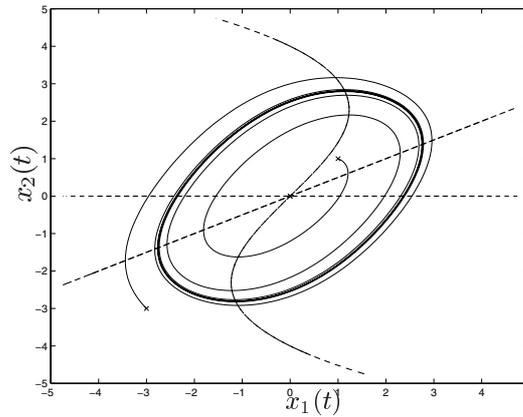


Figura 2.7: Traiettorie dello stato con un punto di equilibrio.

Volendo analizzare la risposta del circuito ad un impulso di corrente di ampiezza pari a $u(t) = 8$ e di durata di 10s. ($u(t) = 0$ per $t > 10$), la funzione `tunnel1.m` viene modificata nel modo seguente (`tunnel2.m`)

```
function xd = tunnel2(t,x,flag,param)
% Funzione che implementa il circuito di Eq. (2.1). E' presente
% anche una funzione dell'ingresso udt funzione del tempo.
%
% d x1(t) / dt = - R/L x1(t) + 1/L x2(t)
% d x2(t) / dt = - 1/C x1(t) + 1/C ( G1 x2(t) - G2 x2(t)^3 ) + 1/C u(t)
%
```

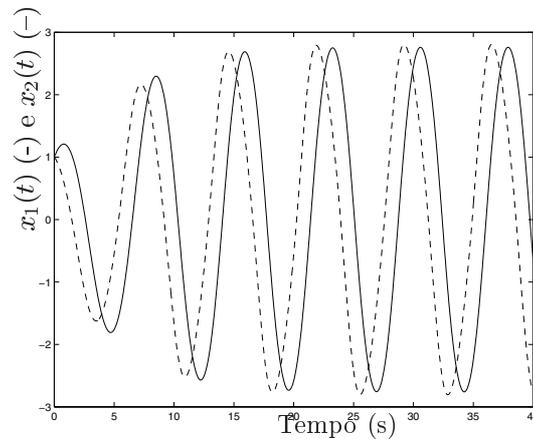


Figura 2.8: Andamento oscillatorio delle variabili di stato.

```

R = param(1); % Parametri del circuito non lineare
L = param(2);
C = param(3);
G1 = param(4);
G2 = param(5);
Tstart = param(6); % Istante di inizio del gradino
Tstop = param(7); % Istante finale del gradino
Value = param(8); % Ampiezza del gradino

if((t>=Tstart)&(t<Tstop)),udt=Value; % Definizione del gradino
    else udt=0.0;
end;

x1d = - (R/L) * x(1) + (1.0/L) * x(2);
x2d = - (1.0/C) * x(1) + (1.0/C)*( G1 * x(2) - G2 * x(2)^3 );

xd = [x1d; x2d + (1.0/C)*udt];

return

```

e il programma di simulazione fornisce a partire dallo stato zero i seguenti risultati riportati nelle Figure 2.9 e 2.10.

Si voglia ora linearizzare il circuito caratterizzato dagli stessi parametri elettrici dell'esempio precedente, con ingresso nullo e nell'intorno dell'origine dello spazio degli stati. Il modello linearizzato assume la struttura

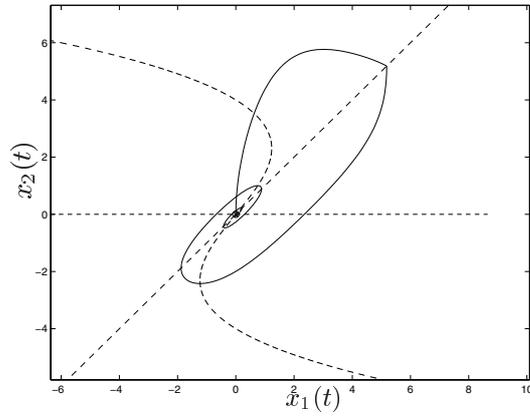


Figura 2.9: Traiettorie dello stato con un punto di equilibrio e impulso di corrente.

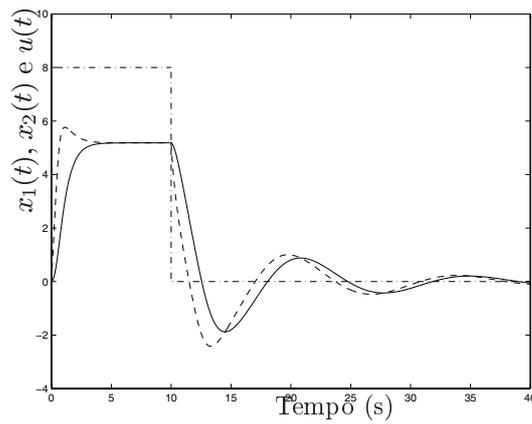


Figura 2.10: Andamento smorzato delle variabili di stato con impulso di corrente.

$$\delta \dot{x}(t) = A \delta x(t) + B \delta u(t) \quad (2.3)$$

$$\delta y(t) = C \delta x(t)$$

avendo posto

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= f_1(x(t), u(t)) \\ \dot{x}_2(t) &= f_2(x(t), u(t)) \\ y(t) &= g(t) \end{aligned}$$

dove $\delta x(t)$, $\delta u(t)$ e $\delta y(t)$ rappresentano, rispettivamente, gli scostamenti dello

stato, dell'ingresso e dell'uscita dai valori di equilibrio e le matrici

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u} \end{bmatrix} \text{ e } C = \begin{bmatrix} \frac{\partial g}{\partial x_1} & \frac{\partial g}{\partial x_2} \end{bmatrix},$$

vanno calcolate in corrispondenza del punto di equilibrio scelto.

Nel caso in esame risulta

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & \frac{G_1}{C} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C} \end{bmatrix} \text{ e } C = [0 \quad 1]$$

Il programma seguente `LinNonlinCompare.m` mette a confronto la simulazione del circuito, in assenza di ingresso e a partire da assegnate condizioni iniziali, utilizzando il modello non lineare e quello linearizzato.

```
%%
%% Script-file per il confronto della risposta del sistema lineare
%% e quella del sistema non lineare.
%%
%%

%%
%% Modello non lineare
%%

options = odeset('RelTol',1e-6);

R = 1; % Parametri del circuito non lineare.
L = 1;
C = 1;
G1 = 0.8;
G2 = 0.05;

param = [R,L,C,G1,G2]; % Parametri del circuito non lineare.

ci = [0.5 0.5]; % Condizioni iniziali

ti = 0;
tf = 40;

time = [ti tf]; % Istante iniziale e finale di integrazione

[t,x] = ode45('tunnel1',time,ci,options,param); % Integrazione del sistema

y = x(:,2); % Uscita del sistema

%%
%% Modello lineare nello spazio degli stati
%%
```

```

A = [-R/L  1.0/L;
      -1.0/C G1/C ];

B = [1.0/C 0]';

C = [0 1];

D = 0;

Sys = ss(A,B,C,D); % Crea il modello nello spazio degli stati

t1 = ti:0.01:tf; % Tempo di simulazione
U1 = zeros(size(t1)); % Ingresso del sistema lineare
[y1,t1,x1] = lsim(Sys,U1,t1,ci);
                % Simula la risposta nel tempo
                % per un sistema lineare tempo-invariante

figure
plot(t1,y1,'-'), hold on
plot(t,y,'--')
title('Risposte')
xlabel('Tempo')
ylabel('y')

figure
plot(x(:,1),x(:,2),'-'), hold on
plot(x1(:,1),x1(:,2),':')
title('Traiettorie dello stato')
xlabel('x1')
ylabel('x2')

```

La Figura 2.11 riporta l'andamento temporale dell'uscita, calcolata sia con il modello lineare che con il modello linearizzato a partire dallo stato iniziale $x(0) = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0.5 \end{bmatrix}$, vicino all'origine. La linea continua rappresenta la risposta del sistema lineare, mentre la curva tratteggiata, quella del sistema non lineare.

La Figura 2.12 riporta lo stesso grafico a partire da un nuovo stato iniziale $(x(0) = \begin{bmatrix} -2 \\ 2 \end{bmatrix})$, lontano dall'origine.

Le Figure 2.13 e 2.14 riportano le traiettorie dello stato calcolate nelle stesse condizioni.

La linea continua rappresenta la traiettoria dello stato del sistema lineare, mentre la curva punteggiata, quella del sistema non lineare.

Si noti che mentre ci si allontana al punto rispetto al quale si è effettuata la linearizzazione, i modelli forniscono risposte significativamente diverse.

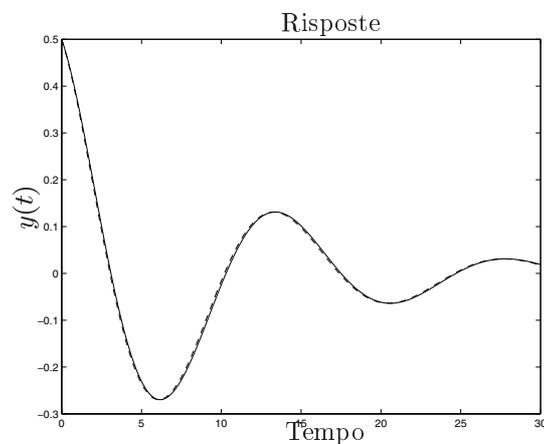


Figura 2.11: Risposta del sistema lineare e del sistema non lineare.

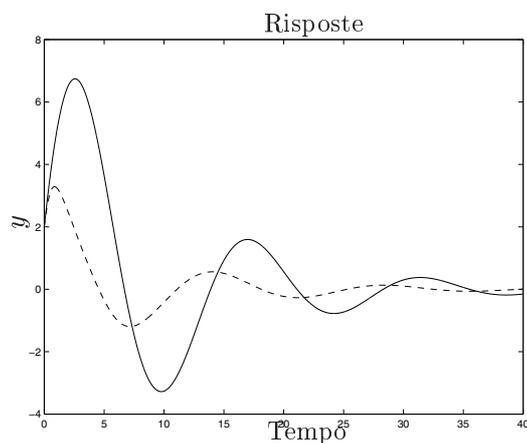


Figura 2.12: Risposta dei sistemi per una condizione iniziale distante dall'origine.

2.3 Metodi numerici per integrazione di equazioni differenziali in Matlab.

La simulazione di sistemi in *Matlab* generalmente richiede l'integrazione di sistemi di equazioni differenziali ordinarie. *Matlab* fornisce un insieme di funzioni per risolvere numericamente queste funzioni differenziali. I risultati in termini di velocità ed accuratezza dipendono dal tipo di modelli e di condizioni. Sono riportati nel seguito alcune caratteristiche dei metodi di integrazione.

1. `ode15s`: risolve equazioni differenziali ordinarie per sistemi stiff autonomi e non (generalmente sistemi non lineari e “smooth”) implementando un metodo di integrazione numerica di ordine variabile fino al 5° con un passo di integrazione quasi fisso. Riesce a risolvere efficientemente anche problemi relativi a sistemi non stiff.

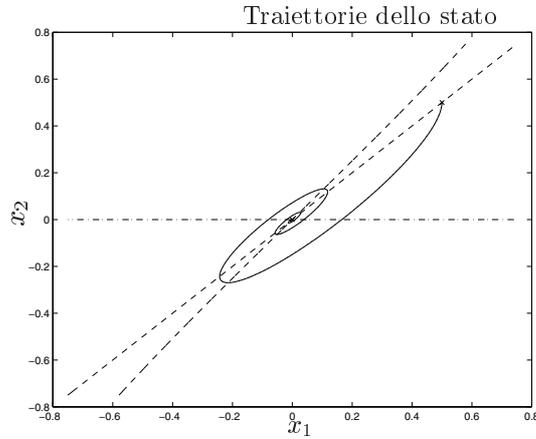


Figura 2.13: Traiettorie dello stato per condizioni iniziali vicino all'origine.

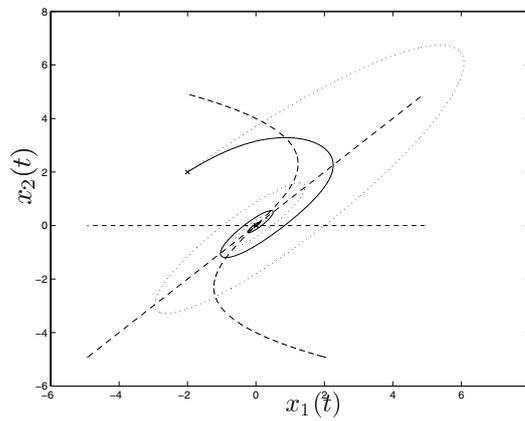


Figura 2.14: Traiettorie dello stato per condizioni iniziali lontane all'origine.

2. `ode23s`: risolve equazioni differenziali per sistemi stiff utilizzando metodi di ordine non elevato.
3. `ode23`: questo programma è un'alternativa a `ode15s` per la soluzione di problemi stiff ed implementa un metodo di Runge-Kutta del 2° ordine fisso. Permette di ottenere soluzioni con tolleranze non troppo spinte ed è indicato per sistemi con autovalori vicini all'asse immaginario, quindi sistemi con memoria a dinamica lenta. Riesce comunque a gestire sistemi con dinamiche veloci, anche non autonomi.
4. `ode45`: come `ode23` implementa il metodo di Runge-Kutta ed è quindi adatta per sistemi fortemente non lineari. Questa funzione non è consigliabile per sistemi che manifestino dinamiche lente e veloci contemporaneamente.
5. `ode113`: è stata introdotta per superare i problemi che presentano le fun-

2.4. PROBLEMATICHE RELATIVE ALL'INTEGRAZIONE DI SISTEMI DINAMICI.43

zioni `ode23` e `ode45`. Permette di ottenere una accuratezza sia moderata che elevata pur mantenendo una complessità accettabile. Utilizzando formule risolutive di ordine elevato fornisce soluzioni con una risoluzione adeguata anche per applicazioni grafiche.

Le funzioni per l'integrazione delle equazioni differenziali ordinarie richiedono tutte la stessa sintassi. Nell'esempio seguente verrà perciò utilizzata la generica funzione `ode45`. Nel paragrafo 2.2, si è utilizzato il comando

```
[t,x] = ode45('tunnel1',[ti tf],x0,options);
```

in cui `'tunnel1'` è l'equazione differenziale da integrare, espressa attraverso un *function-file* di *Matlab*, `[ti tf]` rappresenta l'intervallo di integrazione, a partire dalle condizioni iniziali `x0`. La funzione prevede la possibilità di utilizzare un insieme di opzioni.

```
options = odeset('RelTol',1e-4,'AbsTol',[1e-4 1e-4],'Maxstep',10);
```

Si guardi in proposito l'help in linea per la funzione `'odeset'`. Il vettore `'options'` viene costruito attraverso la suddetta funzione che accetta coppie valore e funzione chiave (e.g. `'RelTol'` e `1e-4`).

Le opzioni più utilizzate sono appunto `'RelTol'` e `'AbsTol'`, le tolleranze relativa ed assoluta associate all'errore per il controllo della convergenza. Per la funzione `ode45`, l'errore ε_i sull' i -esima componente relativa alla stima della soluzione y_i dell'equazione differenziale, soddisfa la disequazione

$$|\varepsilon_i| \leq r|y_i| + a_i \quad (2.4)$$

in cui $r = \text{RelTol}$ e $a_i = \text{AbsTol}(i)$. L'errore relativo scalare ha il valore di default di 10^{-3} , mentre quello assoluto di 10^{-6} . Un ultimo parametro che si può utilizzare è la massima ampiezza del passo di integrazione, per garantire che il metodo di integrazione utilizzato riconosca fenomeni che avvengono in quell'intervallo di tempo prefissato. Viene indicato con `'MaxStep'` e il valore di default coincide con $1/10$ dell'intervallo di integrazione.

2.4 Problematiche relative all'integrazione di sistemi dinamici.

Si riprenda l'esempio precedente relativo all'integrazione del sistema implementato attraverso la funzione `tunnel1.m` e si utilizzi `ode45` con tolleranze e passi di integrazione diversi, come appare nel listato del programma `PassoBase.m`

```
%%  
%% Script-file per il confronto delle risposta del sistema non lineare  
%% utilizzando diversi metodi di integrazione.  
%%  
  
R = 1; % Parametri del circuito non lineare.  
L = 1;  
C = 1;
```

```
G1 = 0.8;
G2 = 0.05;

param = [R,L,C,G1,G2];

ci = [0.5 0.5];

ti = 0;
tf = 40;

time = [ti tf];

options = odeset('RelTol',1.0,'AbsTol',[1e-1 1e-1],'MaxStep',1000);
[t1,x1] = ode45('tunnel1',time,ci,options,param);
y1 = x1(:,2);

options = odeset('RelTol',1e-1,'AbsTol',[1e-2 1e-2],'MaxStep',100);
[t2,x2] = ode45('tunnel1',time,ci,options,param);
y2 = x2(:,2);

options = odeset('RelTol',1e-3,'AbsTol',[1e-6 1e-6],'MaxStep',10);
[t3,x3] = ode45('tunnel1',time,ci,options,param);
y3 = x3(:,2);

figure
plot(t1,y1,'-'), hold on
plot(t2,y2,'--'), hold on
plot(t3,y3,'-.')
title('Risposte')
xlabel('Tempo')
ylabel('y')

return
```

I risultati di tale simulazione sono riportati nella Figura 2.15. Si noti che i risultati ottenuti sono diversi per i diversi valori assegnati alle tolleranze e ai passi di integrazione. Più piccola è la tolleranza, più passi di integrazione sono richiesti dal metodo utilizzato, che porta a risultati più accurati.

Analogamente, risultati diversi si ottengono integrando le stesse equazioni differenziali con tecniche differenti. Per una descrizione più dettagliata di queste tecniche e per un utilizzo più appropriato si rimanda all'help in linea di *Matlab* e alla consultazione dell'articolo [5].

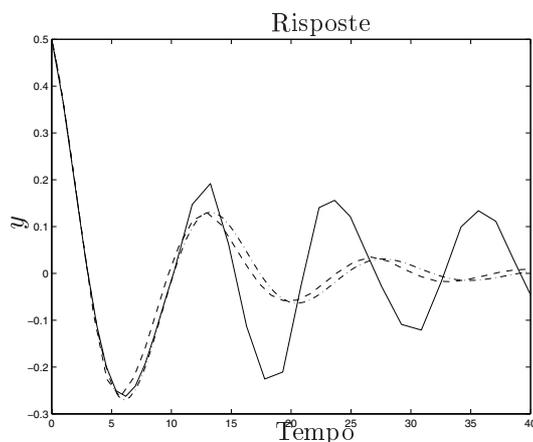


Figura 2.15: Risposta del sistema con diversi passi di integrazione.

2.5 Esercizi proposti in aula didattica.

1. Si consideri il modello matematico di Lotka-Volterra (2.5) che descrive la dinamica di due popolazioni interagenti

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= a_1(1 - x_1(t)/k)x_1(t) - a_2x_1(t)x_2(t) + u(t) \text{ (prede)} \\ \dot{x}_2(t) &= -a_3x_2(t) + a_4x_1(t)x_2(t) \text{ (predatori)} \end{aligned} \quad (2.5)$$

dove $x_1(t)$ e $x_2(t)$ rappresentano rispettivamente il numero di prede e il numero di predatori presenti nell'ecosistema all'istante t ed $u(t)$ l'apporto esterno di cibo per le prede introdotto nell'unità di tempo. Il coefficiente k rappresenta il numero massimo di prede presenti nell'ecosistema in assenza di predatori e in assenza di apporto di cibo esterno ($u(t) = 0$). Il parametro a_3 (> 0) è il tasso di crescita del predatore, in assenza di prede, mentre a_1 (> 0) il tasso di crescita delle prede. Il termine $-a_2x_1(t)x_2(t)$ modella il decremento nella popolazione delle prede per la presenza dei predatori, con $a_2 > 0$, mentre il termine $a_4x_1(t)x_2(t)$ rappresenta l'incremento della popolazione dei predatori dovuto alla presenza delle prede.

Nelle ipotesi di assegnare ai parametri i valori $a_1 = 20$, $a_2 = 1$, $a_3 = 7$, $a_4 = 0.5$ e $k = 30$, si determinino

- (a) l'andamento nel tempo del numero di prede e predatori, supponendo nullo l'ingresso $u(t)$ e nelle ipotesi di partire da un ecosistema contenente 10 prede e 10 predatori. Si calcoli anche la traiettoria percorsa dal sistema nello spazio degli stati.
- (b) gli stati di equilibrio del sistema in assenza di ingresso.
- (c) i valori di regime raggiunti dal numero di prede e predatori nelle ipotesi che $u(t)$ sia un gradino di ampiezza $u(t) = 20$ e a partire dalle stesse condizioni proposte al punto 1). Si determini per tentativi l'ampiezza del gradino che consente di mantenere a regime un numero di predatori pari a 15.

2. (Facoltativo) Si definisce *modello ibrido* un sistema composto da diversi modelli, ciascuno valido in una particolare condizione di funzionamento del sistema stesso. Tale condizione dipende dallo stato del sistema e dai suoi ingressi.

Si consideri quindi il sistema ibrido descritto dal seguente modello matematico:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{cases} A_1 \mathbf{x}(t) & \text{se } x_1(t) * x_2(t) < 0 \\ A_2 \mathbf{x}(t) & \text{se } x_1(t) * x_2(t) \geq 0 \end{cases},$$

in cui

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}$$

e

$$A_1 = \begin{bmatrix} -0.1 & 1.0 \\ -10.0 & -0.1 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -0.1 & 10 \\ -1.0 & -0.1 \end{bmatrix}.$$

- Si discuta la stabilità dei sistemi singoli.
- Si disegnino le traiettorie dello stato per i sistemi singoli e per il sistema completo considerando un tempo di simulazione di 10s e le condizioni iniziali $(0, 1)$, $(1, 0)$ e $(10^{-6}, 10^{-6})$.
- Si disegni l'andamento nel tempo delle variabili di stato dei sistemi singoli e di quello ibrido nelle stesse condizioni.

Capitolo 3

Introduzione a Simulink

Simulink, prodotto dalla *Mathworks Inc.* è un programma per la simulazione di sistemi dinamici [6]. Estende le potenzialità di *Matlab*, aggiungendo molte funzioni specifiche e mantenendo le caratteristiche generali.

Simulink viene utilizzato attraverso due fasi: quella di definizione del modello da simulare e quella di analisi del sistema stesso. Spesso questi due passi vengono eseguiti sequenzialmente modificando i parametri del sistema al fine di ottenere il comportamento desiderato.

Affinché la definizione del modello possa essere immediata, *Simulink* utilizza un ambiente a finestre, chiamate *Block diagram windows* attraverso cui creare i modelli semplicemente impiegando il mouse.

L'analisi del modello avviene sia scegliendo le opzioni dai menu di *Simulink* che riutilizzando i comandi *Matlab* attraverso la *Matlab Command Windows*. I risultati della simulazione sono disponibili durante la fase di simulazione stessa e l'esito finale disponibile nello spazio di lavoro di *Matlab*.

3.1 Istruzioni base di Simulink

Per aprire *Simulink* si deve digitare all'interno della *Matlab Command Window* il comando

```
>>simulink
```

che provoca la visualizzazione della finestra (Library: Simulink) contenente le icone delle librerie standard di *Simulink* (vedi Figura 3.1) ed una seconda finestra in cui costruire il modello del sistema da simulare.

I blocchi possono essere copiati dalla prima finestra alla seconda trascinandoli col mouse nella posizione desiderata. Tali blocchi possono essere connessi da linee disegnate sempre col mouse: tenendo premuto il tasto sinistro, partendo dall'uscita di un blocco, col puntatore si crea una nuova connessione all'ingresso ad un altro blocco, mentre premendo il tasto destro posizionati su una connessione preesistente, si genera una diramazione per collegare un altro blocco.

Lo schema viene salvato utilizzando le istruzioni *Save* e *Save as* della tendina *File*. L'istruzione *New* apre un nuovo file *Simulink*, mentre *Open* carica un file *Simulink* salvato precedentemente.

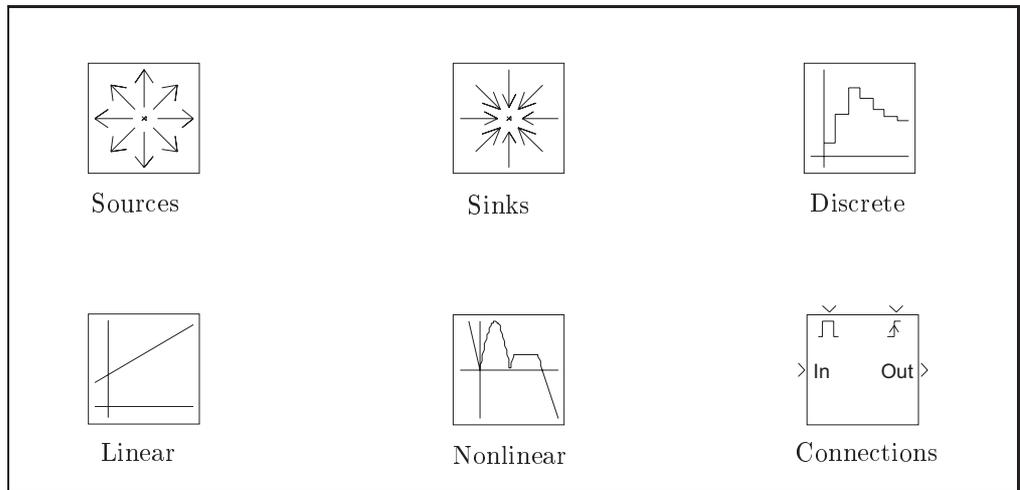


Figura 3.1: *Simulink* block library.

Ciascuna icona della Figura 3.1 contiene i blocchi relativi alla libreria a cui si riferisce. In seguito verranno descritti brevemente i blocchi contenuti in ciascuna libreria

1. **Sources:** (Library: simulink/Sources) contiene alcuni generatori di segnale e vengono visualizzati nella Figura 3.2

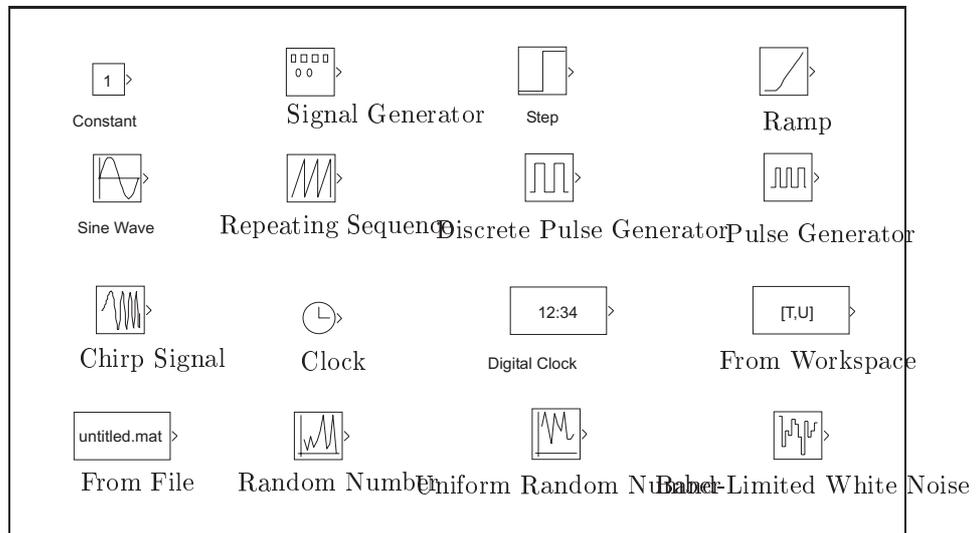
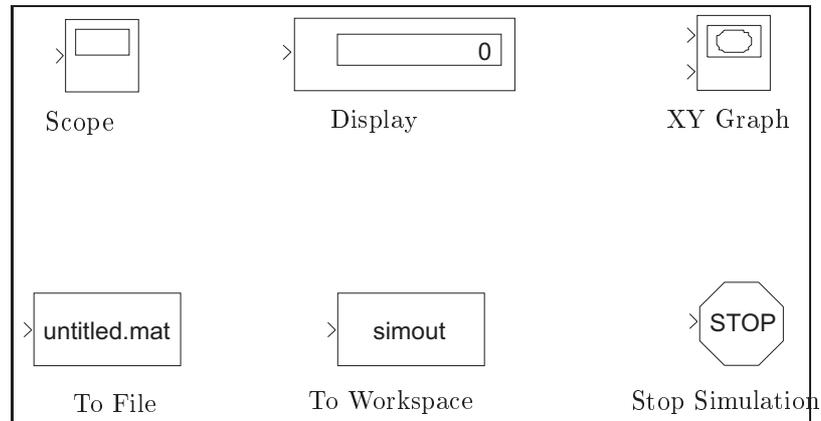


Figura 3.2: *Simulink* Signal Source library.

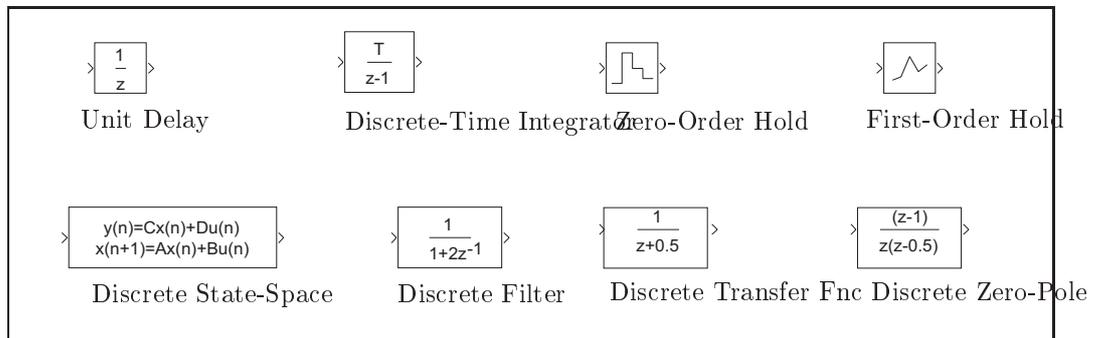
- **Constant:** genera un valore costante programmabile.
- **Signal Generator:** generatore di segnali sinusoidali, onde quadre,

denti di sega e segnali casuali. Si possono impostare ampiezza e frequenza.

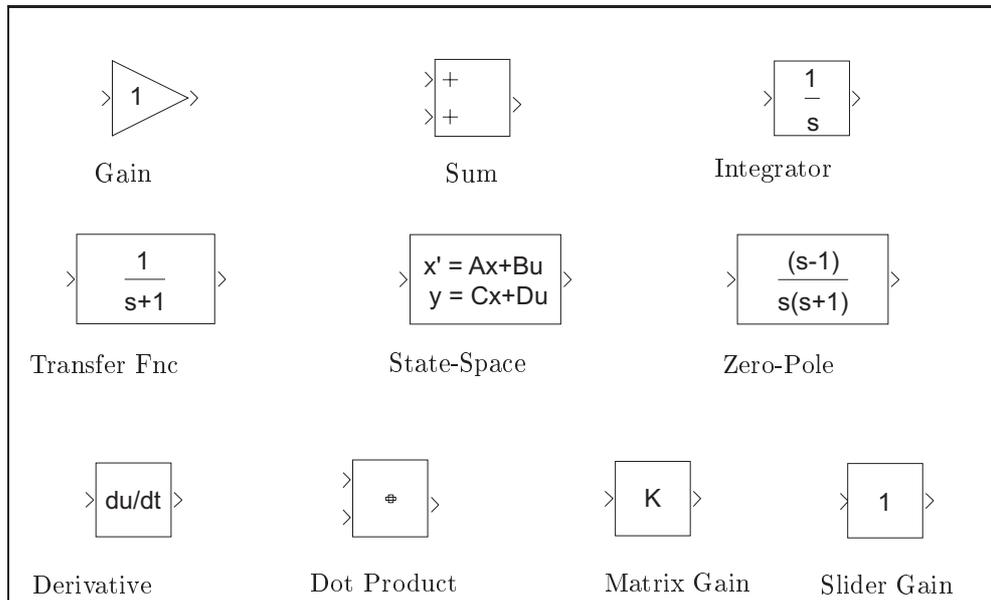
- **Step**: genera un gradino di ampiezza prefissata, specificando il valore iniziale e quello finale.
 - **Sine Wave**: genera un'onda sinusoidale di ampiezza, frequenza e fase determinate.
 - **Repeating Sequence**: ripete una sequenza di valori e ad istanti predeterminati.
 - **Discrete Pulse Generator**: genera impulsi ad intervalli regolari, specificando l'ampiezza, il periodo e ritardo di fase come interi multipli del tempo di campionamento.
 - **Pulse Generator**: genera impulsi, specificando il periodo in secondi, il duty cycle (percentuale del periodo), l'ampiezza e l'istante di partenza.
 - **Chirp Signal**: genera un segnale sinusoidale con frequenza crescente. Si devono specificare la frequenza iniziale e dopo quanti secondi deve essere raggiunta una certa frequenza predeterminata.
 - **Clock**: generatore della base dei tempi.
 - **Digital Clock**: genera il tempo di simulazione secondo il tempo di campionamento impostato. Durante il periodo di campionamento vengono mantenuti i valori della simulazione fino al successivo istante di campionamento.
 - **From File**: legge il contenuto di una matrice specificata dal `<file>.mat`. La prima riga della matrice deve contenere i valori degli istanti di campionamento e in quelle successive sono memorizzati i corrispondenti valori delle uscite.
 - **From Workspace**: legge i valori specificati in una matrice presente nel *WorkSpace* di *Matlab*. La matrice deve contenere nella prima colonna i valori corrispondenti agli istanti di campionamento. Le successive colonne rappresentano i valori delle uscite.
 - **Random Number**: genera valori con distribuzione normale gaussiana, dati il valore medio, la varianza e un valore iniziale per il seme.
 - **Uniform Random Number**: genera numeri aventi distribuzione uniforme tra due valori prefissati. Si deve specificare anche il seme.
 - **Band-Limited White Noise**: genera rumore bianco per sistemi continui. Si specifica la potenza del rumore, istante di campionamento e il seme.
2. **Sinks**: (Library: simulink/Sinks) contiene alcuni rivelatori di segnale, come si può vedere nella Figura 3.3
- **Scope**: visualizza in funzione del tempo il segnale di ingresso applicato.
 - **XY Graph**: visualizza un grafico (x, y) utilizzando la finestra grafica di *Matlab*. Il primo ingresso corrisponde all'ascissa del grafico e generalmente coincide con la base dei tempi. Si possono introdurre i valori del *range* del grafico.

Figura 3.3: *Simulink* Signal Sinks library.

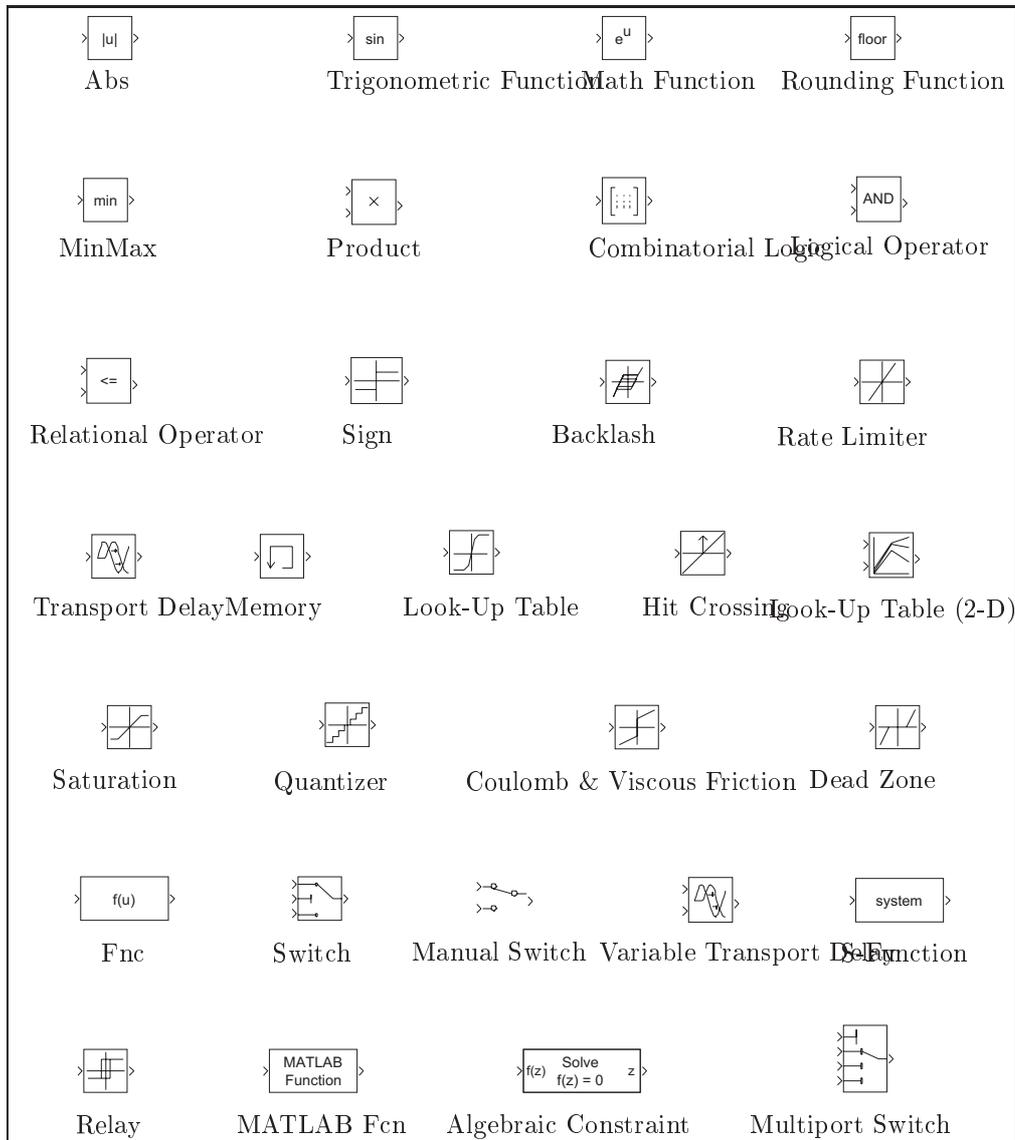
- **Display:** display numerico dei valori dell'ingresso. Si specifica il formato del parametro da visualizzare.
 - **To File:** salva gli ingressi applicati all'interno di una matrice in un file <untitled>.mat. Si specifica il nome del file e il nome della variabile. I valori vengono salvati per righe. La prima riga della matrice contiene la base dei tempi.
 - **To Workspace:** vengono scritti gli ingressi applicato nel *WorkSpace* di *Matlab*. La matrice ha una colonna per ciascun ingresso ed una riga per ogni istante della simulazione. Il dato si perde se la simulazione viene interrotta o messa in pausa. Si specifica il nome della variabile di ingresso e il massimo numero di righe.
 - **Stop:** arresta la simulazione quando l'ingresso applicato è diverso da zero.
3. **Discrete:** (Library: simulink/Discrete) sono contenuti i blocchi necessari all'analisi dei sistemi lineari tempo-discreti e vengono raccolti nella Figura 3.4

Figura 3.4: *Simulink* Discrete-Time library.

- **Unit Delay**: campiona e mantiene il valore all'ingresso per un periodo di campionamento. Ha come parametri le condizioni iniziali e il tempo di campionamento.
 - **Discrete-Time Integrator**: integrazione a tempo-discreto del segnale di ingresso. Utilizza diversi metodi di integrazione, fornite le condizioni iniziali.
 - **Zero-Order Hold**: dispositivo di tenuta di ordine zero. Mantiene costante in uscita il valore all'ingresso nell'intervallo di campionamento. Deve essere fornito il tempo di campionamento.
 - **First Order Hold**: dispositivo di tenuta di ordine uno. L'uscita cresce linearmente rispetto il valore dell'ingresso nell'intervallo di campionamento. Deve essere fornito il tempo di campionamento.
 - **Discrete State-Space**: modello discreto nello spazio degli stati. Vengono fornite le matrici del modello (A, B, C, D), le condizioni iniziali e il tempo di campionamento.
 - **Discrete Zero-Pole**: rappresentazione un modello FIR (Finite Impulse Response) o IIR (Infinite Impulse Response) secondo guadagno, poli e zeri, forniti come matrici e vettori. Il numero delle uscite coincide con il numero di colonne della matrice degli zeri. L'uscita è uno scalare se gli zeri sono in un vettore.
 - **Discrete Filter**: implementa un filtro tempo-discreto FIR o IIR. Il numeratore e il denominatore sono vettori, i cui elementi sono i coefficienti del polinomio secondo potenze crescenti di z^{-1} .
 - **Discrete Transfer Fnc**: implementa una funzione di trasferimento discreta. Il numeratore è una matrice, mentre il denominatore un vettore. Il numero delle uscite coincide con il numero delle righe del numeratore, i cui elementi sono i coefficienti del polinomio secondo potenze decrescenti di z . Anche il vettore a denominatore contiene i coefficienti del relativo polinomio secondo potenze decrescenti di z .
4. **Linear**: (Library: simulink/Linear) contiene i blocchi necessari all'analisi dei sistemi lineari tempo-continui evidenziati nella Figura 3.5
- **Gain**: guadagno scalare o vettoriale. Si imposta il guadagno k e il blocco calcola l'uscita y dato l'ingresso u secondo l'espressione $y = k \cdot u$.
 - **Sum**: effettua la somma o la differenza degli ingressi. Si deve inserire la lista dei segni con cui ogni ingresso entra nel blocco.
 - **Integrator**: calcola l'integrazione tempo continua del segnale di ingresso, stabilite le condizioni iniziali ed eventuali limiti superiore ed inferiore di saturazione.
 - **Transfer Fnc**: espressione per la funzione di trasferimento, in cui il numeratore viene rappresentato da una matrice e il denominatore da un vettore. Il numero delle uscite eguaglia il numero delle righe della matrice al numeratore, i cui elementi sono i coefficienti del polinomio secondo potenze decrescenti di s . Anche il vettore al denominatore rappresenta i coefficienti del polinomio secondo potenze decrescenti di s .

Figura 3.5: *Simulink* Linear library.

- **State-Space**: modello nello spazio degli stati. Occorre inserire le matrici del modello (A,B,C,D) e le relative condizioni iniziali.
 - **Zero-Pole**: funzione Guadagno, Zeri e Poli. Gli zeri vengono rappresentati da una matrice, mentre i poli da un vettore. Il numero delle uscite coincide con il numero delle colonne della matrice degli zeri.
 - **Derivative**: effettua la derivata numerica dell'ingresso.
 - **Dot Product**: effettua il prodotto (prodotto scalare) elemento per elemento degli ingressi u_1 e u_2 secondo l'espressione $y = \text{sum}(u_1 .* u_2)$.
 - **Matrix Gain**: restituisce in uscita l'ingresso moltiplicato per una matrice predefinita.
 - **Slider Gain**: guadagno regolabile tra un valore superiore ed uno inferiore.
5. **Nonlinear**: (Library: simulink/Nonlinear) contiene i blocchi che svolgono funzioni non lineari e sono riportati nella Figura 3.6
- **Abs**: dato l'ingresso u , calcola l'uscita $y = |u|$.
 - **Trigonometric Function**: implementa diverse funzioni trigonometriche ed iperboliche: `sin`, `cos`, `tan`, `asin`, `acos`, `atan`, `atan2`, `sinh`, `cosh` e `tanh`.
 - **Math Function**: implementa funzioni matematiche come quelle logaritmiche, esponenziali, potenze e modulo: `exp`, `log`, 10^u , `log10`, `square`, `sqrt`, `pow`, `reciprocal`, `hypot`, `rem` e `mod`.

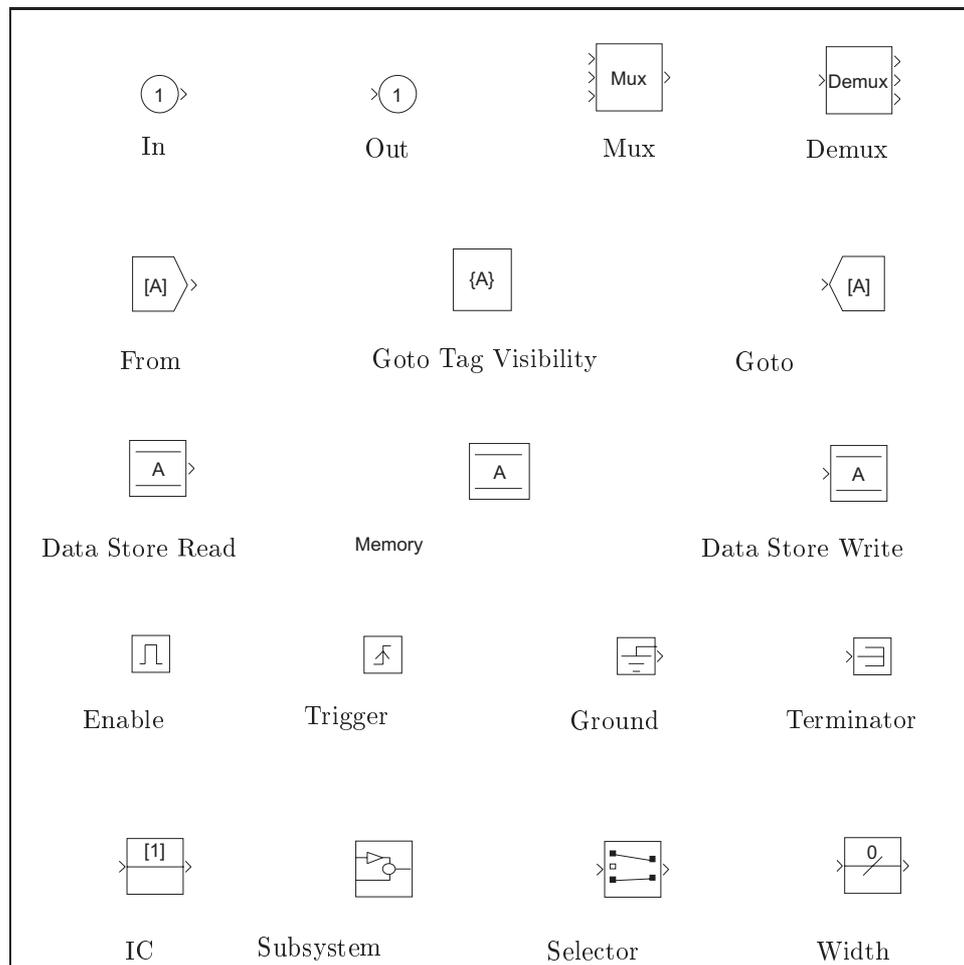
Figura 3.6: *Simulink* Nonlinear library.

- **Rounding Function:** contiene le operazioni di arrotondamento: `floor`, `ceil`, `round` e `fix`.
- **MinMax:** restituisce il minimo od il massimo dell'ingresso. Prevede la scelta del numero degli ingressi e quale operazione deve essere svolta su ogni ingresso.
- **Product:** Moltiplica o divide gli ingressi. Occorre specificare il numero degli ingressi.
- **Combinatorial Logic:** ricerca gli elementi specificati nel vettore

d'ingresso (trattati come valori booleani) nella tabella della verità impostata e restituisce le righe della tabella della verità stessa.

- **Logical Operator:** effettua una operazione logica per un prefissato numero di ingressi: AND, OR, NAND, NOR, XOR, NOT. Per un singolo ingresso, l'operazione viene effettuata tra tutti i valori dell'ingresso memorizzati in un vettore. Per ingressi multipli, l'operazione logica viene eseguita sugli elementi dei diversi vettori di ingresso che occupano la stessa posizione.
- **Relational Operator:** effettua confronti tra gli ingressi: ==, =, >, >=, < e <=.
- **Sign:** signum. Restituisce il valore 1 se l'ingresso è positivo, -1, per ingresso negativo e 0 per ingresso nullo.
- **Rate limiter:** limita lo slew-rate (velocità di variazione) del segnale di ingresso. Si imposta lo slew-rate positivo e negativo.
- **Saturation:** limita superiormente ed inferiormente il segnale di ingresso secondo due limiti prefissati.
- **Quantizer:** quantizza l'ingresso all'interno di un intervallo prefissato.
- **Coulomb & Viscous Friction:** funzione di attrito viscoso e forza di Coulomb. La forza coulombiana è modellata da una discontinuità nello zero ($y=\text{sign}(x)$) mentre l'attrito viscoso è rappresentato da una relazione lineare ($\text{Gain}*\text{abs}(x)+\text{Offset}$), Complessivamente l'uscita risulta $y=\text{sign}(x)*(\text{Gain}*\text{abs}(x)+\text{Offset})$. Gain e Offset sono parametri del blocco.
- **Backlash:** simula una zona d'isteresi o un certo "gioco" di ampiezza prefissata. Ad esempio, due ruote dentate i cui denti sono abbastanza spazati.
- **Dead Zone:** l'uscita rimane a zero per valori interni alla "deadzone". Si specifica l'inizio e la fine dell'intervallo.
- **Look-Up Table:** effettua una interpolazione monodimensionale dei valori dell'ingresso usando quelli nella tabella specificata. I valori esterni a quelli della tabella vengono estrapolati.
- **Look-Up Table (2D):** effettua una interpolazione bidimensionale dei valori dell'ingresso usando quelli nella tabella specificata. I valori esterni a quelli della tabella vengono estrapolati.
- **Memory:** rappresenta un ritardo di durata unitaria. L'uscita coincide con il valore assunto precedentemente dall'ingresso. Occorre specificare le condizioni iniziali.
- **Transport Delay:** ritarda di una quantità specificata il segnale di ingresso. Il ritardo deve essere più grande del passo utilizzato nella simulazione.
- **Variable Transport Delay:** ritarda il primo segnale di ingresso di una quantità specificata dal secondo ingresso. Il ritardo deve essere più grande del passo utilizzato nella simulazione.

- **Hit Crossing:** segnala quando il segnale di ingresso attraversa lo zero secondo un certo margine prefissato. Si può specificare la direzione di attraversamento dello zero.
 - **Fnc:** permette di specificare una funzione f arbitraria dell'ingresso u , $y = f(u)$.
 - **MATLAB function:** passa i valori dell'ingresso ad una funzione *Matlab* affinché possa essere valutata. La funzione *Matlab* deve restituire un vettore la cui lunghezza deve essere definita.
 - **S-Function:** blocco che può essere progettato dall'utente in *Matlab*, C, Fortran o usando le funzioni di *Simulink* standard. I parametri t , x , u e $flag$ sono passati automaticamente alla funzione di *Simulink*. Possono essere specificati anche altri parametri.
 - **Switch:** l'uscita coincide con il primo ingresso quando il secondo ingresso è maggiore od uguale ad una certa soglia, altrimenti assume i valori del terzo ingresso.
 - **Manual Switch:** commutatore regolabile col mouse senza parametri.
 - **Multiport Switch:** coincide con gli ingressi secondo i valori arrotondati assunti dal primo di questi.
 - **Relay:** l'uscita assume due valori impostati se l'ingresso è maggiore dell'estremo superiore o minore dell'estremo inferiore di un certo intervallo specificato attraverso due parametri. Lo stato del Relay non dipende dall'ingresso quando questo assume un valore interno dell'intervallo.
 - **Algebraic Constraint:** vincola il segnale d'ingresso $f(z)$ a zero e restituisce il corrispondente valore algebrico z . Quindi il blocco fornisce il valore z tale per cui $f(z) = 0$. L'uscita deve influenzare l'ingresso attraverso una certa retroazione. Occorre fornire un valore di tentativo per z .
6. **Connections:** (Library: simulink/Connections) contiene i blocchi necessari ad effettuare connessioni come mostra la Figura 3.7
- **In:** fornisce una porta d'ingresso per un modello. Occorre specificare il tempo di campionamento.
 - **Out:** fornisce una porta d'uscita per un modello. Quando il modello non è disabilitato, occorre fornire il corrispondente valore dell'uscita.
 - **Mux:** raggruppa scalari o vettori in un vettore di dimensioni maggiori.
 - **Demux:** disaggrega i vettori d'ingresso in scalari o vettori di dimensioni inferiori.
 - **From:** riceve i segnali dal blocco **Goto** secondo l'etichetta (*tag*) specificata.
 - **Goto:** invia i segnali al blocco **From** avente l'etichetta specificata. Permette di definire la visibilità dell'etichetta.
 - **Goto Tag Visibility:** viene usato con i blocchi **From** e **Goto** e permette di specificare la visibilità di una etichetta.

Figura 3.7: *Simulink* Connection library.

- **Data Store Read:** legge i dati memorizzati in una certa regione definita dal blocco **Data Store Memory** secondo un nome prefissato. Occorre definire il nome della zona di memoria e il tempo di campionamento.
- **Data Store Memory:** permette di definire nome e valore iniziale di una regione di memoria utilizzata dai blocchi **Data Store Read** e **Data Store Write**.
- **Data Store Write:** scrive la zona di memoria specificata dal nome. Viene definito anche il tempo di campionamento.
- **Enable:** il blocco viene posto all'interno di un modello affinché sia abilitato.
- **Trigger:** il blocco fornisce una porta di trigger predefinito
- **Ground:** viene utilizzato per mettere a zero i segnali di ingresso.

Si evitano i problemi dovuti agli ingressi non collegati. Fornisce una uscita nulla.

- **Terminator**: usato per isolare un segnale di uscita e per prevenire così i problemi provocati dalle uscite non connesse.
- **IC**: permette di specificare le condizioni iniziali per un segnale.
- **Subsystem**: fornisce una finestra in cui costruire un modello di subsystem.
- **Selector**: seleziona e riordina gli elementi specificati del vettore d'ingresso.
- **Width**: fornisce in uscita l'ampiezza del segnale d'ingresso.

È possibile assegnare ad ogni variabile o intero blocco un nome che verrà evidenziato sia nello schema a blocchi, sia nei grafici che riportano gli andamenti delle variabili. Fino ad ora si sono mantenuti i nomi di default per i blocchi predefiniti da *Simulink*.

Una volta costruito uno schema a blocchi, utilizzando l'apposita finestra fornita da *Simulink* e i blocchi necessari, si passa alla fase di simulazione, ovvero all'integrazione delle equazioni differenziali che descrivono il sistema costruito.

Per utilizzare il simulatore offerto da *Simulink* occorre utilizzare l'apposita finestra richiamabile dal *Simulink Control Panel* alla quale si accede dal menu principale selezionando in sequenza le opzioni *Simulation* e successivamente *Parameters*.

Le informazioni principali del menu *Solver* all'interno della finestra *Simulation Parameters* sono analoghe a quelle relative ai parametri definibili nelle funzioni *Matlab* utilizzate per integrare sistemi di equazioni differenziali ordinarie, introdotte nel Capitolo 2 e in particolare nel Paragrafo 2.3:

1. **Simulation time: Start time**: istante iniziale della simulazione.
2. **Simulation time: Stop time**: istante finale della simulazione.
3. **Solver Options: Type**: permette di definire se si vuole utilizzare un passo di integrazione fisso (Fixed-step) o variabile (Variable-step).
4. **Solver Options**: permette di scegliere la funzione di integrazione ottimale. Sono disponibili `ode45`, `ode23`, `ode113`, `ode15s`, `ode23s` e un metodo per sistemi discreti (discrete).
5. **Solver Options**: Si possono inoltre definire ampiezza massima e iniziale (Max step size e Initial step size) del passo di integrazione, nonché le tolleranze relative ed assolute (Relative e Absolute tolerance) legate all'accuratezza della soluzione.

3.2 Funzioni e modelli usati nel capitolo

In questo capitolo verranno utilizzati i seguenti files *Matlab* e *Simulink*:

`modello_tunnel.mdl`, modello *Simulink* di circuito non lineare.

`motorecc.mdl`, modello *Simulink* di motore in corrente continua.

`parametri tunnel.m`, file *Matlab* che contiene i parametri di inizializzazione per il modello di circuito con diodo tunnel.

`parametri motorecc.m`, file *Matlab* che contiene i parametri del modello del motore in corrente continua .

`ode_motorecc.mdl`, rappresentazione *Simulink* di motore in corrente continua con equazioni differenziali.

`param_ode_motorecc.m` file *Matlab* che contiene i parametri di inizializzazione per il modello del motore in corrente continua.

3.3 Analisi di un circuito non lineare.

Si riprenda l'esempio del circuito non lineare utilizzato nel Capitolo 2 Paragrafo 2.2. Utilizzando *Simulink*, il modello non lineare è rappresentato in Figura 3.8

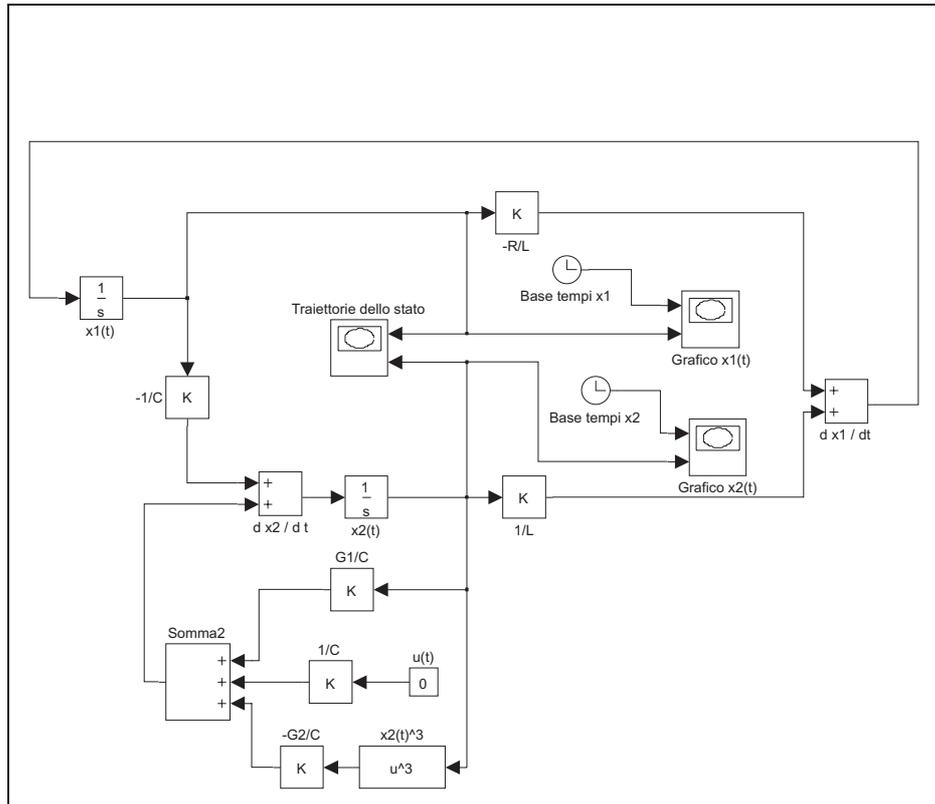


Figura 3.8: Circuito non lineare in *Simulink*.

da cui si ottengono i seguenti risultati delle simulazioni, già presentati nel Capitolo 2, impostando i parametri ai valori $G_1 = 0.8$, $G_2 = 0.05$, $R = 0.5$, $L = 1$ e $C = 1$, con condizioni iniziali $x(0) = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$.

In particolare, le traiettorie degli stati sono presentate in Figura 3.9

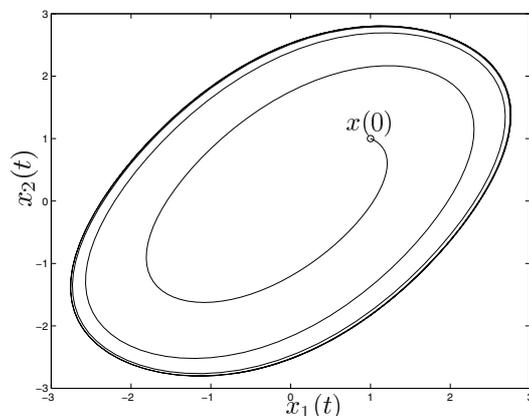


Figura 3.9: Traiettorie dello stato in *Simulink*.

e si confronti con la Figura 2.7.

Analogamente, l'andamento delle variabili di stato $x_1(t)$ e $x_2(t)$ nel tempo è graficato nelle Figure 3.10

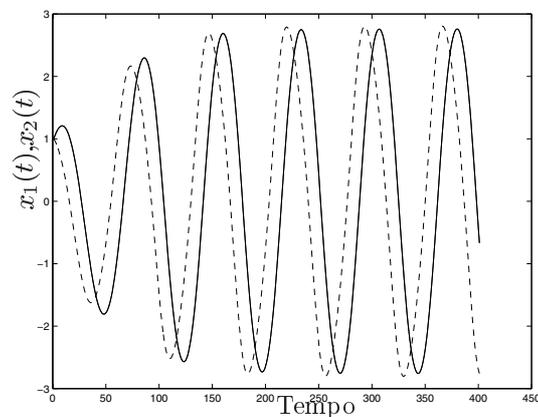


Figura 3.10: Andamento delle variabili di stato $x_1(t)$ e $x_2(t)$ nel tempo calcolata in *Simulink*.

Si confronti l'andamento con quello analogo mostrato nella Figura 2.8 del Capitolo 2.

Si conclude quindi che si può equivalentemente integrare un modello differenziale costruito in *Matlab*, usando le relative funzioni, oppure progettare e simulare lo stesso modello in ambiente *Simulink*.

3.4 Modello di un motore in corrente continua

Si consideri un motore in corrente continua controllato sull'armatura e con l'avvolgimento di eccitazione alimentato a corrente e tensione costante. Sull'asse del motore è presente, oltre al carico inerziale (J), una coppia resistente (f) dovuta all'attrito dei cuscinetti ed alle perdite di ventilazione (proporzionali alla velocità di rotazione) ed una coppia di carico C_c . Lo schema è riportato in Figura 3.11.

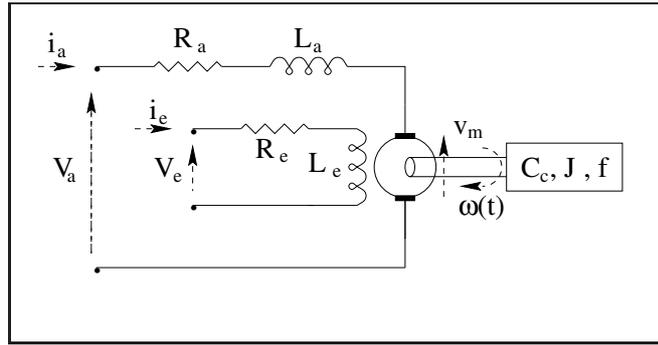


Figura 3.11: Motore in corrente continua.

I parametri del motore sono $R_a = 3$ Ohm, $L_a = 30$ mH, $k_m = 2$ N m/A, $J = 3$ kg m² e $f = 5 \times 10^{-3}$ N m s / rad. R_a è la resistenza di armatura, L_a la relativa induttanza e k_m una costante che lega la forza controelettrica sviluppata dal motore alla velocità angolare $\omega(t)$. Se si assumono come ingressi la tensione di alimentazione di armatura $V_a(t)$ e la coppia assorbita dal carico $C_c(t)$ e come uscite la corrente di armatura $i_a(t)$ e la velocità angolare $\omega(t)$, si ottiene il modello nello spazio degli stati (A, B, C)

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a(t) \\ \dot{\omega}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{k_m}{L_a} \\ \frac{k_m}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a(t) \\ C_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\omega(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix}$$

Pertanto, le matrici del sistema risultano

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{k_m}{L_a} \\ \frac{k_m}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

se si pone $y(t) = \omega(t)$ e

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad u(t) = \begin{bmatrix} V_a(t) \\ C_c(t) \end{bmatrix}.$$

Utilizzando lo schema del motore in corrente continua in ambiente *Simulink* e con i parametri forniti precedentemente, si alimenta il motore come in Figura 3.12 con un gradino di tensione di armatura che si mantiene al valore di 0V da 0 a 50s, per poi portarsi al valore di 5V per altri 50s.

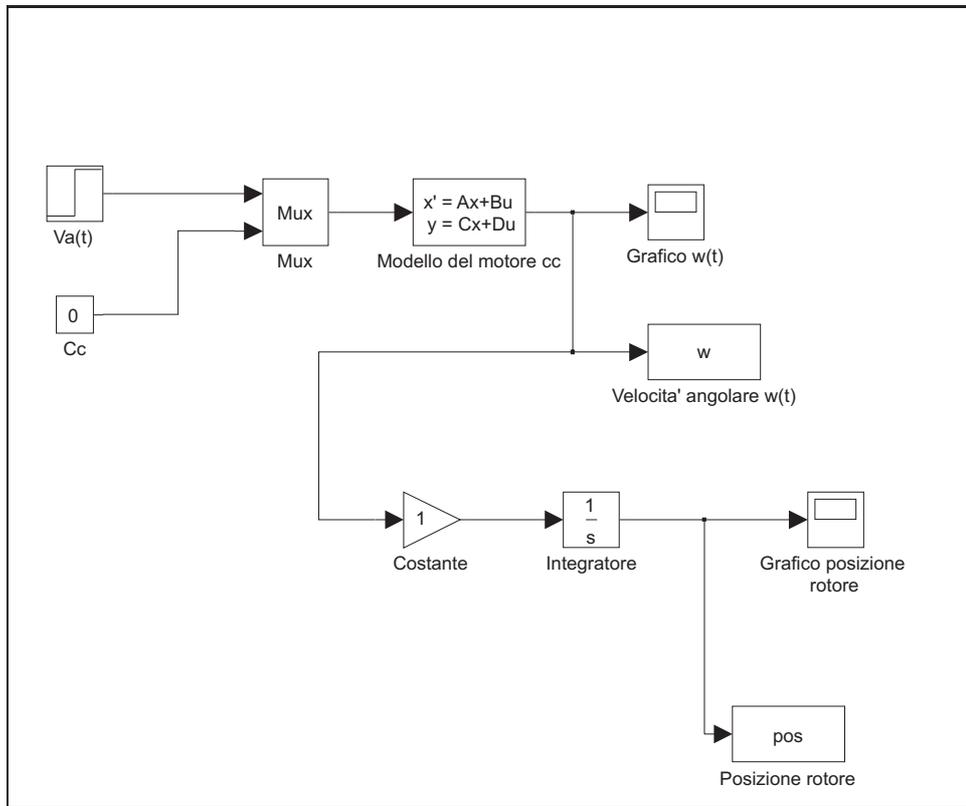


Figura 3.12: Modello *Simulink* del motore in corrente continua.

La Figura 3.13 riporta il grafico relativo alla velocità angolare $w(t)$ del motore e quella del segnale di ingresso.

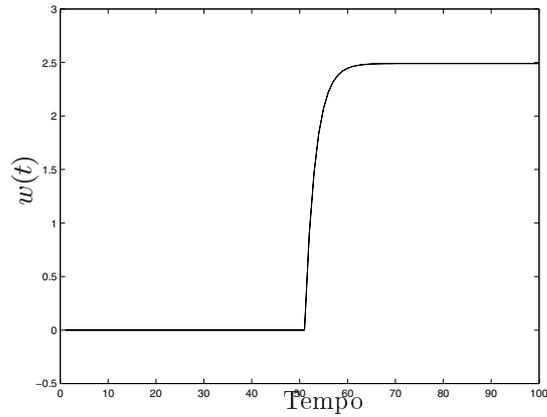
Successivamente, si è alimentato il motore con un impulso di tensione di ampiezza $V_a(t) = 10\text{V}$ e durata $\tau = 40\text{s}$. I grafici della posizione del rotore $\alpha(t)$ in radianti e della relativa velocità angolare sono rappresentati nelle Figure 3.14 e 3.15.

Per ottenere l'ulteriore uscita $\alpha(t)$ a partire dal modello del secondo ordine descritto nell'Equazione 3.1 occorre notare che $\dot{\alpha}(t) = \omega(t)$ e, pertanto, ponendo

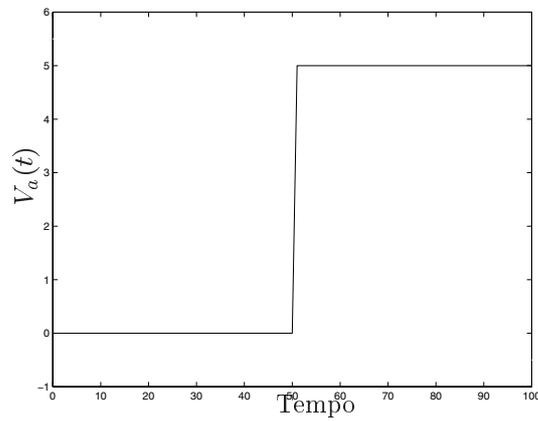
$$x(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega(t) \\ \alpha(t) \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad y(t) = \begin{bmatrix} \omega(t) \\ \alpha(t) \end{bmatrix}$$

le matrici del sistema (A, B, C) si modificano in

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{k_m}{L_a} & 0 \\ \frac{k_m}{J} & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$



(a)

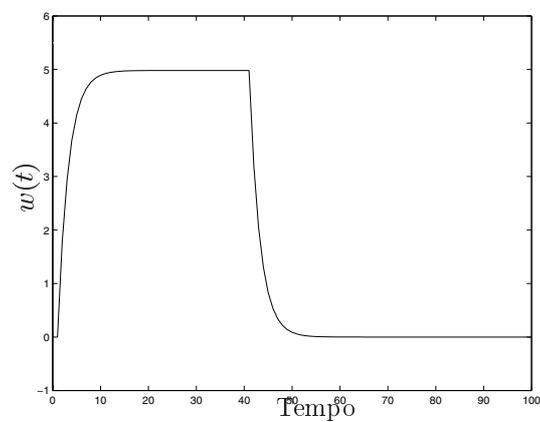


(b)

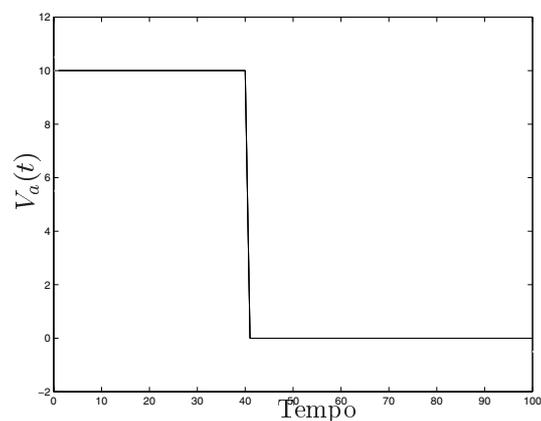
Figura 3.13: Velocità angolare del motore in cc (a) soggetto ad un gradino di tensione (b).

3.5 Esercizi proposti in aula didattica.

1. Si realizzi in ambiente *Simulink* il sistema di equazioni differenziali relative al modello del motore in corrente continua (3.1) e (3.2). Se ne verifichi successivamente la correttezza confrontandolo con le realizzazioni equivalenti nello spazio degli stati (3.1) e (3.2).
2. Utilizzando gli stessi i valori dei parametri del motore in corrente continua, determinare l'ampiezza del gradino $V_a(t)$ necessaria a raggiungere una velocità angolare *di regime* pari a $\omega(t) = 10\text{rad/s}$, nelle ipotesi di assenza del carico $C_c = 0$ e con il modello del motore del secondo ordine. Si verifichi analiticamente il risultato ottenuto.



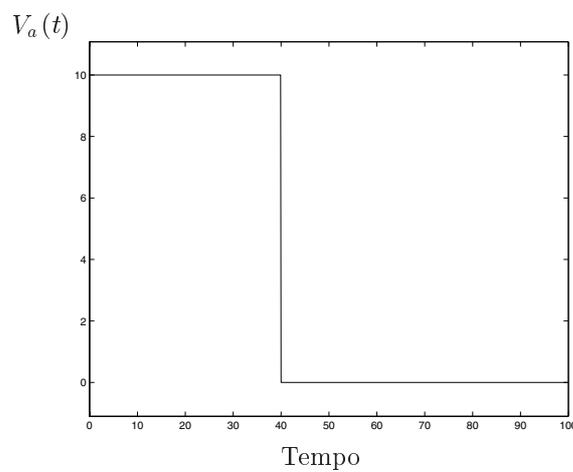
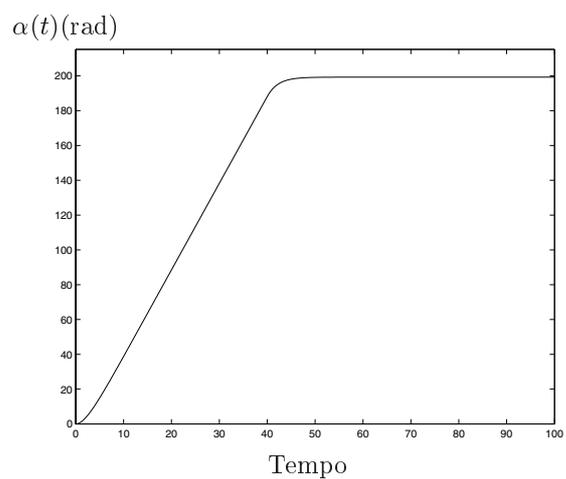
(a)



(b)

Figura 3.14: Velocità angolare del motore (a) soggetto ad un gradino di 10V. e durata 5s (b).

3. Fissata l'ampiezza della tensione di armatura a $V_a = 10V.$, progettare la durata dell'impulso τ in modo da raggiungere una posizione assegnata $\alpha = 20rad.$, sempre nelle ipotesi di assenza di carico.
4. Fissato τ , graficare l'andamento temporale della posizione del rotore per una tensione pari alla metà e al doppio della tensione fissata al punto precedente.



(b)

Figura 3.15: Posizione in radianti del rotore del motore (a) soggetto ad un impulso di tensione (b).

Capitolo 4

Analisi di Sistemi a Dati Campionati

Un sistema di controllo digitale è costituito da elementi a tempo continuo (il processo da controllare, l'attuatore, il trasduttore analogico, il filtro anti-aliasing), almeno un dispositivo a tempo discreto (il regolatore digitale) e opportuni dispositivi di interfaccia (il convertitore A/D e D/A). Il progetto del regolatore richiede quindi di fare riferimento a metodologie riguardanti l'analisi dei sistemi ibridi [7] [4].

Ci si limiterà a considerare il caso di problemi di controllo SISO nei quali il processo è un sistema lineare e stazionario a tempo continuo, il regolatore è un sistema lineare e stazionario a tempo discreto ed i convertitori sono rispettivamente il campionatore ideale ed il mantentore di ordine zero (ZOH).

La prima scelta da effettuare in fase di sintesi è quella relativa al periodo di campionamento T con cui operano i convertitori. Occorre impiegare valori di T tanto più piccoli quanto più è elevata la velocità di risposta che si desidera ottenere dal sistema di controllo. D'altra parte, la scelta di T deve tenere anche conto del costo dei dispositivi, dei problemi di natura numerica e del tempo di elaborazione dei segnali.

La determinazione della funzione di trasferimento del regolatore digitale avviene attraverso due possibili approcci.

Se si privilegia l'analisi a tempo continuo, si conduce il progetto del regolatore mediante tecniche classiche di sintesi a tempo continuo, in modo che la relativa funzione di trasferimento soddisfi tutte le specifiche di progetto. Successivamente si ricava la funzione di trasferimento del sistema a tempo discreto mediante le tecniche di discretizzazione. La funzione di trasferimento del regolatore digitale collegato in serie tra il campionatore e lo ZOH deve emulare il comportamento del regolatore analogico.

La sintesi del regolatore digitale può avvenire anche basandosi su una rappresentazione puramente a tempo discreto del sistema di controllo, ottenuta attraverso la descrizione del sistema a segnali campionati costituito dal mantentore, dal processo e dal campionatore. La sintesi deve essere in questo caso effettuata utilizzando i metodi propri dell'analisi dei sistemi retroazionati a tempo discreto.

4.1 Discretizzazione di un regolatore a tempo continuo

Dato un regolatore analogico, si può determinare un'approssimante digitale utilizzando la semplice regola di sostituzione di variabile. In particolare, si ottiene la trasformazione di *Eulero in avanti* (EA) se

$$s = \frac{z-1}{T} \quad (\text{EA}) \quad (4.1)$$

la trasformazione di *Eulero all'indietro* (EI) se

$$s = \frac{z-1}{Tz} \quad (\text{EI}) \quad (4.2)$$

infine, quella di *Tustin*, quando

$$s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad (\text{TU}). \quad (4.3)$$

I tre metodi di discretizzazione sono basati sull'idea di utilizzare la trasformazione di campionamento $z = e^{sT}$. Infatti, tramite lo sviluppo dell'esponenziale nell'intorno di $s = 0$, si ricavano le formule alternative

$$z = e^{sT} \simeq 1 + sT \quad (4.4)$$

$$z = \frac{1}{e^{-sT}} \simeq \frac{1}{1 - sT} \quad (4.5)$$

che corrispondono rispettivamente ad EA ed EI.

Inoltre, ricordando lo sviluppo di Padé, si ottiene

$$z = e^{sT} = \frac{1}{e^{-sT}} \simeq \frac{1 + sT/2}{1 - sT/2} \quad (4.6)$$

che coincide con TU.

Un'altra tecnica per determinare un regolatore digitale consiste nel sostituire al controllore analogico $R(s)$ la sua versione a segnali campionati. La funzione di trasferimento viene calcolata sulla base dello schema di Figura 4.1.

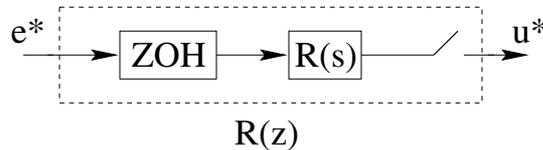


Figura 4.1: Regolatore analogico ai segnali campionati.

Tale metodo di discretizzazione può portare a soluzioni non soddisfacenti. Lo schema equivalente del regolatore risultante riportato in Figura 4.2 contiene una

doppia coppia di campionatore e mantentore di ordine zero (ZOH). Ognuna di queste coppie introduce un ritardo che può deteriorare le prestazioni del sistema di controllo. Occorre perciò che il progetto preliminare di $R(s)$ garantisca un'eccedenza di margine di fase superiore a quella normalmente richiesta quando si utilizza l'approccio della discretizzazione. Il metodo presentato prende il nome di *Hold Equivalence* (HE) o di tenuta e campionamento.

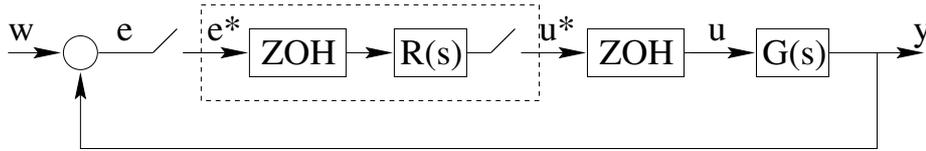


Figura 4.2: Schema equivalente del sistema di controllo digitale ottenuto con HE.

4.2 Scelta del periodo di campionamento

Una regola euristica impone che il tempo di campionamento T rispetti un vincolo del tipo

$$\frac{2\pi}{10\alpha\omega_c} \leq T \leq \frac{2\pi}{\alpha\omega_c} \quad (4.7)$$

con α di solito compreso tra 5 e 10. Legando il tempo di assestamento con la pulsazione critica ω_c (pulsazione per la quale il modulo della funzione di trasferimento è unitario), si può dimostrare che la (4.7) equivale a richiedere di avere da α a 10α campioni nell'intervallo del tempo di assestamento T_a stesso, quindi approssimativamente

$$\frac{T_a}{10\alpha} \leq T \leq \frac{T_a}{\alpha}. \quad (4.8)$$

4.3 Risposta frequenziale

Nelle funzioni di trasferimento a tempo discreto la pulsazione ω compare in forma non razionale

$$G(z) \quad z = e^{j\omega T} \rightarrow G(e^{j\omega T}). \quad (4.9)$$

Per ovviare a questo inconveniente si usa la trasformazione

$$w = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad z = \frac{1+w\frac{T}{2}}{1-w\frac{T}{2}}. \quad (4.10)$$

Il fattore moltiplicativo $\frac{2}{T}$ garantisce che le funzioni di trasferimento nel piano w tendano a quelle nel piano s per $T \rightarrow 0$.

4.4 Progetto di Controllori Digitali

Per avere un quadro globale delle metodologie di progetto di un regolatore digitale si consideri il seguente schema in Figura 4.3.

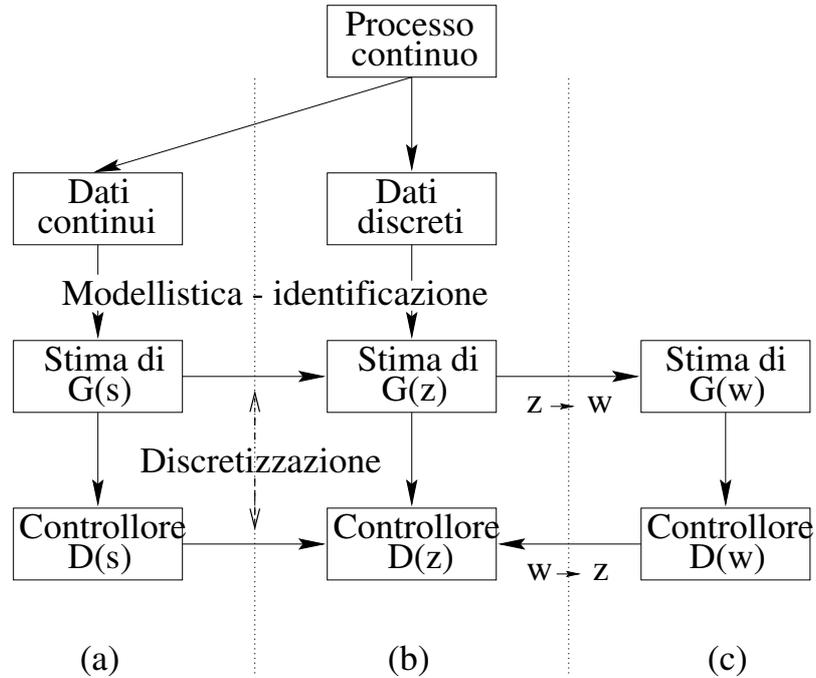


Figura 4.3: Quadro delle metodologie di progetto di un regolatore digitale.

La sezione (a) fa riferimento ad un progetto condotto cercando di soddisfare specifiche nel dominio dei tempi ed attraverso le formule di Ziegler-Nichols.

La sezione (b) presenta il procedimento di sintesi diretta del controllore digitale, ad esempio con il Controllo Dead-Beat, la Modifica di Dahlin e l'Algoritmo di Kalman.

Infine, la sezione (c) illustra il progetto basato sui diagrammi di Bode.

4.4.1 Sintesi di un regolatore mediante discretizzazione

Questo paragrafo illustra il procedimento di sintesi di un regolatore $D(s)$ nel piano s per il sistema controllato continuo $G(s)$ illustrato nella sezione (a) di Figura 4.3.

Per controllare il sistema descritto dalla funzione continua

$$G(s) = 0.2 \frac{(1 - 2s)}{s(1 + 10s)(1 + 0.1s)} \quad (4.11)$$

si progetta un regolatore a tempo continuo rappresentato dalla funzione

$$R(s) = \frac{(1 + 10s)}{(1 + 0.1s)} \quad (4.12)$$

tale da garantire un margine di fase di circa 64° a $\omega_c = 0.22 \frac{rad}{s}$ ed un tempo di assestamento pari a 9.7s, eliminando la oscillazioni nella risposta al gradino. Il sistema non compensato era caratterizzato da una sovralongazione pari al 54% e da un tempo di assestamento di 99s.

Quanto alla scelta del tempo di campionamento, in base alla regola (4.7), ponendo $\alpha = 5$, si può scegliere $T = 1s$.

Utilizzando quindi i metodi di discretizzazione visti precedentemente ed applicati al regolatore descritto dalla funzione di trasferimento (4.12) si ottengono rispettivamente i regolatori

$$R(z) = \frac{100z - 90}{z + 9} \quad (\text{EA}) \quad (4.13)$$

$$R(z) = \frac{10z - 9.091}{z - 0.09091} \quad (\text{EI}) \quad (4.14)$$

$$R(z) = \frac{17.5z - 15.8340}{z - 0.6667} \quad (\text{TU}) \quad (4.15)$$

$$R(z) = \frac{100z - 99}{z - 4.54 \times 10^{-5}} \quad (\text{HE}) . \quad (4.16)$$

I primi tre regolatori (EA, EI, TU) sono stati ricavati per sostituzione diretta, mentre l'ultimo (HE) attraverso il *TFI*. In particolare, la funzione `convert` di *TFI* può effettuare le seguenti conversioni, come si vede dall'help.

`CONVERT` Conversione da tempo continuo a tempo discreto (TFI).

`CONVERT,gi,gj` - da TFI [`CONVERT('gi','gj')` - da Matlab] converte la funzione di trasferimento a tempo continuo `gi` alla funzione di trasferimento a tempo discreto `gj`. Possibili opzioni:

- 1 - Z-trasformata della antitrasformata di Laplace campionata
- 2 - dispositivo di tenuta di ordine zero
- 3 - dispositivo di tenuta di ordine uno

In ogni caso si puo' tener conto anche di un ritardo finito.

Se `CONVERT` viene chiamato senza alcun argomento, le f.d.t. `gi` e `gj` possono essere specificate in interattivo.

Infatti, se `R` contiene la funzione di trasferimento del regolatore, la funzione ai dati campionati si ottiene

```
> convert,R,R3
convert (conversione da tempo continuo a tempo discreto)

1 - Z-trasformata dell'antitrasformata di Laplace campionata
2 - conversione con tenuta di ordine zero
3 - conversione con tenuta di ordine uno

operare una scelta : 2
```

specificare un ritardo finito (default zero) :

conversione da tempo continuo a tempo discreto;
 il tempo di campionamento e' 1 sec
 il ritardo finito e' 0

$$R3 = \frac{100 (z - 0.99)}{(z - 4.54e-005)}$$

>

Al fine di verificare se il sistema discreto in retroazione risulta stabile, occorre calcolare la funzione di trasferimento $G(z)$ ai dati campionati. La funzione `convert` fornisce il seguente risultato

$$G(z) = \frac{-93.39(-0.6018z + 1)(11.46z + 1)}{(-z + 1)(-1.105z + 1)(-2.203e + 004z + 1)}. \quad (4.17)$$

Utilizzando i regolatori ottenuto con (EA) si ottiene un sistema digitale in retroazione non stabile. I poli del sistema in retroazione determinabili in *TFI* attraverso la fattorizzazione del denominatore della funzione di trasferimento in retroazione sono

>>> Poli con gli ordini di molteplicita' rilevati <<<

1		+8.7065e-002		1
2		+7.2025e-001		1
3		+8.9582e-001		1
4		-6.1528e+000		1

Per il sistema con (EI), si ha

>>> Poli con gli ordini di molteplicita' rilevati <<<

1		-6.4163e-002		1
2		+9.1124e-001		1
3		+7.0663e-001	+3.1160e-001 * j	1
4		+7.0663e-001	-3.1160e-001 * j	1

che risulta stabile.

Analogamente, per il sistema con regolatore (HE), si ottengono i poli

>>> Poli con gli ordini di molteplicita' rilevati <<<

1		-8.5680e-002		1
2		+9.9042e-001		1
3		+1.8228e+000	+1.0737e+000 * j	1
4		+1.8228e+000	-1.0737e+000 * j	1

da cui un sistema instabile. Infine, per il regolatore con TU si ha

>>> Poli con gli ordini di molteplicita' rilevati <<<

1		-2.2755e-001		1	
2		+9.0478e-001		1	
3		+5.1196e-001	+1.8184e-001 * j		1
4		+5.1196e-001	-1.8184e-001 * j		1

da cui un sistema in retroazione stabile.

Si graficano quindi i diagrammi di Bode per le funzioni d'anello per i soli regolatori (EI) ed (TU) in Figura 4.4.

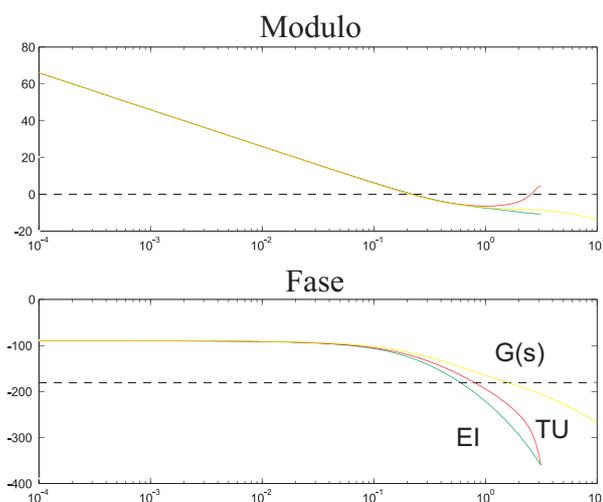


Figura 4.4: Diagrammi di bode delle funzioni d'anello.

Il margine di fase associato al regolatore (EI) risulta di 51° mentre quello relativo a (TU) di 58° . Risultano quindi inferiori a quello associato alla funzione di anello del caso analogico.

La Figura 4.5 mette a confronto le risposte al gradino dei due regolatori digitali.

Guardando le caratteristiche delle risposte, per (EI) si ha che la massima sovravelongazione vale 16%, tempo di salita pari a 2s, e tempo di assestamento 13s. Per (TU), massima sovravelongazione 0.5%, tempo di salita 3s e tempo di assestamento 7s. Il sistema analogico di partenza non aveva invece nessuna sovravelongazione, tempo di salita pari a 6s e tempo di assestamento 10s.

Si osservi come in questo esempio il regolatore (TU) abbia caratteristiche migliori come tempo di assestamento di quello analogico. Questo risultato è dovuto alle caratteristiche del sistema sotto controllo che è a fase non minima e il regolatore è una rete anticipatrice.

4.4.2 Sintesi di un regolatore digitale nel dominio delle frequenze

La trasformazione nel piano w precedentemente introdotta consente di effettuare il progetto del regolatore discreto direttamente nel dominio delle frequenze. Una

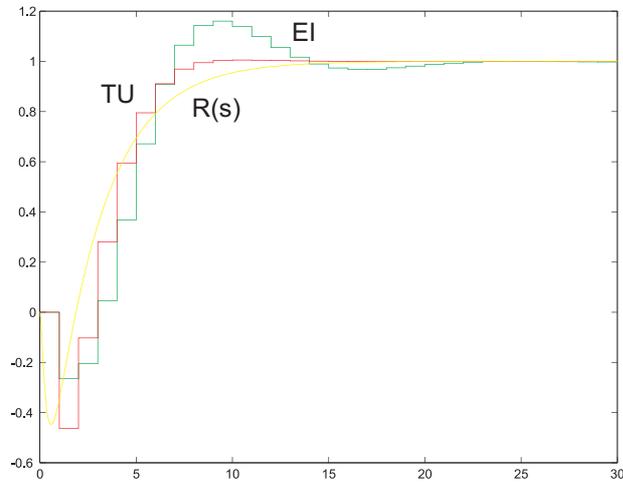


Figura 4.5: Risposta al gradino del sistema di controllo digitale.

volta che la funzione di trasferimento del processo controllato è stata trasformata nel dominio w , possono essere utilizzate nel discreto tutte quelle tecniche di progetto valide per i sistemi continui.

Si consideri il sistema descritto dalla seguente funzione di trasferimento

$$G_p(s) = \frac{2500}{s(s+25)}. \quad (4.18)$$

Se si assume che il sistema sia a dati campionati, si utilizza un dispositivo di campionamento e tenuta, con periodo $T = 0.01$ sec. Si progetti una rete anticipatrice ed una rete ritardatrice affinché il sistema compensato abbia un margine di fase di 55° . Si confronti la risposta ad un gradino di ampiezza unitaria del sistema non compensato con le risposte dei sistemi compensati.

La funzione di trasferimento ai dati campionati $G_d(z)$ può essere ottenuta attraverso la funzione `convert` del *TFI*

`convert`

funzione di trasferimento gi (ingresso) : Gp

funzione di trasferimento gj (uscita) : Gd

1 - Z-trasformata dell'antitrasformata di Laplace campionata

2 - conversione con tenuta di ordine zero

3 - conversione con tenuta di ordine uno

operare una scelta : 2

specificare un ritardo finito (default zero) :

conversione da tempo continuo a tempo discreto;
 il tempo di campionamento e' 0.01 sec
 il ritardo finito e' 0

$$G_d = \frac{0.1152 (z + 0.9201)}{(z - 0.7788) (z - 1)}$$

>

da cui

$$G_d(z) = 0.1152 \frac{z + 0.9201}{(z - 0.7788)(z - 1)}. \quad (4.19)$$

La risposta al gradino del sistema ai dati campionati non compensato presenta una sovraelongazione del 66% ed è rappresentata in Figura 4.6.

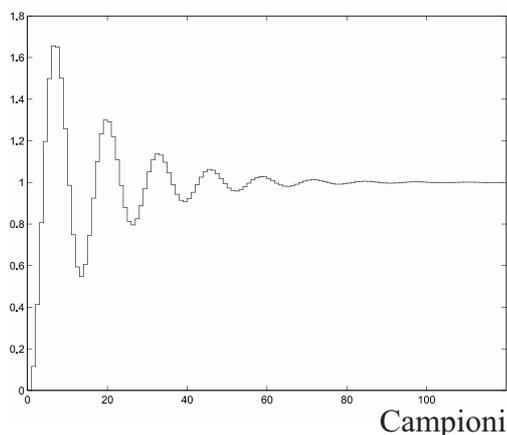


Figura 4.6: Risposta al gradino del sistema non compensato.

La funzione *tresp* del *TFI* fornisce le seguenti informazioni sulla risposta

RISPOSTA AL GRADINO :

massima sovraelongazione: 65.62 per cento per k=6 camp (t=0.06 sec)
 tempo di ritardo (al 50 per cento): 3 camp (0.03 sec)
 tempo di salita (dal 10 al 90 per cento): 3 camp (0.03 sec)
 tempo di assestamento (al piu'/meno 5 per cento): 47 camp (0.47 sec)

ERRORI A REGIME (SOLO AD ANELLO CHIUSO) :

errore a regime in risposta al gradino: 0
 errore a regime in risposta alla rampa: 0.01

Si effettui la trasformazione della funzione di trasferimento del sistema controllato nel piano *w*. Si può utilizzare direttamente la funzione *wplane* del *TFI*

> wplane,Gd,Gw

wplane (conversione da s a z o da z a s con l'equivalenza nel piano w)

trasformazione dal discreto al continuo secondo la conversione al piano w diretta; il tempo di campionamento assunto e' 0.01 sec

$$G_w = \frac{-0.002588 (s - 200) (s + 4805)}{s (s + 24.87)}$$

>

ovvero

$$G_w(s) = 100 \frac{(0.0002081s + 1)(-0.005s + 1)}{s(0.04021s + 1)}. \quad (4.20)$$

I diagrammi di Bode dell'ampiezza e della fase del sistema in w sono rappresentati in Figura 4.7

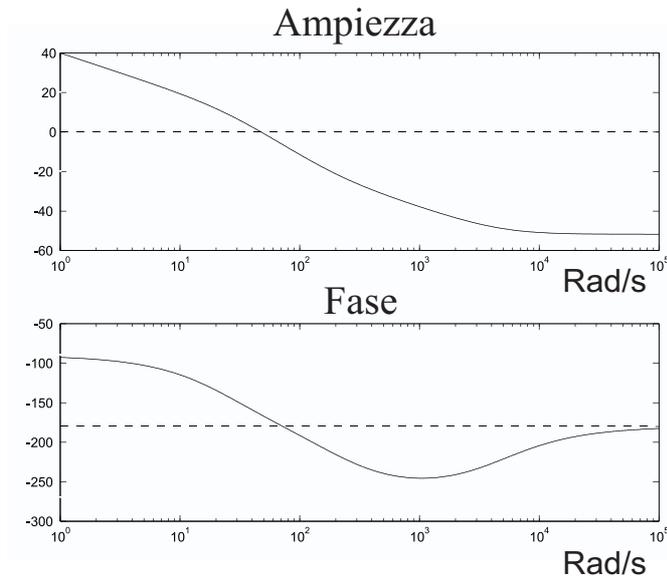


Figura 4.7: Diagrammi di Bode del sistema non compensato.

con le seguenti caratteristiche

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO APERTO :

margine di ampiezza: 2.086 (6.387 db) per $\omega = 72.24$ rad/sec

margine di fase: 14.76 gradi per $\omega = 47.61$ rad/sec

ascissa dell'asintoto verticale del diagramma polare: -4.5

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO CHIUSO :

risonanza assoluta: 3.993 (12.03 db) per $\omega = 49.13$ rad/sec

guadagno statico: 1 (0 db); risonanza relativa: 3.993 (12.03 db)

banda passante (-3db): 78.41 rad/sec

quindi un guadagno ed un margine di fase del sistema non compensato pari, rispettivamente, a 6.39dB e 14.76°.

Si consideri il progetto di una *rete ritardatrice* utilizzando la funzione `lagc` del *TFI*. Si richiede che il sistema compensato abbia un margine di fase di 55°. Si parte dal sistema non compensato descritto dalla funzione $G_w(s)$.

La rete ritardatrice ha le seguenti caratteristiche

`lagc` (progetto interattivo di rete ritardatrice)

**** premere invio per proseguire

informazioni sul progetto della rete ritardatrice ? (1) : 1

RETE RITARDATRICE

Funzione di trasferimento: $g_c(s) = \frac{1 + \alpha \tau s}{1 + \tau s}$.

Pulsazione di centro banda: $\omega_{m0} = 1/(\tau \sqrt{\alpha})$.

Massimo ritardo di fase (ad ω_{m0}): $\phi_{i0} = -\arcsen \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha}$.

Imponendo un margine di fase di 55° si ottiene il seguente output

margine di fase senza correzione: 14.76 gradi
alla pulsazione: 47.62 rad/sec

specificare il margine di fase voluto : 55

valore massimo di alfa: 0.1731

valore minimo di alfa : 0.01

valore di primo tentativo: 0.08655

**** premere un tasto per proseguire

**** figura 1 ****

**** figura 2 ****

**** figura 3 ****

colore di riferimento: g ; f.d.t. del sistema controllato: Gw

400 passi di ricerca di tau nell'intervallo scelto:

margine di fase richiesto trovato al passo: 171

margine di fase senza rete corretttrice: 14.75

margine di fase con rete corretttrice : 54.91

la rete corretttrice ottenuta:

alfa = 0.08655 , tau = 5.004 sec

si puo' cambiare alfa; verra' determinato il tau
 corrispondente al margine di fase richiesto

specificare alfa (min 0.01, max 0.1731), invio per uscire :

LA RETE CORRETRTRICE OTTENUTA :

alfa = 0.08655 , tau = 5.004 sec

$$G_{cw} = \frac{0.08655 (s + 2.309)}{(s + 0.1998)}$$

>

La funzione della rete ritardatrice nel piano w risulta

$$G_c(w) = 0.08655 \frac{s + 2.309}{s + 0.1998} \quad (4.21)$$

mentre effettuando la conversione nel piano z attraverso la funzione w plane si
ottiene

funzione di trasferimento g_i (ingresso) : G_{cw}

funzione di trasferimento g_j (uscita) : G_{cd}

trasformazione dal continuo al discreto secondo la conversione
al piano w inversa; il tempo di campionamento assunto e' 0.01 sec

$$G_{cd} = \frac{0.08747 (z - 0.9772)}{(z - 0.998)}$$

La funzione del regolatore risulta

$$G_c(z) = 0.08747 \frac{z - 0.9772}{z - 0.998} \quad (4.22)$$

In Figura 4.8 sono rappresentati i diagrammi di Bode del sistema senza com-
pensazione e con rete ritardatrice
mentre in Figura 4.9 il confronto tra le risposte del sistema con e senza rete
ritardatrice.

Le caratteristiche della risposta del sistema non compensato sono

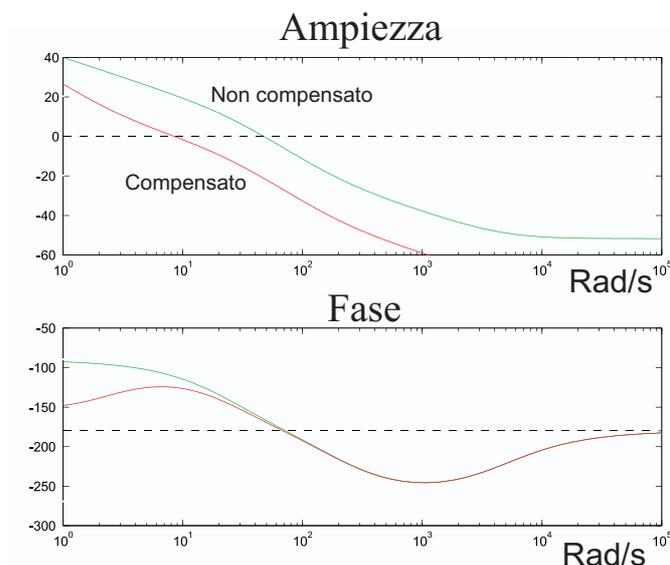


Figura 4.8: Diagrammi di Bode del sistema compensato e non compensato.

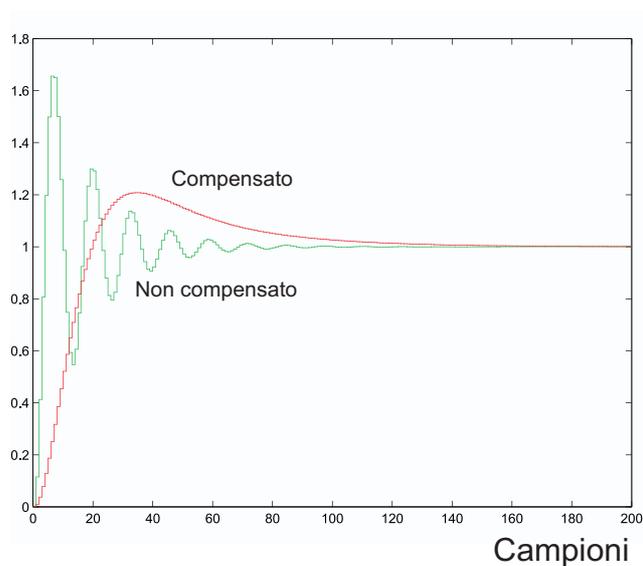


Figura 4.9: Risposta del sistema con e senza compensazione.

RISPOSTA AL GRADINO :

massima sovraelongazione: 65.62 percento per $k=6$ camp ($t=0.06$ sec)
tempo di ritardo (al 50 percento): 3 camp (0.03 sec)
tempo di salita (dal 10 al 90 percento): 3 camp (0.03 sec)
tempo di assestamento (al piu'/meno 5 percento): 47 camp (0.47 sec)

ERRORI A REGIME (SOLO AD ANELLO CHIUSO) :
 errore a regime in risposta al gradino: 0
 errore a regime in risposta alla rampa: 0.01

mentre quelle della risposta del sistema con rete ritardatrice diventano

RISPOSTA AL GRADINO :

massima sovraelongazione: 20.82 per cento per $k=34$ camp ($t=0.34$ sec)
 tempo di ritardo (al 50 per cento): 10 camp (0.1 sec)
 tempo di salita (dal 10 al 90 per cento): 13 camp (0.13 sec)
 tempo di assestamento (al piu'/meno 5 per cento): 81 camp (0.81 sec)

ERRORI A REGIME (SOLO AD ANELLO CHIUSO) :
 errore a regime in risposta al gradino: 0
 errore a regime in risposta alla rampa: 0.01

Si progetti ora un *rete anticipatrice* tale da garantire lo stesso margine di fase di 55° .

Si utilizza la funzione *leadc* del *TFI* che genera il seguente output

RETE ANTICIPATRICE

Funzione di trasferimento: $g_c(s) = \frac{1 + \tau s}{1 + \alpha \tau s}$.

Pulsazione di centro banda: $\omega_{m_0} = 1/(\tau \sqrt{\alpha})$.

Massimo anticipo di fase (ad ω_{m_0}): $\phi_0 = \arcsin \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha}$.

Al fine di ottenere un margine di fase richiesto occorre imporre durante l'integrativo un margine di fase di 65°

margine di fase senza correzione: 14.76 gradi
 alla pulsazione: 47.62 rad/sec

specificare il margine di fase voluto : 65

anticipo di fase necessario: 50.24 gradi
 valore di alfa di primo tentativo: 0.06536

**** premere un tasto per proseguire

**** figura 1 ****

**** figura 2 ****

**** figura 3 ****

colore di riferimento: g ; f.d.t. del sistema controllato: Gw

100 passi di ricerca di tau nell'intervallo scelto:
 margine di fase massimo trovato al passo: 47

margine di fase senza rete correttrice: 14.75
 margine di fase con rete correttrice : 54.77

la rete correttrice ottenuta:
 alfa = 0.06536 , tau = 0.02732 sec

si puo' cambiare alfa; verra' determinato il tau
 corrispondente al margine di fase massimo

specificare alfa (min .005, max 0.2615), invio per uscire :

LA RETE CORRETRICE OTTENUTA :

alfa = 0.06536 , tau = 0.02732 sec

$$G_{cw2} = \frac{15.3 (s + 36.61)}{(s + 560.1)}$$

La funzione di trasferimento della rete ritardatrice nel piano w risulta

$$G_{cw}(s) = 15.3 \frac{s + 36.61}{s + 560.1} \quad (4.23)$$

mentre in quello z

$$G_c(z) = 4.763 \frac{z - 0.6906}{z + 0.4737} \quad (4.24)$$

I relativi diagrammi di Bode sono riportati in Figura 4.10.

Le caratteristiche del sistema compensato con una rete anticipatrice sono

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO APERTO :

margine di ampiezza: 2.997 (9.535 db) per $\omega = 350.1$ rad/sec
 margine di fase: 54.77 gradi per $\omega = 76$ rad/sec
 ascissa dell'asintoto verticale del diagramma polare: -1.947

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO CHIUSO :

risonanza assoluta: 1.115 (0.9471 db) per $\omega = 52.55$ rad/sec
 guadagno statico: 1 (0 db); risonanza relativa: 1.115 (0.9471 db)
 banda passante (-3db): 216.9 rad/sec

Le risposte dei sistemi ad un gradino unitario sono riportate in Figura 4.11
 le cui caratteristiche sono

RISPOSTA AL GRADINO :

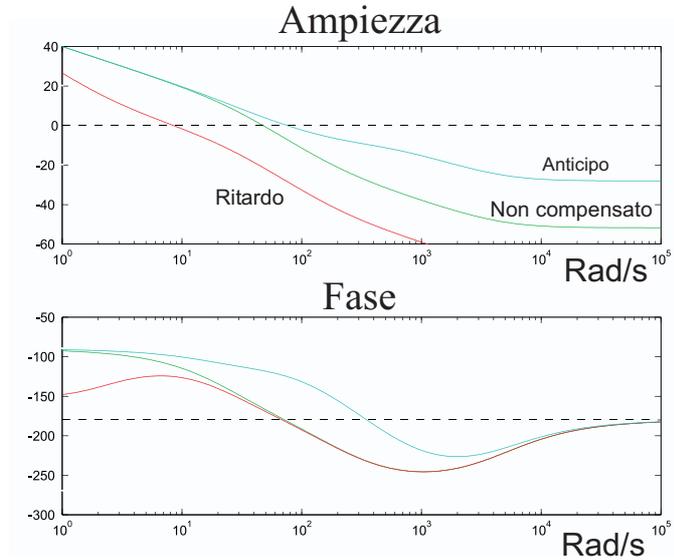


Figura 4.10: Diagrammi di Bode del sistema con rete anticipatrice, rete ritardatrice e senza compensazione.

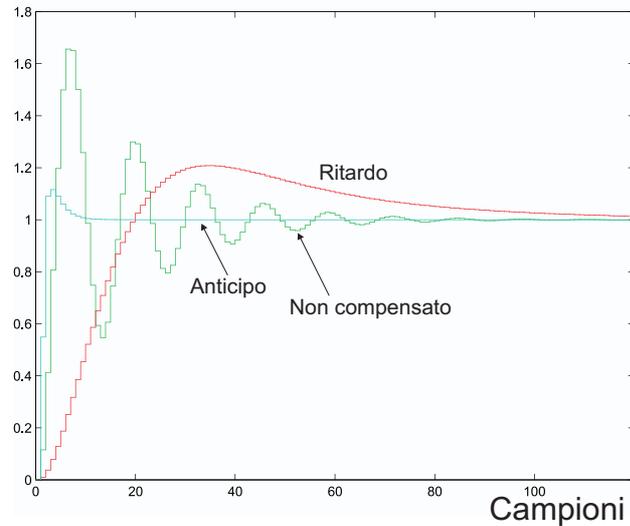


Figura 4.11: Risposta del sistema al gradino con rete anticipatrice, rete ritardatrice e senza compensazione.

massima sovraelongazione: 11.61 per cento per $k=3$ camp ($t=0.03$ sec)
tempo di ritardo (al 50 per cento): 1 camp (0.01 sec)
tempo di salita (dal 10 al 90 per cento): 1 camp (0.01 sec)
tempo di assestamento (al più/meno 5 per cento): 6 camp (0.06 sec)

ERRORI A REGIME (SOLO AD ANELLO CHIUSO) :
 errore a regime in risposta al gradino: 0
 errore a regime in risposta alla rampa: 0.01

4.5 Esercizi proposti in aula didattica

Si voglia progettare un regolatore digitale per il sistema con funzione di trasferimento

$$G(s) = \frac{0.2}{(1+s)(1+0.2s)} \quad (4.25)$$

adottando un tempo di campionamento di $T = 0.1s$ e cercando di rispettare i seguenti requisiti relativi alla risposta ad un gradino del riferimento:

1. errore a regime nullo;
2. tempo di assestamento minore di 4s.

Si analizzi dapprima la possibilità di risolvere il problema di sintesi con un regolatore del tipo

$$G_{c1}(z) = \frac{K_1}{z - p_1} \quad (4.26)$$

e successivamente, come secondo tentativo, si ponga

$$G_{c2}(z) = K_2 \frac{z - z_2}{z - p_1} \quad (4.27)$$

con z_2 scelto in modo tale da cancellare il polo più "lento" di $G(z)$, ove $G(z)$ è la funzione di trasferimento ai dati campionati ottenuta da $G(s)$ attraverso un circuito di tenuta di ordine zero. Si determinino quindi K_1 e K_2 mediante l'analisi del luogo delle radici del sistema $G(z)G_{c1}(z)$ e $G(z)G_{c2}(z)$.

Capitolo 5

Progetto di Reti Correttrici

Il progetto di un sistema di controllo in retroazione si riconduce alla scelta della funzione di trasferimento del regolatore in modo che il sistema retroazionato abbia determinate caratteristiche. Dato che in molti casi le proprietà di un sistema retroazionato possono essere facilmente accertate a partire dalla risposta in frequenza associata alla funzione di trasferimento d'anello, un possibile approccio della sintesi è quello di individuare una funzione d'anello che permetta di soddisfare tutti i requisiti, ricavando poi da questa la funzione di trasferimento incognita del regolatore. Generalmente si utilizza un procedimento per tentativi, in cui si prendono in considerazione inizialmente regolatori con struttura molto semplice, complicandoli se necessario successivamente in base all'analisi delle prestazioni rispetto alle diverse specifiche di progetto.

Questo Capitolo è dedicato ad illustrare tramite esempi le principali tecniche di progetto basate sui diagrammi di Bode e Nyquist e sul luogo delle radici, limitandosi a considerare il caso del controllo di sistemi privi di poli nel semipiano destro del piano complesso. Saranno utilizzati alcuni regolatori, come le cosiddette reti anticipatrici e ritardatrici, e il progetto avverrà nell'ambiente *TFI*.

5.1 L'interprete TFI

L'Interprete di Funzioni di Trasferimento (*TFI*) è un pacchetto che lavora sotto *Matlab* creando un ambiente specifico di progettazione assistita rivolto all'analisi e alla sintesi interattiva di sistemi di controllo [8]. Tale ambiente si distingue per l'uso diretto delle funzioni di trasferimento, che vengono memorizzate nella directory di lavoro dell'hard disk come files *.mat*. Quando si accede a *TFI*, chiamando dalla *Matlab Command Window* il programma *tfi*, sullo schermo appare un diverso prompt (> invece di >>), per informare che la sintassi della *Command Window* è stata cambiata.

Il *TFI* è stato sviluppato per l'analisi e il progetto in modo interattivo veloce di sistemi di controllo automatico ad un ingresso ed una uscita. È utile per illustrare i concetti fondamentali dei Controlli Automatici, permette di effettuare l'analisi nel dominio dei tempi e delle frequenze. Mette a disposizione funzioni grafiche per la verifica della stabilità e la connessione di sistemi in retroazione,

per graficare luoghi delle radici e per il progetto di reti correttrici e regolatori. Possono essere simulati anche sistemi non lineari e a tempo discreto.

5.1.1 Modalità d'uso ed esempi

Se dalla *Matlab Command Window* si lancia il comando

```
>>tfi
```

verrà visualizzata la seguente schermata

```
**** passaggio all'ambiente TFI - attendere, prego
```

```
**** la directory di lavoro di Matlab e' stata cambiata !
```

```
INFORMAZIONI SULL'AMBIENTE TFI :
```

```
la directory di lavoro di Matlab e' c:\matlab\toolbox\local
la directory di lavoro di TFI e' c:\matlab\toolbox\local
il matlabpath NON E' RIDOTTO
lo sfondo delle figure e' NERO
la legenda nelle figure NON E' ATTIVATA
```

```
usare "startint" da TFI per cambiare tali impostazioni
```

```
**** premere un tasto per proseguire
```

e di seguito

TRANSFER FUNCTION INTERPRETER - A.Civolani e G.Marro - ver 3.2, 22-1-1998

NOTA: sono disponibili da TFI i comandi Matlab:

```
cd, clc, what, help file, print file [opzioni], grid, degrid,
delete file, delete(n), dir, shg, zoom on, zoom off, figure;
si possono valutare espressioni, come 3*6/(2+7) o [pi/6];
"shg" fa passare da Command Window alla figura corrente;
il tasto escape fa passare dalla figura a Command Window;
i comandi "new" e "figure" creano una nuova finestra grafica;
la sessione termina (uscita a Matlab) con "exit" o "quit".
```

e' necessario definire un tempo di campionamento per la conversione da tempo continuo a tempo discreto (programmi *convert* e *wplane*):

```
il tempo di campionamento attuale e' 0.1 sec
```

per cambiarlo, introdurre il nuovo valore usando "sam[ptime]".

Per maggiori informazioni sui comandi, inviare "help tfi" o "tfi".

Una funzione di trasferimento viene definita da tastiera con una stringa di caratteri composta dal nome della funzione di trasferimento, seguita dal segno = e da altri caratteri corrispondenti a numeri, parentesi, operatori e simboli (s o z).

Se viene rilevata un'operazione non ammessa compare un messaggio di errore. Consideriamo il seguente esempio.

Se si vuole inserire la funzione

$$g(s) = \frac{1+s}{1+5s} \quad (5.1)$$

usando la tastiera si digita

```
> g = (1 + s)/(1 + 5*s)
```

```
g=(1+s)/(1+5*s)
```

```
.....
```

```
-----
```

```
.....
```

```
      0.2 (s + 1)
g = -----
      (s + 0.2)
```

```
>
```

quindi la funzione viene memorizzata nel file `g.mat`.

Sono ammesse le operazioni di somma, sottrazione, prodotto, divisione e potenza già definite in *Matlab*.

La visualizzazione della funzione di trasferimento avviene semplicemente chiamando il relativo nome

```
> g
```

```
      0.2 (s + 1)
g = -----
      (s + 0.2)
```

```
>
```

oppure usando le notazioni

```
> g =
```

```
      0.2 (s + 1)
g = -----
      (s + 0.2)
```

```
> g:
```

```
      1 (s + 1)
g = -----
      (5*s + 1)
```

```
>
```

per ottenere la funzione di trasferimento nella forma zeri-poli o con costanti di tempo.

Infine, se si invia il comando

```
> g;
```

viene visualizzata la mappa grafica degli zeri e poli del sistema, come in Figura 5.1.

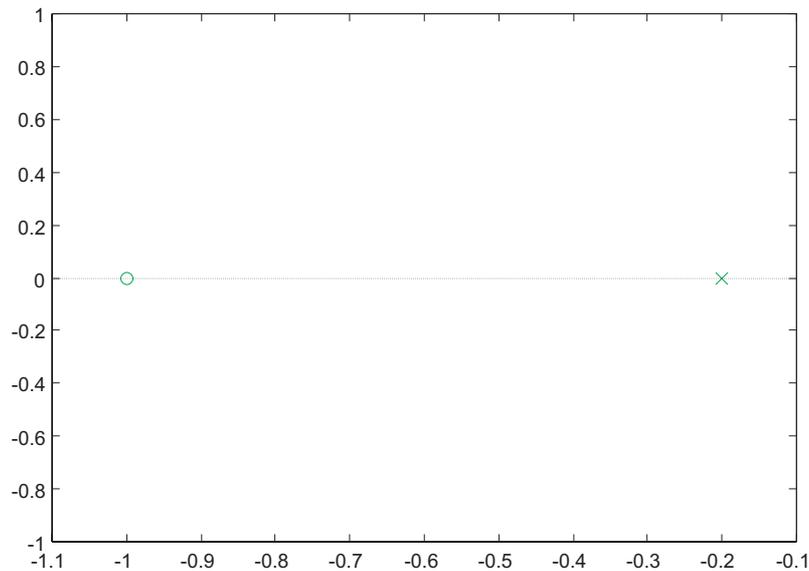


Figura 5.1: Polo (\times) e zero (\circ) della funzione g .

TFI consente l'uso della sintassi del *Matlab* anche per calcoli numerici. L'espressione da calcolare va posta entro parentesi quadre, a meno che essa non inizi con un numero. In questi casi l'espressione viene passata automaticamente all'interprete dei comandi di *Matlab*.

5.1.2 Passaggio di funzioni di trasferimento tra *TFI* e *Matlab*

TFI salva le funzioni di trasferimento in file di tipo `.mat` e lavora perciò con oggetti che possono essere caricati da *Matlab* e viceversa. È quindi possibile convertire la forma di *Matlab* a quella di *TFI* e da *TFI* a *Matlab* usando le funzioni *Matlab* `sys=exportf('g',[1])` per convertire la funzione di trasferimento g al corrispondente sistema *TFI* `sys` e `importf(sys,'g',[1])` per caricare in *Matlab* una funzione di trasferimento di *TFI* nella forma polinomiale se si utilizza l'opzione `[1]`. Per gli ulteriori comandi si rimanda al manuale [8].

5.1.3 Comandi *Matlab* in ambiente *TFI*

Da *TFI* è possibile usare alcuni dei comandi comuni all'ambiente *Matlab*. I più utilizzati sono:

```
cd
clc
clear
delete
dir
help file
fig[ure]
new
print
shg
zoom
what
```

5.1.4 *TFI* e le sue applicazioni

Nel seguito verranno richiamate ed illustrate in ordine alfabetico le funzioni utilizzate per la risoluzione degli esercizi proposti nel seguito.

- **defactf**: `defactf,gi,gj` visualizza e salva nella directory corrente di lavoro con il nome `gj` la forma polinomiale di una data funzione di trasferimento `gi` relativa ad un sistema a tempo continuo o tempo discreto. Se perciò `gi` ha termini in forma fattorizzata, `gj` sarà espressa nella forma non fattorizzata.
- **factf**: `factf,gi,gj` visualizza e salva nella directory corrente di lavoro con il nome `gj` la forma fattorizzata (con un fattore di primo grado per ogni radice reale e uno di secondo grado per ogni coppia di radici complesse) di una funzione di trasferimento `gi` relativa ad un sistema, a tempo continuo o a tempo discreto, data in forma polinomiale non completamente fattorizzata.
- **fresp**: `fresp,gi` traccia la funzione di risposta in frequenza del sistema a tempo continuo o a tempo discreto `gi`. L'interattivo di cui il programma è dotato consente di ottenere, in colori diversi, piu' grafici nella stessa figura, relativi a diverse funzioni. Una volta invocato, il programma propone le seguenti scelte:

- 1 - Diagramma di Bode dell'ampiezza
- 2 - Diagramma di Bode della fase
- 3 - Diagrammi di Bode di ampiezza e fase - una sola figura
- 4 - Diagrammi di Bode di ampiezza e fase - due figure
- 5 - Diagramma di Nichols
- 6 - Diagramma di Nyquist

operare una scelta (0 per uscire) :

- **lagc**: lagc,gi,gj realizza il progetto per tentativi di una rete ritardatrice gj per il sistema controllato gi utilizzando i diagrammi di Bode.

Al momento dell'invocazione del comando, viene visualizzata la seguente schermata e la Figura del sistema a blocchi 5.2

```
> lagc,gi,gj

lagc (progetto interattivo di rete ritardatrice)

**** premere invio per proseguire

informazioni sul progetto della rete ritardatrice ? (1) : 1
```

RETE RITARDATRICE

Funzione di trasferimento: $gc(s) = \frac{1 + \text{alfa tau } s}{1 + \text{tau } s}$.

Pulsazione di centro banda: $\text{om}_0 = 1/(\text{tau sqrt}(\text{alfa}))$.

Massimo ritardo di fase (ad om_0): $\text{phi}_0 = -\arcsen \frac{1 - \text{alfa}}{1 + \text{alfa}}$.

**** premere un tasto per vedere i diagrammi di Bode

Per il progetto si seguono le istruzioni del programma.

- **leadc**: leadc,gi,gj realizza il progetto per tentativi di una rete anticipatrice gj per il sistema controllato gi utilizzando i diagrammi di Bode.

L'output è simile a quello mostrato per la rete ritardatrice.

- **rootl**: rootl,gi traccia il luogo delle radici di $1 + Kgi = 0$ per sistemi a tempo continuo o discreto con $K \in [0, \infty)$.

Il programma visualizza il seguente output e la Figura 5.3

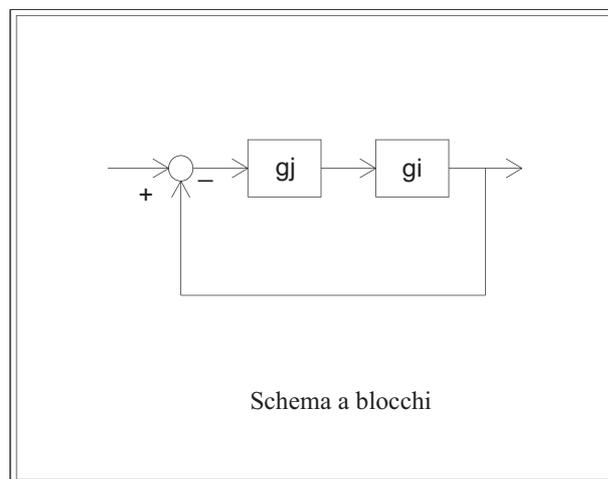


Figura 5.2: Schema in retroazione con una rete ritardatrice.

```
> rootl,gi
```

```
rootl (luogo delle radici)
```

```
**** premere invio per proseguire
```

```
LUOGO DELLE RADICI :
```

```
x poli ad anello aperto (= poli ad anello chiuso per K=0)
o zeri ad anello aperto (= poli ad anello chiuso per K=Inf)
+ poli ad anello chiuso per K=1
```

```
il luogo viene tracciato passo passo per K crescente
o per K decrescente se il sistema e' non causale
```

```
scegliere il colore del grafico: w=bianco, g=verde,
b=blu, r=rosso, y=giallo, m=magenta, c=celeste, default verde :
```

- **tresp**: `tresp,gi` traccia la risposta al gradino o all'impulso del sistema con funzione di trasferimento `gi`, a tempo continuo o a tempo discreto, con scelta fra la risposta ad anello aperto o in retroazione unitaria. Il programma infatti propone le seguenti opzioni

- 1 - risposta al gradino ad anello aperto
- 2 - risposta al gradino ad anello chiuso
- 3 - risposta all'impulso ad anello aperto
- 4 - risposta all'impulso ad anello chiuso

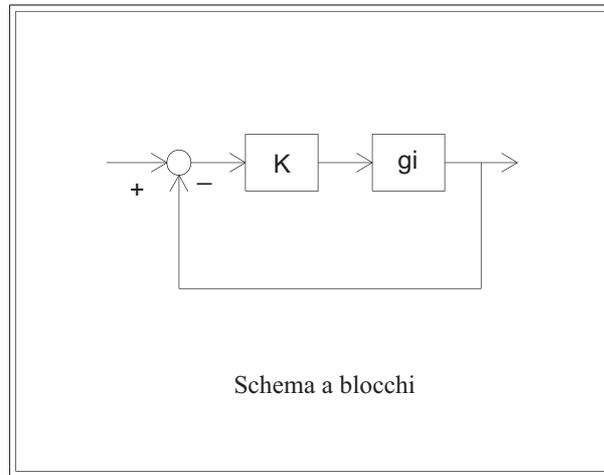


Figura 5.3: Schema per il calcolo del luogo delle radici.

operare una scelta (default 1, 0 per uscire) :

5.2 Progetto di una rete anticipatrice con i diagrammi di Bode

Si consideri il sistema chiuso in retroazione unitaria caratterizzato dalla funzione di trasferimento $G_p(s)$

$$G_p(s) = \frac{1000}{s(s+10)}. \quad (5.2)$$

1. si progetti una rete anticipatrice $G_c(s)$ da collegare in serie al sistema $G_p(s)$, con funzione di trasferimento

$$G_c(s) = \frac{1 + \tau s}{1 + \alpha \tau s} \quad (5.3)$$

con $\alpha < 1$, in modo che il sistema risultante sia caratterizzato da un margine di fase $M_f > 75^\circ$ e da un picco di risonanza minore di 1.1.

2. Si illustri l'intervento della rete progettata con i diagrammi di Bode e di Nyquist.
3. Determinare le caratteristiche (massima sovraelongazione, tempo di assestamento, errore a regime) della risposta al gradino del sistema compensato chiuso in retroazione unitaria.

Risoluzione

Viene inserita la funzione del sistema da controllare

5.2. PROGETTO DI UNA RETE ANTICIPATRICE CON I DIAGRAMMI DI BODE 91

```
> Gp=1000/(s*(s+10))
```

```
Gp=1000/(s*(s+10))
```

```
.....  
-----  
.....
```

$$G_p = \frac{1000}{s(s+10)}$$

e successivamente si richiama la funzione leadc per il progetto interattivo della rete anticipatrice.

```
leadc,Gp,Gc  
leadc (progetto interattivo di rete anticipatrice)
```

```
**** premere invio per proseguire
```

che genera il seguente output (Figure 5.4)
e l'interattivo a testo

PROCEDIMENTO DI PROGETTO DELLA RETE ANTICIPATRICE:

- 1 - vengono calcolati e mostrati il margine di fase phm e la corrispondente pulsazione omm del sistema controllato;
- 2 - specificato dall'utente il margine di fase richiesto phd, viene calcolato e mostrato il valore alfa_0 corrispondente ad un anticipo di fase a centro banda pari a phd-phm;
- 3 - per il primo tentativo si assume $\text{alfa} = (\text{alfa}_0)/2$;
- 4 - tau viene variato fra $\sqrt{\text{alfa}}/\text{omm}$ e $1/(\text{omm}*\sqrt{\text{alfa}})$ (100 passi) e viene scelto il valore corrispondente al massimo margine di fase del sistema complessivo.

In interattivo si puo' modificare il valore di alfa.

```
inviare 1 per proseguire con il progetto, 0 per uscire : 1
```

Nelle Figure 5.5 vengono visualizzati i diagrammi di Bode del sistema senza rete correttiva e dopo l'applicazione della rete correttiva progettata sulla base delle seguenti specifiche

```
margine di fase senza correzione: 17.96 gradi  
alla pulsazione: 30.84 rad/sec
```

```
specificare il margine di fase voluto : 75
```

```
anticipo di fase necessario: 57.04 gradi  
valore di alfa di primo tentativo: 0.04377
```

```
**** premere un tasto per proseguire
```

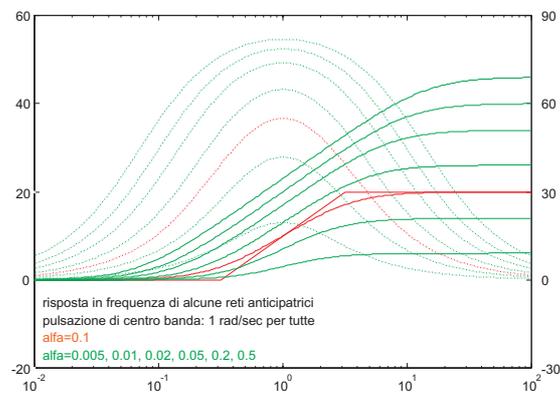
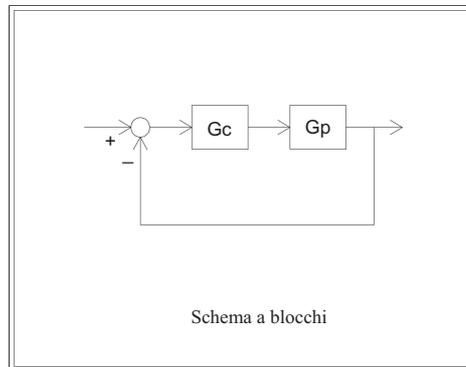


Figura 5.4: Output grafico della funzione leadc.

da cui calcolare i seguenti valori e le risposte del sistema in retroazione

**** premere un tasto per proseguire

**** figura 1 ****

**** figura 2 ****

**** figura 3 ****

colore di riferimento: g ; f.d.t. del sistema controllato: Gp

100 passi di ricerca di tau nell'intervallo scelto:

margine di fase massimo trovato al passo: 37

margine di fase senza rete correttiva: 17.96

margine di fase con rete correttiva : 75

5.2. PROGETTO DI UNA RETE ANTICIPATRICE CON I DIAGRAMMI DI BODE 93

la rete corretttrice ottenuta:
 alfa = 0.04377 , tau = 0.06201 sec

si puo' cambiare alfa; verra' determinato il tau
 corrispondente al margine di fase massimo

specificare alfa (min .005, max 0.1751), invio per uscire :

**** figura 1 **** si riferisce alla Figura 5.5, mentre **** figura 2 ****
 e **** figura 3 **** alle Figure 5.6
 Con il valore di primo tentativo per α e τ corrispondente al margine di fase
 massimo, si ottiene il seguente messaggio

LA RETE CORRETRTTRICE OTTENUTA :

alfa = 0.04377 , tau = 0.06201 sec

$$G_c = \frac{22.85 (s + 16.13)}{(s + 368.4)}$$

>

oppure

> Gc:

$$G_c = \frac{1 (0.06201*s + 1)}{(0.002714*s + 1)}$$

Per visualizzare i diagrammi di Bode e determinare il picco di risonanza e ve-
 rificare il margine di fase ottenuti, si utilizza la funzione `fresp`, secondo la
 sintassi

> G=Gp*Gc

G=Gp*Gc

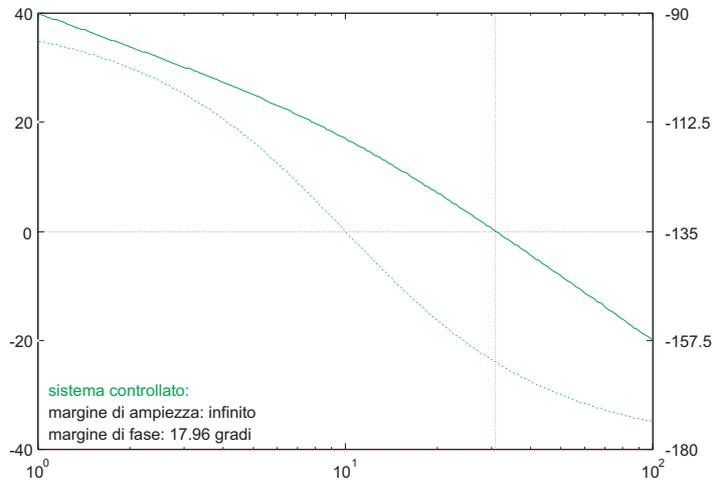
.....

.....

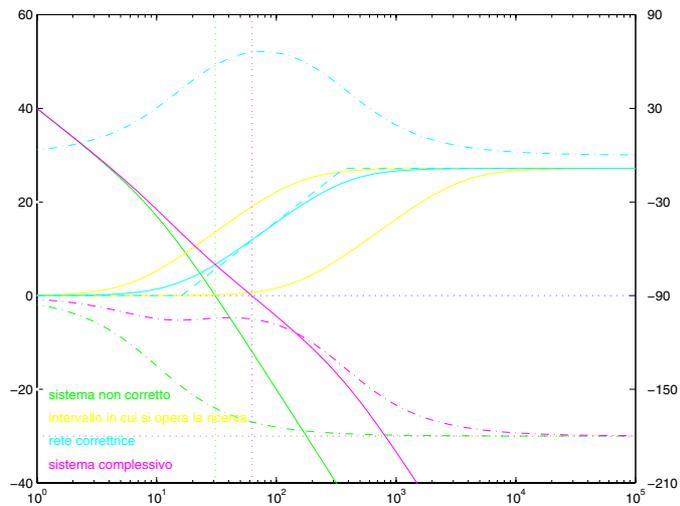
$$G = \frac{2.285e+004 (s + 16.13)}{s (s + 10) (s + 368.4)}$$

> fresp,G

Si ottengono i seguenti diagrammi di Bode dell'ampiezza e della fase visualizzati
 nella Figura 5.7



(a)



(b)

Figura 5.5: Diagrammi di Bode del sistema con (a) e senza (b) rete correttiva.

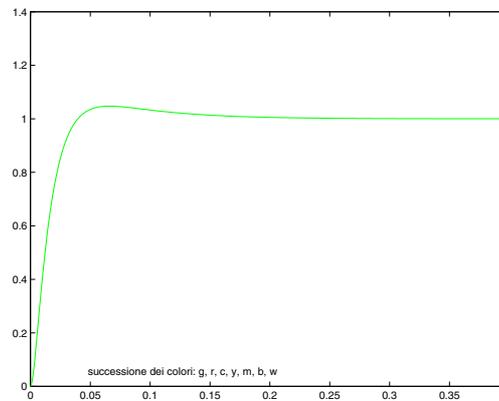
RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO APERTO :

margine di ampiezza non determinabile

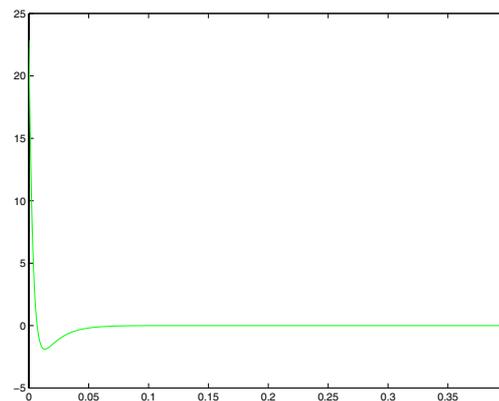
margine di fase: 75 gradi per $\omega = 62.36$ rad/sec

ascissa dell'asintoto verticale del diagramma polare: -4.071

5.2. PROGETTO DI UNA RETE ANTICIPATRICE CON I DIAGRAMMI DI BODE⁹⁵



(a)



(b)

Figura 5.6: Risposta al gradino del sistema compensato (a) e uscita della rete correttiva (b).

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO CHIUSO :

risonanza assoluta: 1.038 (0.3239 db) per $\omega = 18.1$ rad/sec
guadagno statico: 1 (0 db); risonanza relativa: 1.038 (0.3239 db)
banda passante (-3db): 81.29 rad/sec

**** premere un tasto per proseguire

Per evidenziare l'effetto dell'intervento della rete anticipatrice, si riportano i diagrammi di Bode (Figura 5.8) e Nyquist (Figura 5.9) del sistema non compensato e compensato con le rispettive caratteristiche

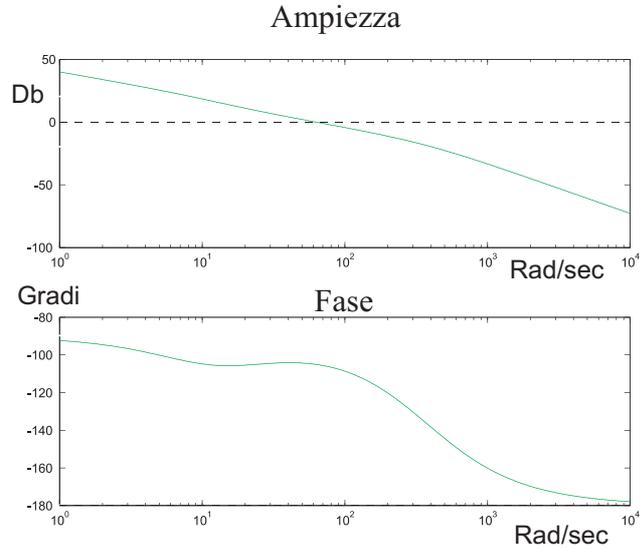


Figura 5.7: Diagramma di Bode della fase e dell'ampiezza per il sistema compensato $G(s) = G_c(s) * G_p(s)$.

Si può notare anche l'effetto della rete anticipatrice confrontando i parametri della risposta in frequenza per il sistema non compensato

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO APERTO :

margine di ampiezza non determinabile
 margine di fase: 17.96 gradi per $\omega = 30.84$ rad/sec
 ascissa dell'asintoto verticale del diagramma polare: -10

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO CHIUSO :

risonanza assoluta: 3.203 (10.11 db) per $\omega = 30.82$ rad/sec
 guadagno statico: 1 (0 db); risonanza relativa: 3.203 (10.11 db)
 banda passante (-3db): 48.27 rad/sec

e quelli del sistema compensato

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO APERTO :

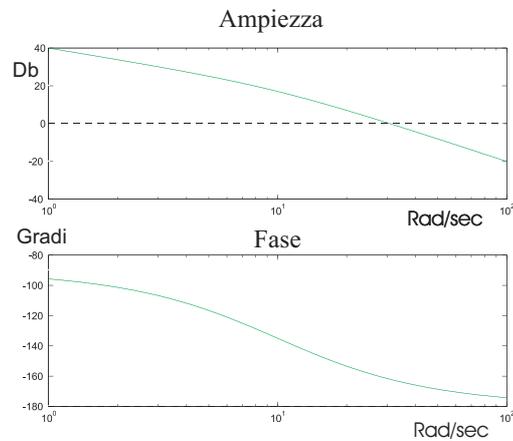
margine di ampiezza non determinabile
 margine di fase: 75 gradi per $\omega = 62.36$ rad/sec
 ascissa dell'asintoto verticale del diagramma polare: -4.071

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO CHIUSO :

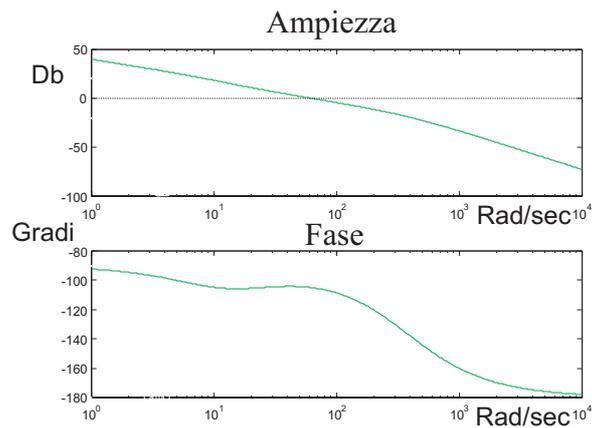
risonanza assoluta: 1.038 (0.3239 db) per $\omega = 18.1$ rad/sec
 guadagno statico: 1 (0 db); risonanza relativa: 1.038 (0.3239 db)
 banda passante (-3db): 81.29 rad/sec

Si possono perciò notare l'aumento del margine di fase (per cui la rete è stata progettata), la diminuzione del picco di risonanza e l'aumento della larghezza di banda dovuto all'incremento del guadagno alle alte frequenze.

5.2. PROGETTO DI UNA RETE ANTICIPATRICE CON I DIAGRAMMI DI BODE 97



(a)



(b)

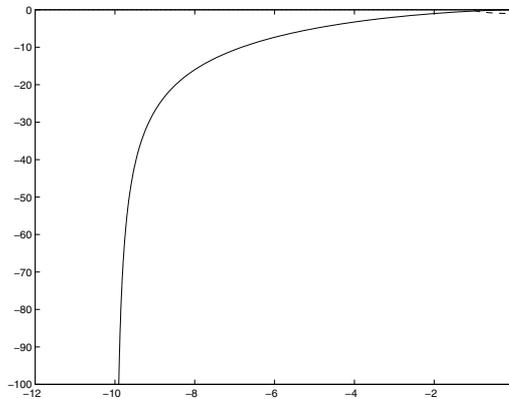
Figura 5.8: Diagrammi di Bode della fase e dell'ampiezza per il sistema non compensato (a) e compensato (b) $G_p(s)$.

I diagrammi di Nyquist del sistema con e senza rete anticipatrice sono visualizzati nella Figura 5.9

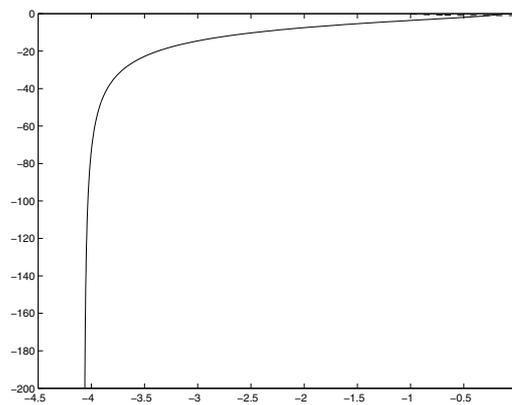
I parametri della risposta al gradino del sistema compensato chiuso in retroazione unitaria sono determinabili attraverso la funzione `tresp`. Digitando infatti il comando

```
> tresp,G
    tresp (risposta nel tempo)

    1 - risposta al gradino ad anello aperto
```



(a)



(b)

Figura 5.9: Diagrammi di Nyquist per il sistema non compensato (a) e compensato (b) $G_p(s)$.

- 2 - risposta al gradino ad anello chiuso
- 3 - risposta all'impulso ad anello aperto
- 4 - risposta all'impulso ad anello chiuso

operare una scelta (default 1, 0 per uscire) : 2

si ottiene il seguente output

scegliere il colore del grafico: w=bianco, g=verde,
b=blu, r=rosso, y=giallo, m=magenta, c=celeste, default verde :

**** figura 1 ****

5.2. PROGETTO DI UNA RETE ANTICIPATRICE CON I DIAGRAMMI DI BODE⁹⁹

MENU :

- 1 - cambiare gli assi di riferimento
- 2 - inserire reticolo
- 3 - informazioni (solo sulla risposta al gradino)
- 4 - aggiungere un grafico in colore diverso
- 5 - rivedere la figura
- 6 - informazioni sui grafici con il mouse

operare una scelta (premere invio per uscire) : 3

RISPOSTA AL GRADINO :

massima sovraelongazione: 4.741 per cento per $t=0.06586$ sec

tempo di ritardo (al 50 per cento): 0.0122 sec

tempo di salita (dal 10 al 90 per cento): 0.02456 sec

tempo di assestamento (al piu'/meno 5 per cento): 0.03265 sec

ERRORI A REGIME (SOLO AD ANELLO CHIUSO) :

errore a regime in risposta al gradino: 0

errore a regime in risposta alla rampa: 0.01

premere un tasto per proseguire

La risposta al gradino nella Figura 5.10.

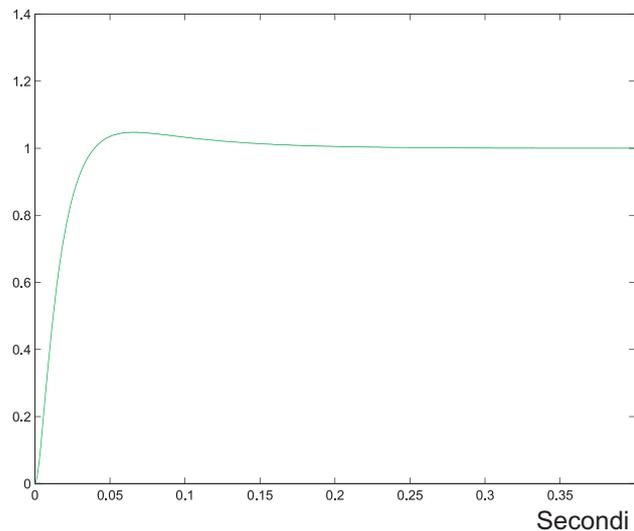


Figura 5.10: Risposta al gradino del sistema chiuso in retroazione unitaria.

5.3 Progetto di una rete correttiva con il luogo delle radici

Si consideri il sistema descritto dalla funzione di trasferimento

$$G_p(s) = \frac{K}{s(s+10)(s+50)} \quad (5.4)$$

chiuso in retroazione unitaria

Utilizzando il luogo delle radici, si progetti la rete anticipatrice, con uno zero localizzato ad $s = -15$, che consenta di soddisfare le seguenti specifiche

- massima sovraelongazione percentuale approssimativamente uguale a 7.5%
- tempo di assestamento pari a 0.4 secondi.

Soluzione

Utilizzando la funzione `root1`, si grafica il luogo delle radici (Figura 5.11) relativo alla funzione di trasferimento $G_p(s)$ del sistema da controllare come in Figura 5.12.

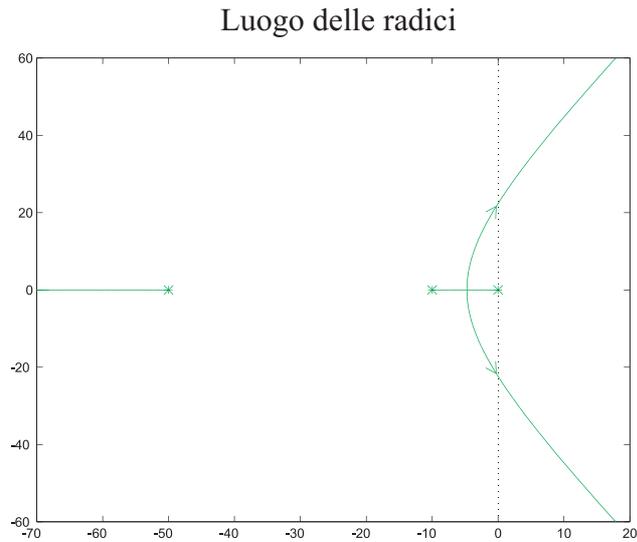


Figura 5.11: Luogo delle radici di $G_p(s)$.

Viene generato in seguente output

```
> Gp = 1/(s*(s+10)*(s+50))
```

```
Gp=1/(s*(s+10)*(s+50))
```

```
.....
```

```
-----
```

```
.....
```

5.3. PROGETTO DI UNA RETE CORRETRICE CON IL LUOGO DELLE RADICI 101

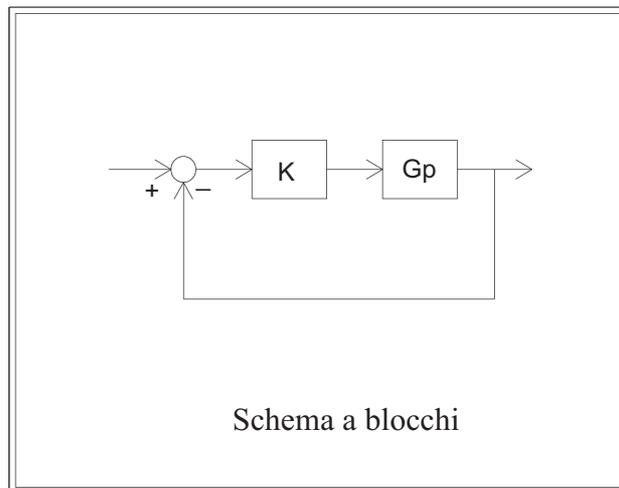


Figura 5.12: Schema a blocchi relativo al luogo delle radici per $G_p(s)$.

$$G_p = \frac{1}{s(s+10)(s+50)}$$

```
> root1,Gp
root1 (luogo delle radici)

**** premere invio per proseguire

LUOGO DELLE RADICI :

x poli ad anello aperto (= poli ad anello chiuso per K=0)
o zeri ad anello aperto (= poli ad anello chiuso per K=Inf)
+ poli ad anello chiuso per K=1

il luogo viene tracciato passo passo per K crescente
o per K decrescente se il sistema e' non causale

scegliere il colore del grafico: w=bianchi, g=verde,
b=blu, r=rosso, y=giallo, m=magenta, c=celeste, default verde :

**** figura 1 ****

MENU :

1 - cambiare gli assi di riferimento e ripetere l'ultimo grafico
2 - inserire reticolo
```

- 3 - informazioni su punti di diramazione e asintoti
- 4 - aggiungere un grafico in colore diverso
- 5 - rivedere la figura
- 6 - informazioni sul luogo con il mouse
- 7 - luoghi a delta costante (on/off)
- 8 - tracciare gli asintoti
- 9 - mostrare la disposizione dei poli per un dato valore di K
- 10 - cambiare il passo e ripetere l'ultimo grafico

operare una scelta (premere invio per uscire) : 6

**** premere invio per abilitare la selezione

**** figura 1 ****

conservare le frecce ? (1) : 1

Le intersezioni del luogo con l'asse delle ordinate corrispondono ad un $K = 2.99 \times 10^4$.

Si introduce la rete anticipatrice $G_c(s)$ con lo zero fissato e il polo scelto a -100 corrispondente ad una dinamica veloce.

$$G_c(s) = \frac{1 + \frac{s}{15}}{1 + \frac{s}{100}} \quad (5.5)$$

> Gc=(1+s/15)/(1+s/100)

Gc=(1+s/15)/(1+s/100)

.....

.....

$$G_c = \frac{6.667 (s + 15)}{(s + 100)}$$

>

L'inserimento della rete a monte del blocco G_p nella Figura 5.12 porta ad un nuovo luogo delle radici, riportato in Figura 5.13.

> G=Gc*Gp

G=Gc*Gp

.....

.....

$$6.667 (s + 15)$$

5.3. PROGETTO DI UNA RETE CORRETRICE CON IL LUOGO DELLE RADICI 103

```
G = -----
      s (s + 10) (s + 50) (s + 100)

>root1,G
root1 (luogo delle radici)

**** premere invio per proseguire

LUOGO DELLE RADICI :

x poli ad anello aperto (= poli ad anello chiuso per K=0)
o zeri ad anello aperto (= poli ad anello chiuso per K=Inf)
+ poli ad anello chiuso per K=1

il luogo viene tracciato passo passo per K crescente
o per K decrescente se il sistema non causale

scegliere il colore del grafico: w=bianco, g=verde,
b=blu, r=rosso, y=giallo, m=magenta, c=celeste, default verde :

**** figura 2 ****
```

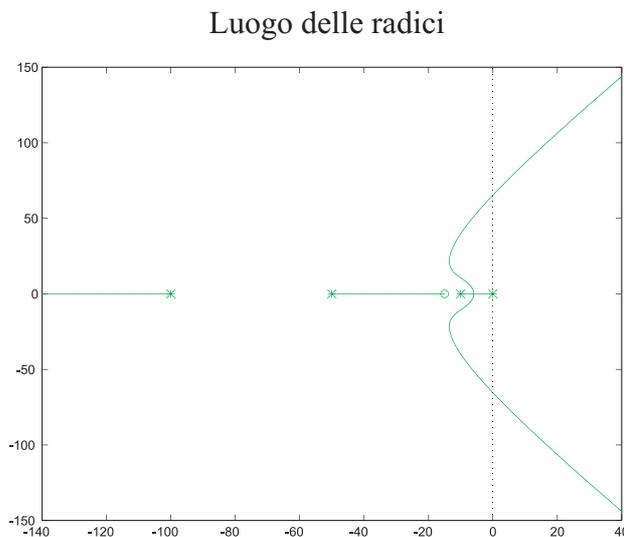
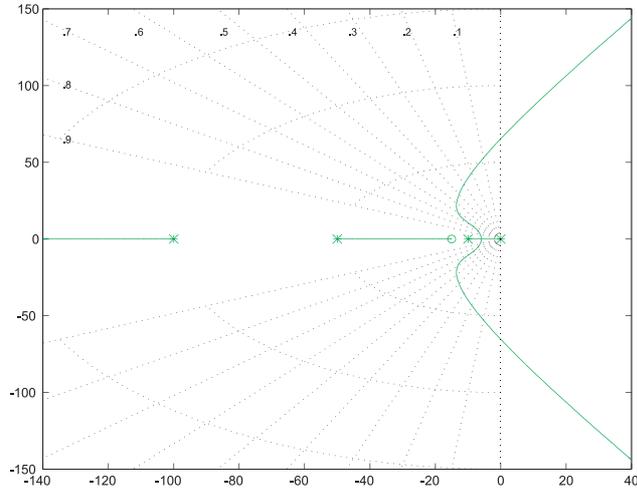


Figura 5.13: Luogo delle radici per $G_c(s)G_p(s)$.

I punti di intersezione del luogo con l'asse delle ordinate corrispondono ad un valore di K pari a 8.95×10^4 . Si osservi come l'introduzione di uno zero generi una deformazione nel luogo delle radici, provocando un effetto "attrattivo".

Per rispettare la prima specifica di $S < 7.5\%$, se il sistema fosse del secondo ordine e privo di zeri, sarebbe necessario un $\delta \approx 0.65 \div 0.66$ (Figura 5.14). Usando ancora il menu di `root1`, si graficano le zone a δ costante e, utilizzando il mouse, si determina un valore di K di primo tentativo.

Luogo delle radici e regioni a δ costanteFigura 5.14: Regioni a δ per $G_c(s)G_p(s)$.

Valori ammissibili per K sono $5000 < K < 10000$. Una procedura per tentativi richiede di verificare i risultati ottenuti con la funzione `tresp` applicata a $G(s) = KG_c(s)G_p(s)$ per la risposta al gradino. Tale procedura porta a scegliere il valore di $K = 6000$, corrispondente ai seguenti risultati.

```
> G=6000*Gc*Gp
```

```
G=6000*Gc*Gp
```

```
.....
```

```
-----
```

```
.....
```

$$G = \frac{4e+004 (s + 15)}{s (s + 10) (s + 50) (s + 100)}$$

```
> tresp,G
```

```
tresp (risposta nel tempo)
```

- 1 - risposta al gradino ad anello aperto
- 2 - risposta al gradino ad anello chiuso
- 3 - risposta all'impulso ad anello aperto
- 4 - risposta all'impulso ad anello chiuso

operare una scelta (default 1, 0 per uscire) : 2

scegliere il colore del grafico: w=bianco, g=verde,
b=blu, r=rosso, y=giallo, m=magenta, c=celeste, default verde :

**** figura 1 ****

Si ottiene la seguente risposta al gradino (Figura 5.15) corrispondente ai seguenti risultati.

RISPOSTA AL GRADINO :

massima sovraelongazione: 7.477 per cento per $t=0.2913$ sec
tempo di ritardo (al 50 per cento): 0.09172 sec
tempo di salita (dal 10 al 90 per cento): 0.1309 sec
tempo di assestamento (al piu'/meno 5 per cento): 0.3759 sec

ERRORI A REGIME (SOLO AD ANELLO CHIUSO) :

errore a regime in risposta al gradino: 0
errore a regime in risposta alla rampa: 0.08333

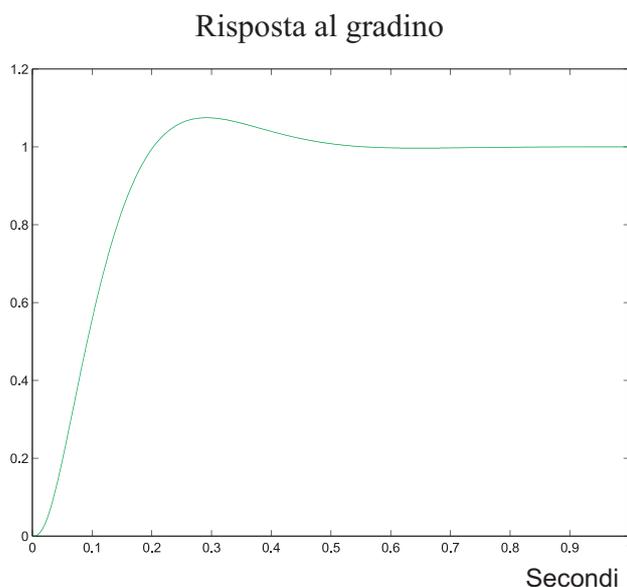


Figura 5.15: Risposta al gradino del sistema $KG_c(s)G_p(s)$ chiuso in retroazione con $K = 6000$.

Le specifiche risultano soddisfatte.

5.4 Progetto di una rete ritardatrice

Data la funzione di trasferimento

$$G_p(s) = \frac{K}{s(s+5)^2} \tag{5.6}$$

progettare la rete ritardatrice e calcolare il valore di K tali che il sistema chiuso in retroazione unitaria soddisfi le seguenti specifiche

- massima sovraelongazione minore dell'1%
- tempo di salita minore di 2 secondi
- tempo di assestamento di 2.5 secondi

Confrontare le prestazioni delle diverse soluzioni ottenute in termini di larghezza di banda, margine di ampiezza e margine di fase.

Soluzione

La Figura 5.16 riporta il luogo delle radici per il sistema $G_p(s)$

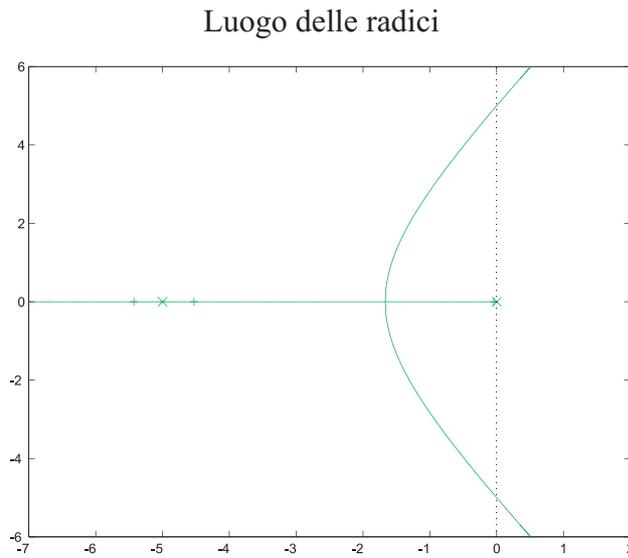


Figura 5.16: Luogo delle radici per $G_p(s)$.

precedentemente introdotto in *TFI*

```
> Gp=1.0/(s*(s+5)^2)
```

```
Gp=1.0/(s*(s+5)^2)
```

```
.....
```

```
-----
```

```
.....
```

$$G_p = \frac{1}{s(s+5)^2}$$

>

Le tacche nel luogo corrispondono al valore di $K = 1$. La risposta al gradino del sistema non compensato risulta avere le seguenti caratteristiche

RISPOSTA AL GRADINO :

nessuna sovraelongazione
tempo di ritardo (al 50 per cento): 17.46 sec
tempo di salita (dal 10 al 90 per cento): 54.04 sec
tempo di assestamento (al pi/meno 5 per cento): 74.09 sec

ERRORI A REGIME (SOLO AD ANELLO CHIUSO) :

errore a regime in risposta al gradino: 0
errore a regime in risposta alla rampa: 25

Come primo tentativo si introduce una rete ritardatrice $G_{c1}(s)$ con lo zero vicino al polo -5 , secondo l'equazione

$$G_{c1} = \frac{1 + \frac{s}{4.8}}{1 + \frac{s}{4.5}} \quad (5.7)$$

Il luogo si modifica secondo la Figura 5.17.

Luogo delle radici

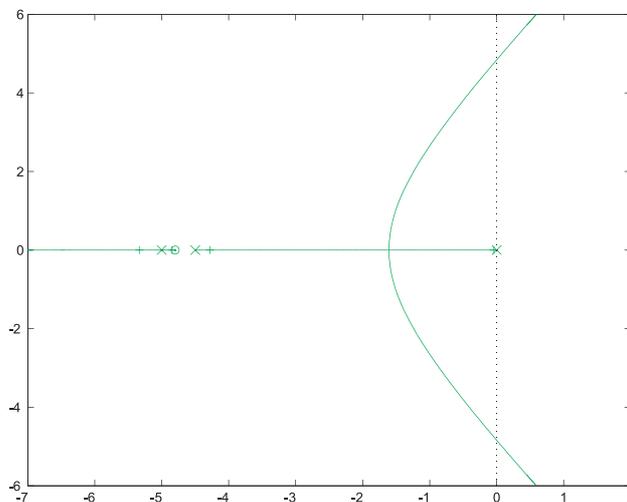


Figura 5.17: Luogo delle radici per $G_{c1}G_p(s)$.

La specifica di $S < 1\%$ richiede, se il sistema fosse del secondo ordine e senza zeri, un $0.85 < \delta < 1$. Utilizzando lo stesso luogo delle radici con le regioni a δ costante, si ottiene un valore di K circa uguale a 21. In corrispondenza di tale valore si verificano le specifiche relative alla risposta al gradino per il sistema $G_1(s) = 21G_p(s)G_{c1}(s)$.

```

> G1=21*G1

G1=21*G1
.....
-----
.....

      19.69 (s + 4.8)
G1 = -----
      s (s + 4.5) (s + 5)^2

```

Si utilizza la funzione `tresp` applicata a $G_1(s)$ e si ottengono i seguenti risultati

```

RISPOSTA AL GRADINO :
massima sovraelongazione: 0.1618 percento per t=4.313 sec
tempo di ritardo (al 50 percento): 1.075 sec
tempo di salita (dal 10 al 90 percento): 1.707 sec
tempo di assestamento (al piu'/meno 5 percento): 2.487 sec

ERRORI A REGIME (SOLO AD ANELLO CHIUSO) :
errore a regime in risposta al gradino: 0
errore a regime in risposta alla rampa: 1.19

```

corrispondenti alla risposta di Figura 5.18. Le caratteristiche della risposta al gradino soddisfano le specifiche richieste.

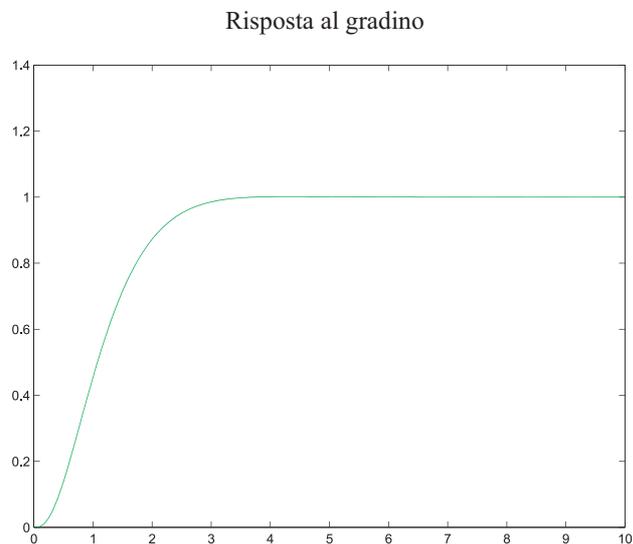


Figura 5.18: Risposta al gradino per il sistema $G_1(s) = 21G_{c1}(s)G_p(s)$.

Una seconda possibile rete correttiva è ottenuta dalla funzione di trasferi-

mento $G_{c2}(s)$

$$G_{c2}(s) = \frac{1 + \frac{s}{9}}{1 + \frac{s}{8}} \tag{5.8}$$

secondo cui, il luogo delle radici della rete complessiva $G_{c2}(s)G_p(s)$ sono rappresentati nella Figura 5.19

Luogo delle radici

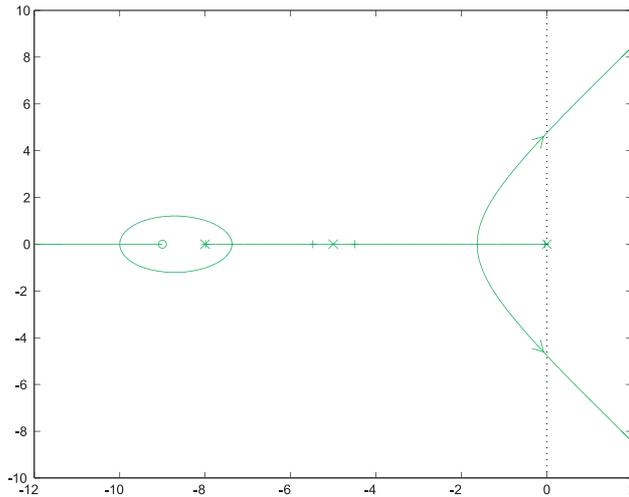


Figura 5.19: Luogo delle radici della funzione $G_{c2}(s)G_p(s)$.

precedentemente introdotta in *TFI*

```
> Gc2=(1+s/9)/(1+s/8)
```

```
Gc2=(1+s/9)/(1+s/8)
```

```
.....
-----
.....
```

```
      0.8889 (s + 9)
Gc2 = -----
      (s + 8)
```

```
>
```

e la funzione complessiva risulta

```
> G2=Gc2*Gp
```

```
G2=Gc2*Gp
```

```
.....
-----
.....
```

$$G_2 = \frac{0.8889 (s + 9)}{s (s + 5)^2 (s + 8)}$$

>

Disegnando il luogo a δ costante si può determinare il valore di primo tentativo per K . Tale diagramma è rappresentato in Figura 5.20

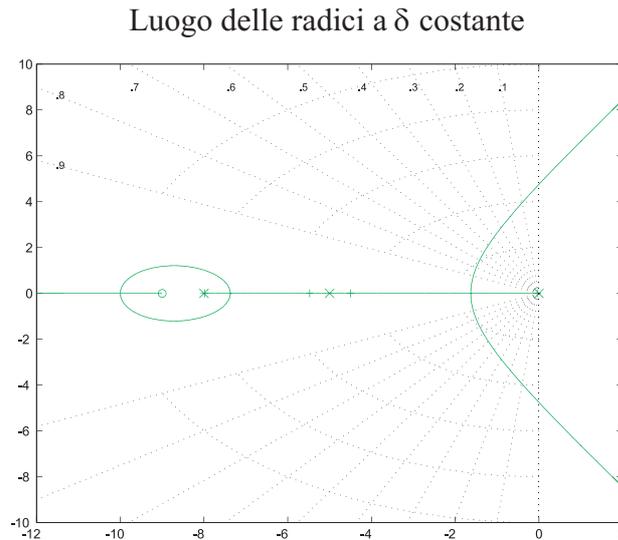


Figura 5.20: Luogo delle radici a δ costante per la funzione $G_{c2}(s)G_p(s)$.

Si determina un valore iniziale di 20 che porta alle seguenti prestazioni

RISPOSTA AL GRADINO :

massima sovraelongazione: 0.03215 per cento per $t=5.246$ sec
tempo di ritardo (al 50 per cento): 1.111 sec
tempo di salita (dal 10 al 90 per cento): 1.819 sec
tempo di assestamento (al piu'/meno 5 per cento): 2.662 sec

ERRORI A REGIME (SOLO AD ANELLO CHIUSO) :

errore a regime in risposta al gradino: 0
errore a regime in risposta alla rampa: 1.25

Non essendo rispettata la specifica del tempo di assestamento (< 2.5 secondi), K deve essere modificato per tentativi fino al valore 22, al fine di raggiungere la prestazione richiesta. Si ottiene perciò la seguente risposta al gradino della rete rappresentata in Figura 5.21.

La rete complessiva ha funzione di trasferimento

$$G_2 = \frac{19.56 (s + 9)}{s (s + 5)^2 (s + 8)}$$

>

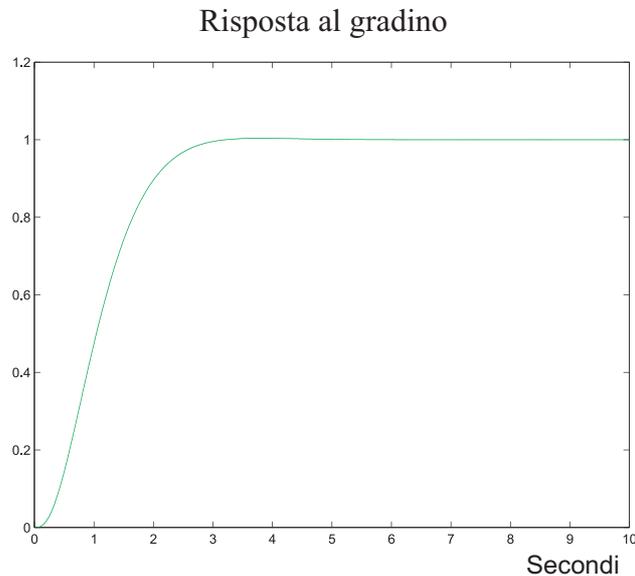


Figura 5.21: Risposta al gradino per la funzione $KG_{c2}(s)G_p(s)$.

le cui prestazioni al gradino risultano

RISPOSTA AL GRADINO :

massima sovraelongazione: 0.3624 percento per $t=3.797$ sec
tempo di ritardo (al 50 percento): 1.041 sec
tempo di salita (dal 10 al 90 percento): 1.598 sec
tempo di assestamento (al pi/meno 5 percento): 2.328 sec

ERRORI A REGIME (SOLO AD ANELLO CHIUSO) :

errore a regime in risposta al gradino: 0
errore a regime in risposta alla rampa: 1.136

che verificano quelle assegnate dall'esercizio.

Per finire, si possono confrontare le prestazioni delle due reti correttrici rappresentate dalle funzioni (5.7) e (5.8). Si utilizza la funzione `fresp`, per determinare le caratteristiche della risposta in frequenza dei sistemi compensati. Per la prima rete (Equazione 5.7) si ha

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO APERTO :

margine di ampiezza: 11.55 (21.25 db) per $\omega=4.842$ rad/sec
margine di fase: 70.82 gradi per $\omega=0.8167$ rad/sec
ascissa dell'asintoto verticale del diagramma polare: -0.3477

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO CHIUSO :

risonanza ad anello chiuso non determinabile
guadagno statico ad anello chiuso: 1 (0 db)
banda passante (-3db): 1.259 rad/sec

mentre per la seconda (Equazione 5.8),

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO APERTO :

 margine di ampiezza: 10.58 (20.49 db) per $\omega = 4.755$ rad/sec

 margine di fase: 69.94 gradi per $\omega = 0.8541$ rad/sec

 ascissa dell'asintoto verticale del diagramma polare: -0.3642

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO CHIUSO :

 risonanza ad anello chiuso non determinabile

 guadagno statico ad anello chiuso: 1 (0 db)

 banda passante (-3db): 1.344 rad/sec

La seconda rete, avendo il polo più negativo, corrisponde ad un sistema ad anello chiuso "più pronto", cioè con una banda passante maggiore.

5.5 Esercizi proposti in aula didattica.

Un motore in corrente continua è rappresentato dalla seguente funzione di trasferimento

$$G_m(s) = \frac{6.087 \times 10^{10}}{s(s^3 + 423.42s^2 + 2.6667 \times 10^6 s + 4.2342 \times 10^8)} \quad (5.9)$$

A causa dell'accoppiamento con l'albero motore, tale funzione contiene due poli poco smorzati che generano oscillazioni nella risposta. Devono essere soddisfatte le seguenti specifiche

- Massima elongazione < 1%,
- Tempo di salita < 0.15 secondi,
- Tempo di assestamento < 0.15 secondi,
- La risposta non deve presentare oscillazioni.

Progettare una rete anticipatrice con funzione di trasferimento $G_c(s)$

$$G_c(s) = \frac{1 + \alpha\tau s}{1 + \tau s} \quad (5.10)$$

affinché risultino verificate le specifiche relative alla risposta al gradino.

Risoluzione

Dato il modello del sistema descritto dalla funzione di trasferimento

$$G_m = \frac{6.087e+010}{s^3 + 423.4s^2 + 2.667e+006s + 4.234e+008}$$

Il relativo luogo delle radici è rappresentato in Figura 5.22.

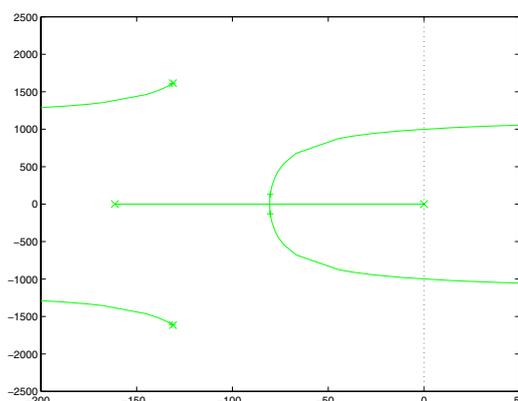


Figura 5.22: Luogo delle radici del sistema $G_m(s)$.

La risposta $y(t)$ al gradino del sistema chiuso in retroazione unitaria è rappresentata in Figura 5.23

le cui caratteristiche sono

RISPOSTA AL GRADINO :

massima sovraelongazione: 14.61 per cento per $t=0.02404$ sec
tempo di ritardo (al 50 per cento): 0.008639 sec
tempo di salita (dal 10 al 90 per cento): 0.01096 sec
tempo di assestamento (al piu'/meno 5 per cento): 0.03471 sec

ERRORI A REGIME (SOLO AD ANELLO CHIUSO) :

errore a regime in risposta al gradino: 0
errore a regime in risposta alla rampa: 0.006956

Le caratteristiche in frequenza per il sistema non compensato chiuso in retroazione unitaria sono

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO APERTO :

margine di ampiezza: 27.38 (28.75 db) per $\omega=1000$ rad/sec
margine di fase: 53.38 gradi per $\omega=117$ rad/sec
ascissa dell'asintoto verticale del diagramma polare: -0.9054

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO CHIUSO :

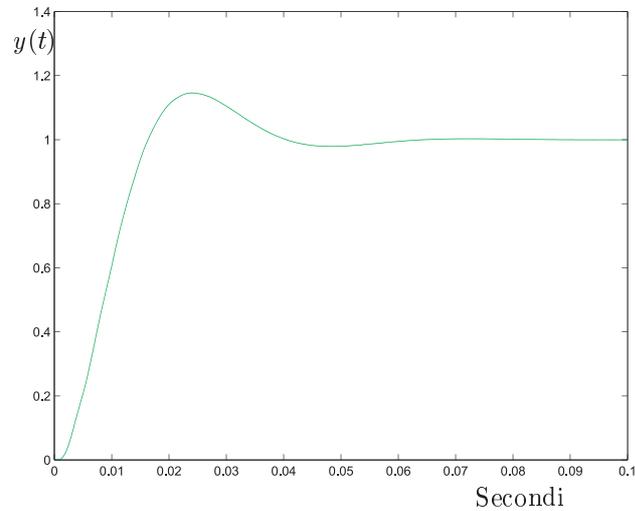


Figura 5.23: Risposta al gradino del sistema $G_m(s)$ chiuso in retroazione unitaria.

risonanza assoluta: 1.124 (1.019 db) per $\omega = 103.4$ rad/sec
 guadagno statico: 1 (0 db); risonanza relativa: 1.124 (1.019 db)
 banda passante (-3db): 191.8 rad/sec

Risulta un sistema con dinamica molto veloce. Occorre rallentare la dinamica affinché le oscillazioni della risposta si manifestino durante la fase del transitorio. Una possibile soluzione consiste nella rete correttiva descritta dall'Equazione 5.11.

$$G_c(s) = \frac{1 + \frac{s}{130}}{1 + \frac{s}{300}} \quad (5.11)$$

Utilizzando tale rete, il luogo delle radici iniziale si modifica come in Figura 5.24, con una risposta al gradino riportata in Figura 5.25 e le cui caratteristiche sono

RISPOSTA AL GRADINO :

massima sovraelongazione: 0.4879 percento per $t = 0.01966$ sec
 tempo di ritardo (al 50 percento): 0.006354 sec
 tempo di salita (dal 10 al 90 percento): 0.009473 sec
 tempo di assestamento (al più/meno 5 percento): 0.01387 sec

ERRORI A REGIME (SOLO AD ANELLO CHIUSO) :

errore a regime in risposta al gradino: 0
 errore a regime in risposta alla rampa: 0.006956

Con tale tipo di rete correttiva si sono spostate le oscillazioni nella fase di transitorio in modo che quelle a regime siano già smorzate. Le specifiche relative alla risposta al gradino risultano così verificate.

I diagrammi di Bode del sistema non compensato e compensato sono riportati nella Figura 5.26 e successivamente sono mostrate le caratteristiche in frequenza.

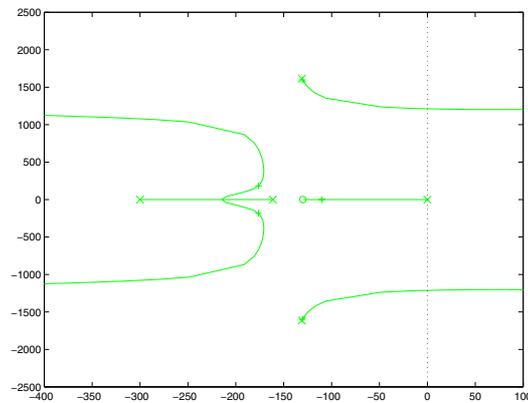


Figura 5.24: Luogo delle radici del sistema $G_c(s)G_m(s)$.

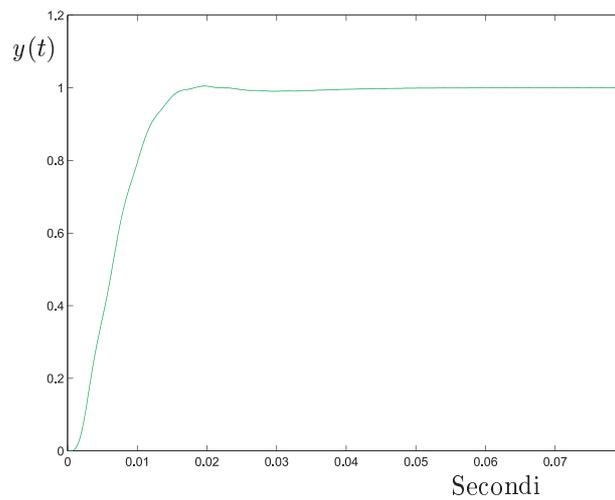


Figura 5.25: Risposta al gradino del sistema $G_c(s)G_m(s)$ in retroazione unitaria.

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO APERTO :

margine di ampiezza: 12.94 (22.24 db) per $\omega = 1212$ rad/sec
 margine di fase: 69.49 gradi per $\omega = 145.4$ rad/sec
 ascissa dell'asintoto verticale del diagramma polare: -0.2788

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO CHIUSO :

risonanza ad anello chiuso non determinabile
 guadagno statico ad anello chiuso: 1 (0 db)
 banda passante (-3db): 229.3 rad/sec

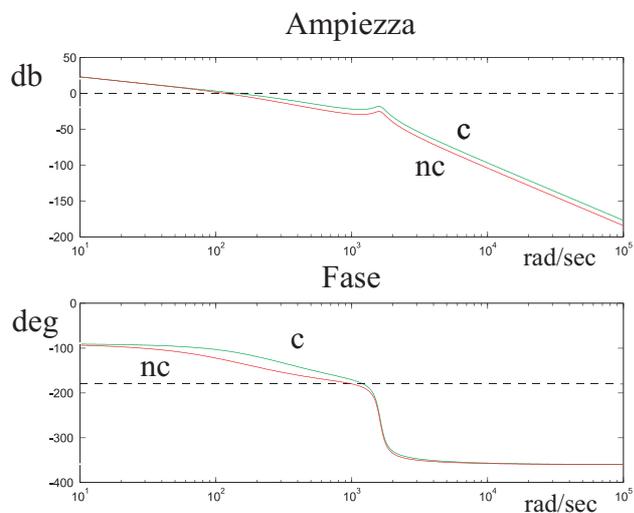


Figura 5.26: Diagrammi di Bode del sistema compensato (c) e non compensato (nc).

Una seconda possibile soluzione è rappresentata dalla rete correttiva

$$G_c(s) = \frac{1 + \frac{s}{51}}{1 + \frac{s}{300}} \quad (5.12)$$

tale da generare un luogo delle radici come in Figura 5.27.

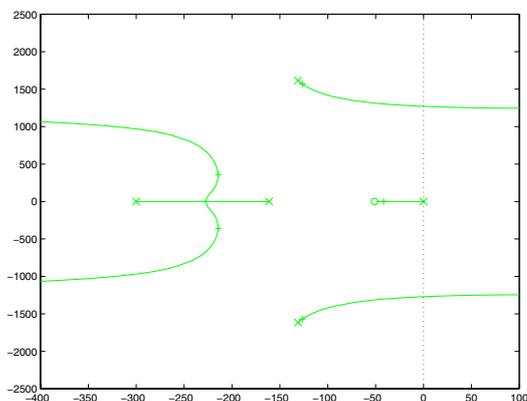


Figura 5.27: Luogo delle radici del sistema compensato.

Le prestazioni relative alla risposta $y(t)$ al gradino, rappresentata in Figura 5.28), per il sistema compensato chiuso in retroazione unitaria risultano

RISPOSTA AL GRADINO :

massima sovraelongazione: 0.6872 per cento per $t=0.008257$ sec

tempo di ritardo (al 50 per cento): 0.003476 sec
tempo di salita (dal 10 al 90 per cento): 0.004769 sec
tempo di assestamento (al piu'/meno 5 per cento): 0.03433 sec

ERRORI A REGIME (SOLO AD ANELLO CHIUSO) :
errore a regime in risposta al gradino: 0
errore a regime in risposta alla rampa: 0.006956

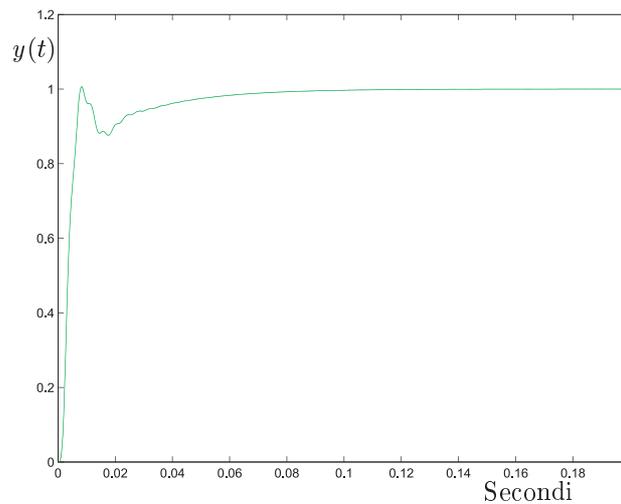


Figura 5.28: Risposta al gradino del sistema compensato in retroazione unitaria.

Le relative caratteristiche in frequenza risultano

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO APERTO :

margine di ampiezza: 4.96 (13.91 db) per $\omega = 1270$ rad/sec
margine di fase: 62.17 gradi per $\omega = 297.9$ rad/sec
ascissa dell'asintoto verticale del diagramma polare: 1.434

RISPOSTA IN FREQUENZA AD ANELLO CHIUSO :

risonanza ad anello chiuso non determinabile
guadagno statico ad anello chiuso: 1 (0 db)
banda passante (-3db): 500.9 rad/sec

Infine, un confronto dei diagrammi di Bode dei diversi sistemi ottenuti con i due regolatori e' riportato in Figura 5.29 mentre, le risposte al gradino, in Figura 5.30.

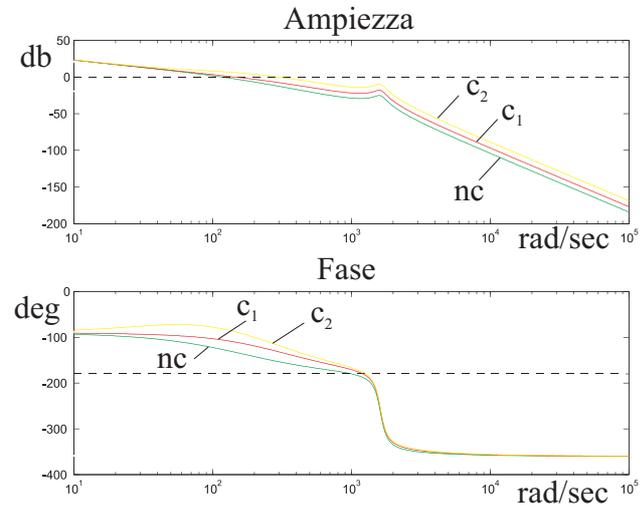


Figura 5.29: Confronto dei diagrammi di Bode del sistema non compensato (nc), di quello con la prima (c_1) e con la seconda (c_2) rete correttiva.

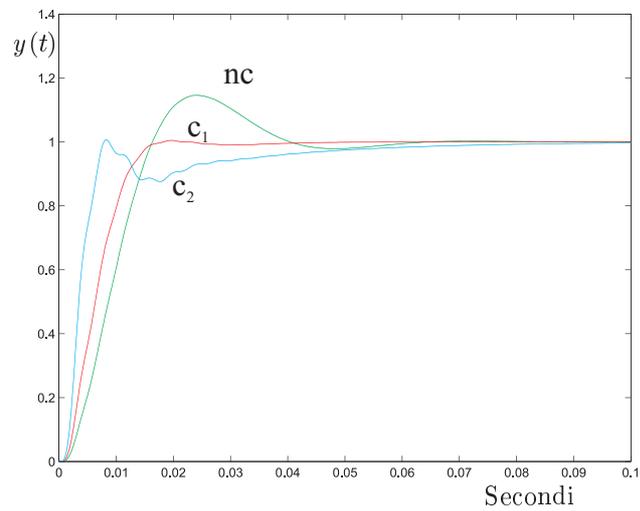


Figura 5.30: Confronto delle risposte al gradino sistema non compensato (nc), di quello con la prima (c_1) e con la seconda (c_2) rete correttiva.

Capitolo 6

Sintonizzazione di Controllori PID

Lo schema del controllo in retroazione di Figura 6.1 è comunemente usato nelle applicazioni industriali della teoria del controllo automatico. L'obiettivo dello schema consiste nel forzare la *variabile controllata* $y(t)$ (l'uscita di un certo sistema da controllare) a seguire il più fedelmente possibile una *variabile di riferimento* $r(t)$ definita da un generatore di riferimento [9].

Il sistema di controllo viene progettato per raggiungere questa specifica tenendo conto di un modello matematico del sistema e dell'attuatore, vale a dire del sistema di potenza che trasforma il *segnale di controllo* $v(t)$ generato dal controllore in un *segnale di potenza* $u(t)$ in grado agire sul sistema da controllare.

Il sistema di controllo acquisisce la misura della variabile da controllare tramite un sensore che fornisce una variabile di misura $\tilde{y}(t)$ proporzionale alla variabile misurata $y(t)$, quindi confronta tale valore con il riferimento $r(t)$, ottenendo una variabile errore $e(t)$. La variabile errore viene infine elaborata dal controllore per calcolare un opportuno valore per il segnale di controllo $v(t)$.

Nelle applicazioni industriali sono spesso usati controllori con una struttura fissa costituita da un termine proporzionale (P), un termine integrale (I) e uno derivativo (D). Tali controllori, detti regolatori standard o PID, sono particolarmente apprezzati per la loro semplicità ed efficacia. In questi appunti verrà presentata e discussa la struttura di base di questi regolatori, mostrando metodi analitici di sintesi e affinamenti della struttura di base necessari nelle applicazioni pratiche.

Nel corso della trattazione lo schema di controllo in retroazione di Figura 6.1 potrà essere considerato in forma semplificata per favorire la comprensione dei concetti esposti. In particolare potrà essere trascurata la presenza dell'attuatore ($v(t) = u(t)$), ovvero trascurata la presenza del sensore ($\tilde{y}(t) = y(t)$).

6.1 Struttura di un PID

Il regolatore PID è un sistema dinamico che elabora il segnale di ingresso errore come differenza fra il riferimento e la variabile controllata $e(t) = r(t) - y(t)$ per ottenere un segnale di controllo $u(t)$ fornito in ingresso al sistema da controllare.

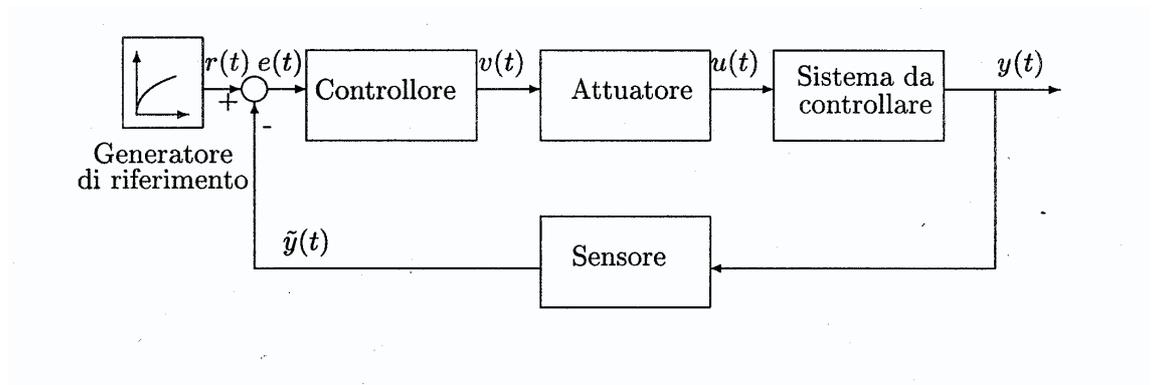


Figura 6.1: Diagrammi a blocchi di un sistema di controllo.

Il regolatore PID nella sua forma base, ha una struttura fissa ed è parametrizzabile da tre coefficienti K, T_i, T_d :

$$u(t) = K \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (6.1)$$

Analizziamo separatamente nel seguito il significato di questi tre termini.

1. In termini statici, un K elevato riduce l'errore a regime, diminuisce eventuali effetti di disturbo e del rumore sulla variabile controllata. Dal punto di vista dinamico, l'introduzione di un termine proporzionale (P) nell'anello di controllo generalmente produce un incremento della larghezza di banda del sistema retroazionato, per cui si ha un *aumento* della velocità di risposta del sistema, e quindi una maggiore prontezza nell'inseguimento del riferimento, ma, allo stesso tempo, una *diminuzione* dei margini di stabilità del sistema.
2. Dal punto di vista statico, la funzione principale del termine integrale consiste nell'annullare l'errore a regime per un ingresso a gradino. Infatti tale termine integra l'errore nel tempo e quindi un errore costante provoca un incremento dell'azione di controllo fino a che l'errore non si è completamente annullato. In termini dinamici, l'introduzione del termine integrale porta ad un aumento del ritardo di fase della catena diretta di controllo pari a $\pi/2$, e quindi determina un peggioramento dei margini di fase ed ampiezza del sistema retroazionato.
3. La funzione principale del termine derivativo consiste nel migliorare i margini di stabilità del sistema fornendo un anticipo di fase all'anello di controllo in retroazione. D'altra parte, il termine derivativo ha la caratteristica di amplificare i segnali con contenuto armonico a frequenze elevate.

6.2 Modifiche alla struttura del PID

Nel paragrafo 6.1 è stata introdotta la struttura di base del regolatore PID. Il regolatore PID utilizzato nelle applicazioni industriali ha una struttura più complessa in quanto vi sono problemi di natura pratica che non possono venire risolti utilizzando semplicemente la (6.1). In questo capitolo vedremo una riformulazione della (6.1) utilizzata in applicazioni industriali e l'introduzione di un dispositivo di anti-saturazione del termine integrale nella legge di controllo.

6.2.1 Limitazione di banda del termine derivativo

Il termine derivativo del regolatore PID migliora i margini di stabilità dell'anello di controllo ed introduce una azione di correzione dell'errore di tipo anticipativo. Dal punto di vista applicativo vi sono però alcuni importanti aspetti da valutare:

- Il termine derivativo amplifica ed esalta i segnali a larga banda come il rumore elettromagnetico sulla misura.
- La funzione di trasferimento corrispondente al termine derivativo del PID è non propria e quindi non fisicamente realizzabile.
- Il contributo del termine derivativo diviene teoricamente infinito nel caso in cui venga applicato un ingresso di riferimento $r(t)$ a gradino, introducendo sollecitazioni potenzialmente dannose per gli organi di attuazione.

Per risolvere i problemi citati è possibile filtrare con un sistema del primo ordine l'uscita del termine derivativo, sostituendo quindi tale contributo con un termine con funzione di trasferimento propria:

$$D(S) = \frac{sKT_d}{1 + sT_d/N} \quad (6.2)$$

dove la costante di tempo del filtro (T_d/N) è solitamente fissata tra un decimo ed un ventesimo della costante di tempo del termine derivativo T_d .

Per evitare che segnali di riferimento a banda troppo larga, ad esempio un segnale a gradino, producano delle sollecitazioni troppo forti, è possibile modificare lo schema di base del PID (6.1) come mostrato in Figura 6.2. In tale schema viene fornito all'ingresso del termine derivativo la sola misura dell'uscita $y(t)$.

6.2.2 “Anti-Windup” del termine integrale.

Gran parte dello studio dei sistemi dinamici viene condotto utilizzando l'approssimazione di linearità del sistema in esame, sia pure nell'intorno di un punto di lavoro. Una delle principali cause di non linearità consiste nella limitazione fisica degli attuatori: la coppia fornita da un motore elettrico è limitata, una valvola non può essere più che completamente chiusa o completamente aperta.

Questo tipo di non-linearità può incidere profondamente sul comportamento del controllore PID. Infatti consideriamo lo schema di figura 6.3,

A causa della saturazione dell'attuatore, il valore in uscita dal regolatore PID ($v(t)$) può essere differente da quello della variabile di controllo ($u(t)$). Vi può

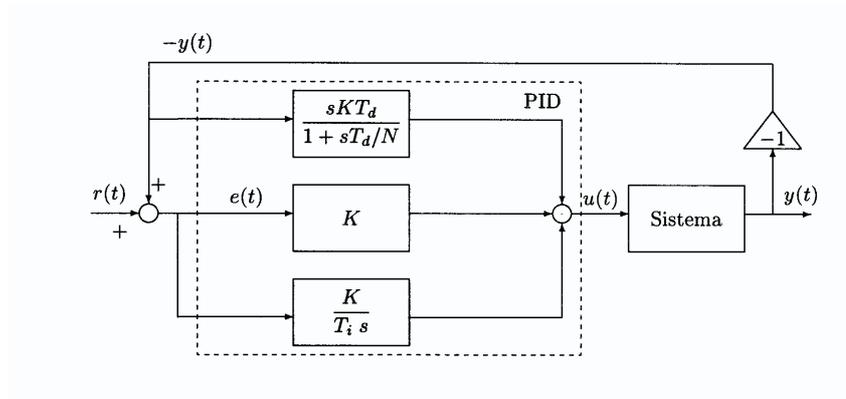


Figura 6.2: Schema a blocchi del PID con limitazione di banda del termine derivativo.

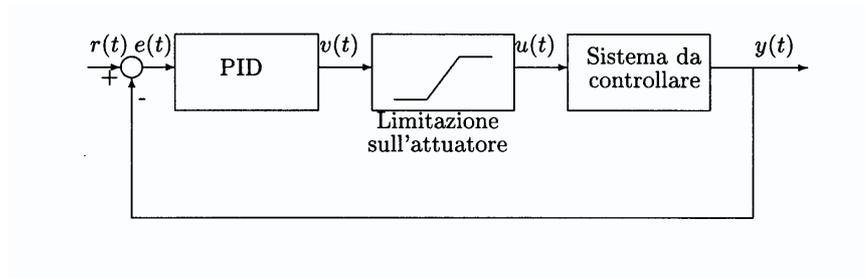


Figura 6.3: Schema a blocchi di un sistema di controllo con limitazione sull'attuatore.

essere saturazione sul valore della variabile di controllo ovvero sulla sua derivata temporale. Tali saturazioni possono venire espresse dalle relazioni:

$$u(t) = \begin{cases} u^+; & \text{if } v(t) \geq u^+ \\ v(t); & \text{if } u^- < v(t) < u^+ \\ u^-; & \text{if } v(t) \leq u^- \end{cases} \quad (6.3)$$

$$\frac{du(t)}{dt} = \begin{cases} d^+; & \text{if } \frac{dv(t)}{dt} \geq d^+ \\ \frac{dv(t)}{dt}; & \text{if } d^- < \frac{dv(t)}{dt} < d^+ \\ d^-; & \text{if } \frac{dv(t)}{dt} \leq d^- \end{cases} \quad (6.4)$$

dove u^- , u^+ , d^- e d^+ sono, rispettivamente, il limite minimo e massimo dell'uscita e della derivata temporale dell'uscita dell'attuatore.

Per capire come la saturazione dell'attuatore influisce sull'azione di controllo del sistema, consideriamo il seguente caso: supponiamo che il sistema si trovi in uno stato di equilibrio (errore nullo). Ad un certo istante viene applicato un gradino al segnale di riferimento $r(t)$, che sollecita il controllore a fornire un gradino al segnale di controllo $v(t)$. A causa della saturazione il segnale di

attuazione $u(t)$ è più basso di $v(t)$ e quindi la variazione del segnale controllato, e quindi dell'errore, sarà inferiore rispetto al caso non limitato. A causa della ridotta velocità della decrescita del segnale di errore, il termine integrale aumenta molto di più rispetto al caso privo di limitazione. Quando poi l'errore tende ad annullarsi, il segnale di controllo rimane alto a causa dell'elevato valore dell'integrale, causando quindi una elevata sovraelongazione e un tempo di assestamento più elevato. Questo fenomeno viene chiamato *windup* del PID.

Nel seguito verranno mostrati alcuni schemi per attenuare il problema della saturazione del termine integrale (dispositivi di "anti wind-up").

Ricalcolo del termine integrale.

Questa tecnica introduce un termine di compensazione $e_s(t) = v(t) - u(t)$ all'ingresso del termine integrale, con segno opposto a quello del segnale di errore $e(t)$. Il segnale di compensazione è nullo fino a che l'uscita del PID non è saturata, mentre fornisce un'azione tendente a diminuire il termine integrale nel caso in cui l'uscita del PID si saturi. In Figura 6.4 sono mostrati due schemi di antisaturazione: il primo utilizza una misura diretta della variabile di controllo $u(t)$, il secondo impiega una stima di $u(t)$ ottenuta tramite un modello dell'attuatore.

Il segnale di compensazione del termine integrale viene filtrato da una funzione di trasferimento $F(s)$ tramite cui è possibile modulare l'azione di desaturazione. Siccome il termine di compensazione entra in un integratore, solitamente la funzione di trasferimento del filtro $F(s)$ è semplicemente una costante $1/T_a$.

Per scegliere correttamente T_a occorre considerare che per T_a molto piccoli l'azione di desaturazione è molto veloce, però è anche facilmente soggetta all'azione di disturbi, se T_a è grande l'azione di desaturazione è lenta.

Integrazione condizionata

In questa tecnica l'ingresso del termine integrale viene azzerato nel caso in cui il segnale di compensazione $e_s(t) = v(t) - u(t)$ sia non nullo (vedi figura 6.5). Se chiamiamo $e_i(t)$ il valore di ingresso del termine integrale, allora l'integrazione condizionata si esprime matematicamente:

$$e_i(t) = \begin{cases} e(t), & \text{se } v(t) = u(t) \\ 0, & \text{se } v(t) \neq u(t) \end{cases} \quad (6.5)$$

6.3 Funzioni e modelli usati nel capitolo

In questo capitolo verranno utilizzati i seguenti files *Maltab* e *Simulink*:

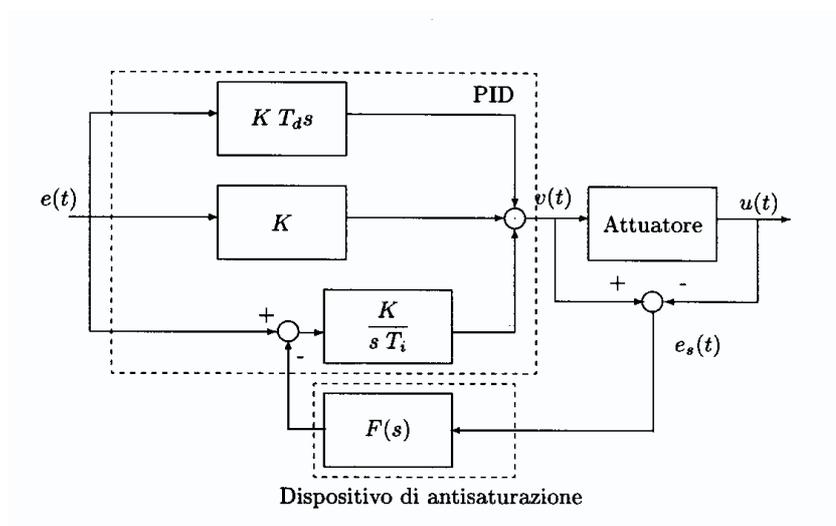
sim1 pid.mdl, sistema in retroazione con PID.

PIDsat.mdl, *subsystem* PID con saturazione.

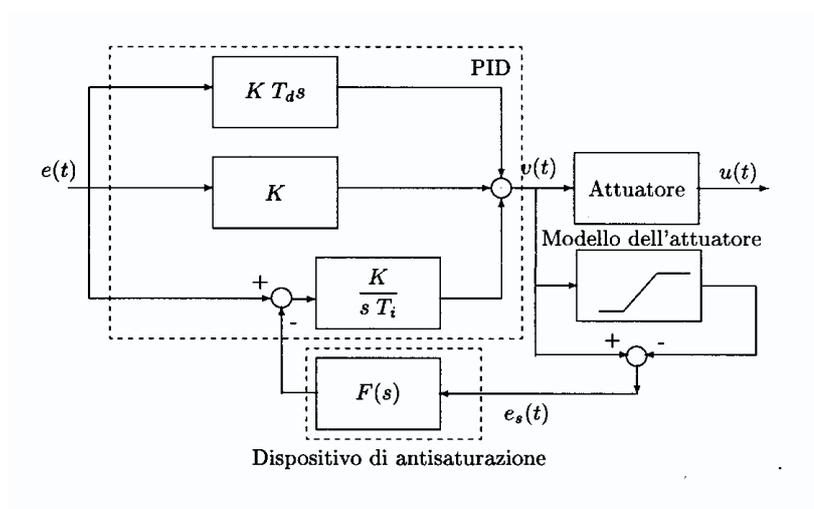
es1 pid.mdl, sistema PID e serbatoio.

es2 pid.mdl, sistema PID e serbatoio.

es3 pid.mdl, sistema PID anti-windup e serbatoio.



(a) Schema con misura della variabile di attuazione.



(b) Schema con stima della variabile di attuazione.

Figura 6.4: Controllore PID con dispositivo di anti-saturazione del termine integrale mediante ricalcolo del termine integrale.

`data pid.mat`, dati di ingresso per il serbatoio.

`id1 pid.mdl`, identificazione della funzione di trasferimento.

`ziegler.m`, formule di Ziegler-Nichols.

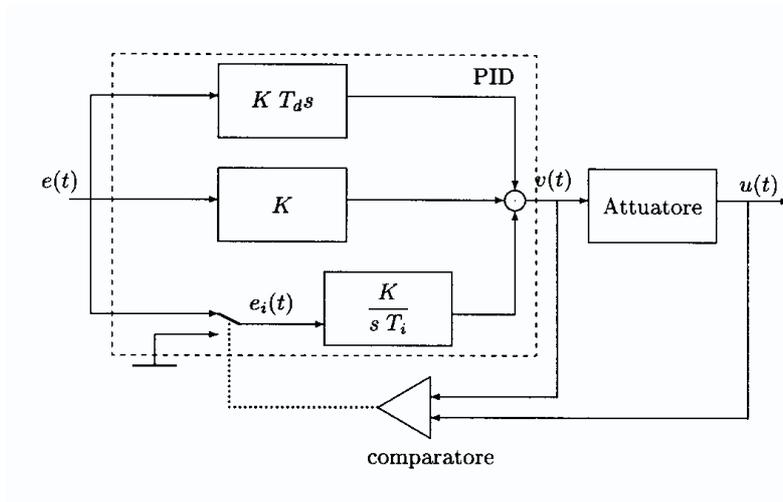


Figura 6.5: Schema di antisaturazione mediante integrazione condizionata.

serbatoio.mdl, modello del serbatoio.

sim2 pid.mdl, schema *Simulink* per l'esercizio 1).

sim3 pid.mdl, schema *Simulink* per l'esercizio 2).

sim4 pid.mdl, schema *Simulink* per l'esercizio 3).

6.4 Controllo di livello di un serbatoio

In questo paragrafo si presenta l'esempio relativo ad un controllo di livello effettuato attraverso un regolatore PID e progettato attraverso specifiche sulla precisione statica.

Si fa riferimento al serbatoio di sezione circolare pari ad A , con $A = 10m^2$ rappresentato in Figura 6.6 con un condotto di ingresso per introdurre liquido con portata Q_i [$\frac{m^3}{s}$] ed uno di uscita, per prelevarne con portata Q_o [$\frac{m^3}{s}$].

Il sistema dinamico può essere rappresentato secondo uno schema *Simulink* come in Figura 6.7, in cui la portata netta Q_n viene divisa per la sezione del serbatoio ed integrata, per ottenere l'altezza del liquido rispetto il fondo, h .

Lo schema del sistema chiuso in retroazione attraverso un controllore PID è rappresentato in Figura 6.8. A valle del PID è stata inserita una saturazione, che limita l'uscita del PID da 0 a 0.2. L'immissione di liquido viene infatti controllata da una valvola rappresentata nello schema di Figura 6.7 e la saturazione tiene conto appunto del limite in portata dovuto alla valvola stessa.

In riferimento allo schema *Simulink* di Figura 6.8, con una portata in uscita pari a $0.05\frac{m^3}{s}$, un riferimento di livello fissato a $9m$ e un livello iniziale pari a $10m$

- progettare un PID con il solo termine proporzionale K tale da garantire un errore di livello inferiore a $0.005m$.

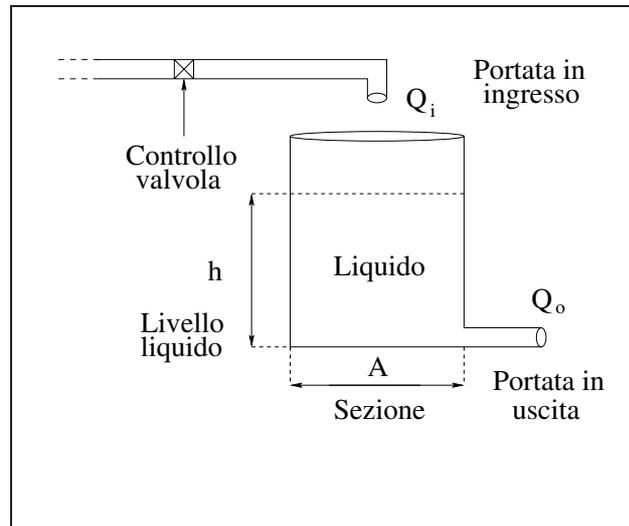
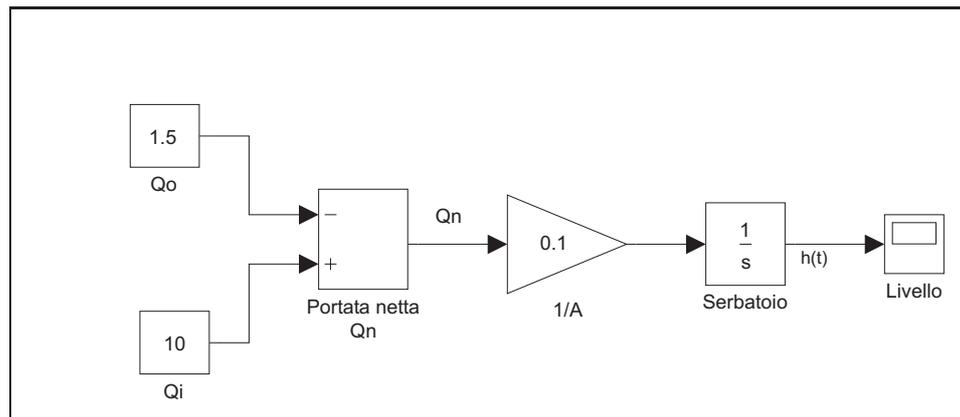


Figura 6.6: Rappresentazione del sistema controllato.

Figura 6.7: Schema *Simulink* del sistema controllato.

- introdurre il termine integrale per annullare l'errore a regime.

Come può essere ricavato dallo schema di Figura 6.9, per avere un errore a regime inferiore a $0.005m$ occorre un guadagno superiore a 10.

Tale guadagno garantisce che il sistema lavori in regime lineare, cioè l'uscita del PID non è soggetta alle limitazioni imposte dalla saturazione. Nelle Figure 6.10 sono rappresentati il livello di riferimento $h_{rif} = 9m$ e il livello del serbatoio $h(t)$.

Si osservi l'andamento del segnale di controllo all'uscita del regolatore riportato in Figura 6.11.

Per ottenere l'annullamento dell'errore a regime, si introduce il termine in-

6.5. PROGETTO DI UN PID CON LE FORMULE DI ZIEGLER-NICHOLS¹²⁷

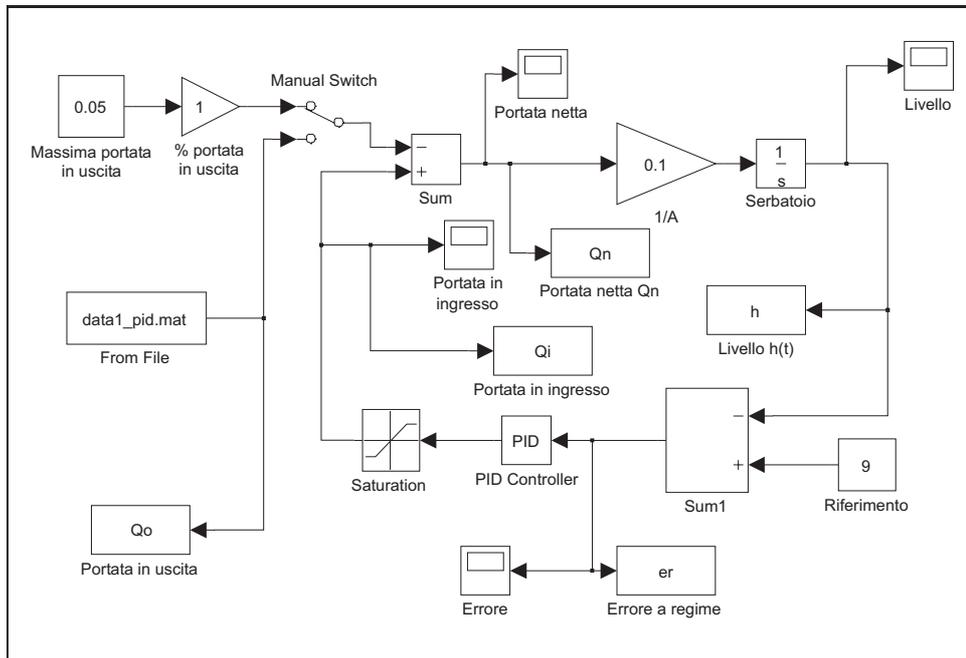


Figura 6.8: Schema *Simulink* del controllo di livello con PID.

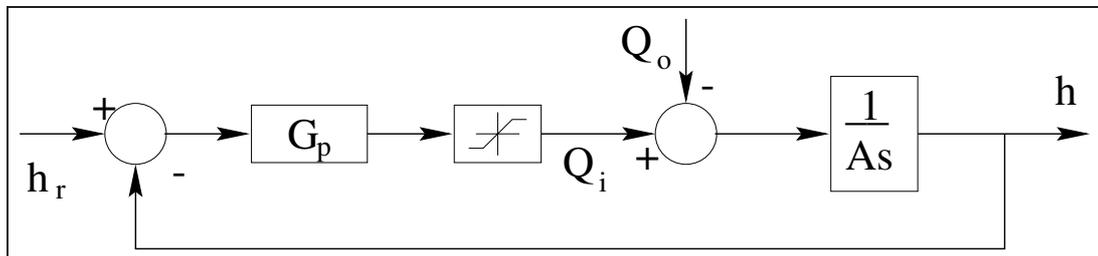


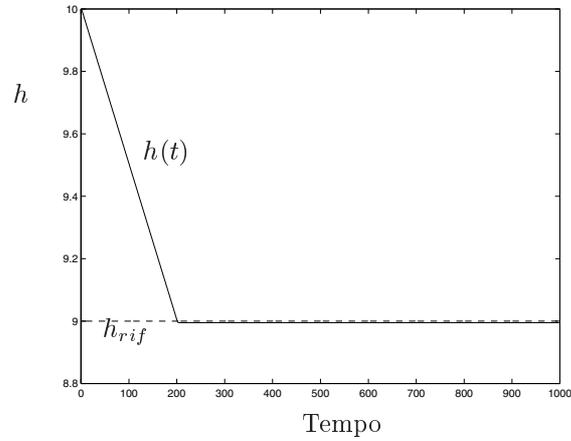
Figura 6.9: Schema a blocchi del controllo di livello con PID.

tegrale con un guadagno pari a 0.2. Anche questo valore evita l'intervento della saturazione.

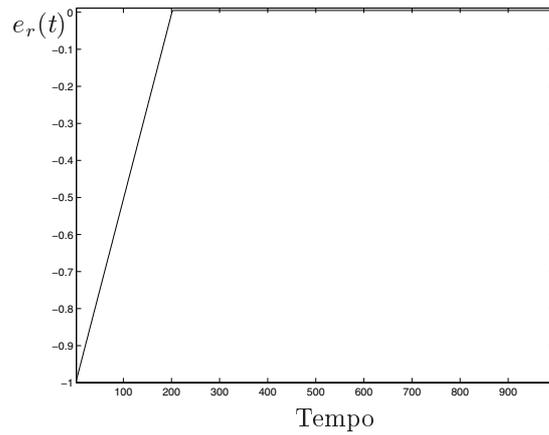
Il nuovo regolatore di tipo PI permette di ottenere un errore a regime nullo come evidenziato in Figura 6.12. L'andamento del segnale Q_i ottenuto attraverso un controllore di tipo PI è riportato in Figura 6.13

6.5 Progetto di un PID con le formule di Ziegler-Nichols

In questo paragrafo si effettuerà il progetto di un PID per un sistema descritto da una funzione di trasferimento utilizzando le relazioni di Ziegler-Nichols



(a)



(b)

Figura 6.10: Livello del serbatoio e livello di riferimento (a) ed errore a regime (b) con regolatore P.

(modificate da Cohen e Coon) calcolate in base alla funzione di trasferimento approssimata.

Si consideri il sistema del quarto ordine descritto dalla funzione di trasferimento

$$G(s) = \frac{1}{(1+s)(1+0.25s)(1+0.5s)(1+0.75s)} \quad (6.6)$$

che può essere approssimata, utilizzando il *metodo delle aree*, dalla funzione

$$G_a(s) = \frac{e^{-1.0652s}}{(1+1.4348s)}. \quad (6.7)$$

6.5. PROGETTO DI UN PID CON LE FORMULE DI ZIEGLER-NICHOLS¹²⁹

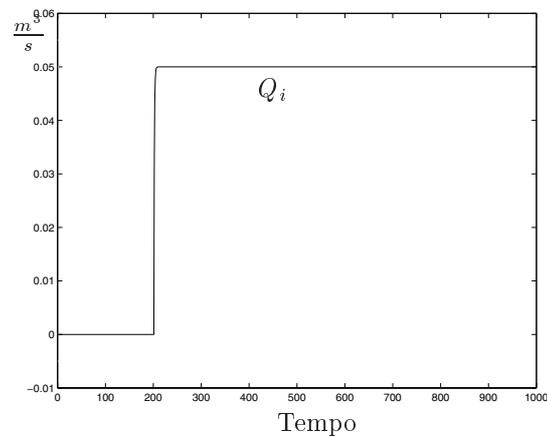


Figura 6.11: Portata in ingresso al serbatoio.

in cui sono stati sostituiti i valori di $\tau = 1.0652$ e $T = 1.4348$. Le relazioni di Ziegler-Nichols sono implementate nella funzione *Matlab* `ziegler.m` che richiede in ingresso τ , T , C_o , il valore di regime della risposta del sistema eccitato da un gradino di ampiezza M_o .

```
function [P,I,D] = ziegler(tau,T,Mo,Co)
%
% function [P,I,D] = ziegler(tau,T,Mo,Co) per il calcolo dei parametri
% del PID. tau e' il tempo di ritardo, T la costante di tempo, Mo l'ampiezza
% del gradino applicato e Co l'ampiezza a regime della risposta.
%

R = tau/T;
Mo = 1;
Co = 1;
N = Co/T;

P = Mo*(4/3+R/4)/(N*tau);
I = (tau*(32+6*R))/(13+8*R);
D = (4*tau)/(11+2*R);
```

Si ottengono i seguenti valori per i parametri del PID

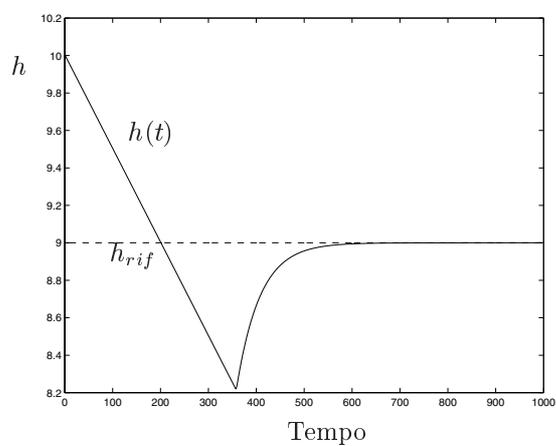
```
>> P
```

```
P =
```

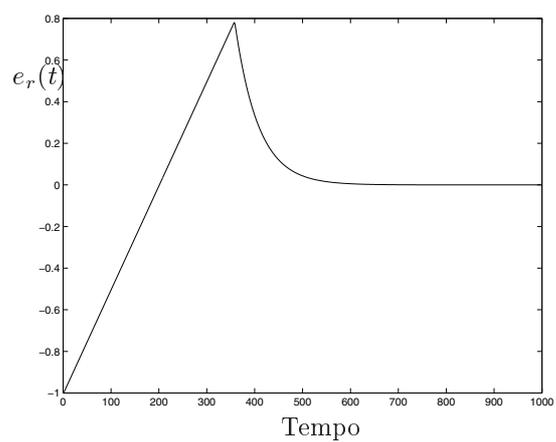
```
2.0460
```

```
>> I
```

```
I =
```



(a)



(b)

Figura 6.12: Livello del serbatoio e livello di riferimento (a) ed errore a regime (b) con regolatore PI.

2.0503

>> D

D =

0.3413

>>

6.5. PROGETTO DI UN PID CON LE FORMULE DI ZIEGLER-NICHOLS 131

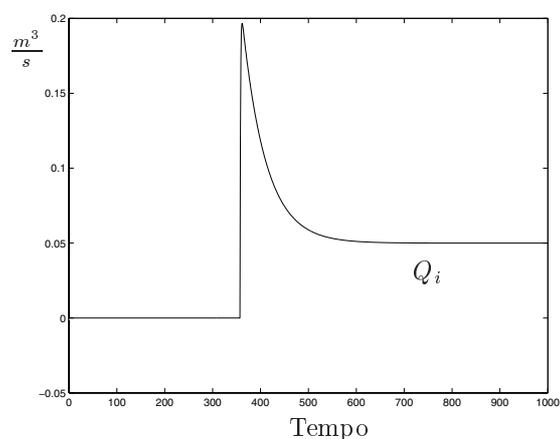


Figura 6.13: Portata in ingresso al serbatoio con regolatore PI.

Il modello *Simulink* per l'identificazione della funzione di trasferimento $G(s)$ con la $G_a(s)$ è riportato in Figura 6.14

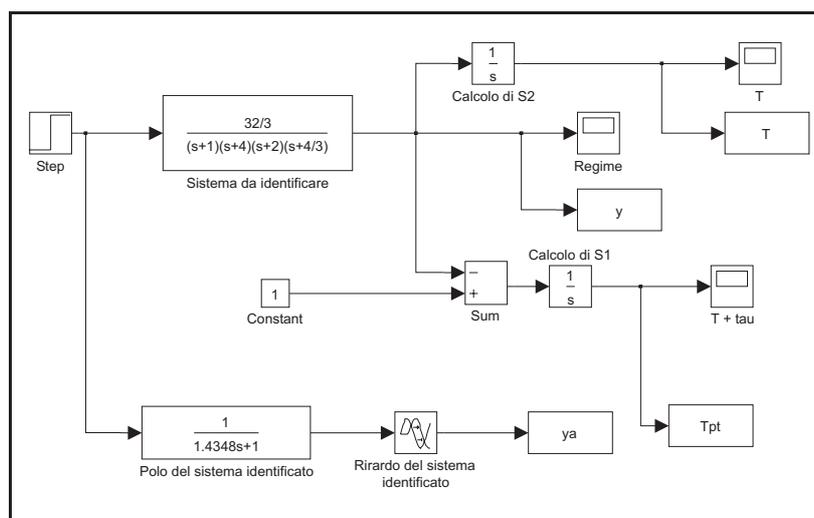


Figura 6.14: Modello *Simulink* per l'identificazione di $G(s)$.

mentre il confronto tra la risposta del sistema reale e quella del sistema approssimato è riportato in Figura 6.15.

In Figura 6.16 viene mostrata l'implementazione di un PID in ambiente *Simulink*, modificata introducendo il blocco di saturazione.

Si utilizza questa versione di PID, in cui il blocco di saturazione viene escluso mettendone rispettivamente come limiti superiore ed inferiore i valori di $+\infty$ e $-\infty$. Con tali parametri il funzionamento del blocco in Figura 6.16 è equivalente a quello del PID semplice già presente nelle librerie di *Simulink*.

Il blocco *Subsystem* PID viene inserito nello schema di Figura 6.17.

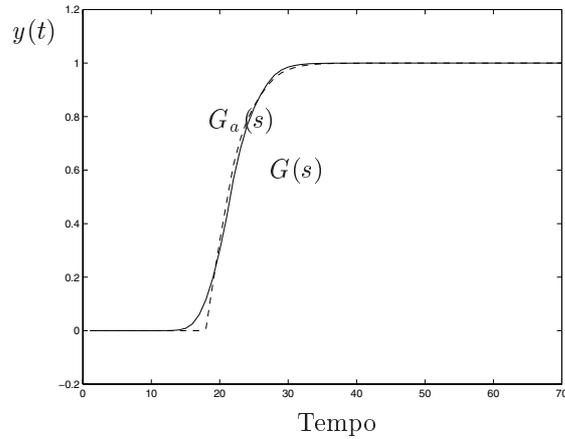


Figura 6.15: Confronto delle risposte al gradino di $G(s)$ e $G_a(s)$.

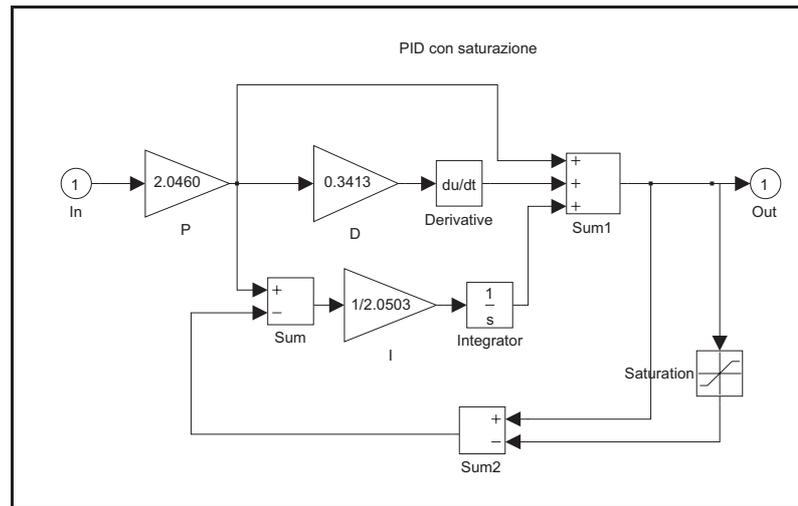


Figura 6.16: Subsystem PID con saturazione in ambiente *Simulink*.

Si confrontano quindi le risposte del sistema controllato senza regolatore e sistema in retroazione col PID. La Figura 6.18 riporta le risposte $y(t)$ del sistema $G(s)$ e $y_c(t)$ del sistema compensato $G_c(s)$.

In Figura 6.18 sono stati anche evidenziati i livelli di $10\% \div 90\%$ e $\pm 5\%$ rispettivamente per la definizione del tempo di salita e il tempo di assestamento.

Come si può osservare dalla Figura 6.18, l'introduzione del PID peggiora le caratteristiche dinamiche della risposta, aumentando la sovraelongazione, ma migliora la velocità della risposta stessa, diminuendo il tempo di salita e lasciando invariato il tempo di assestamento.

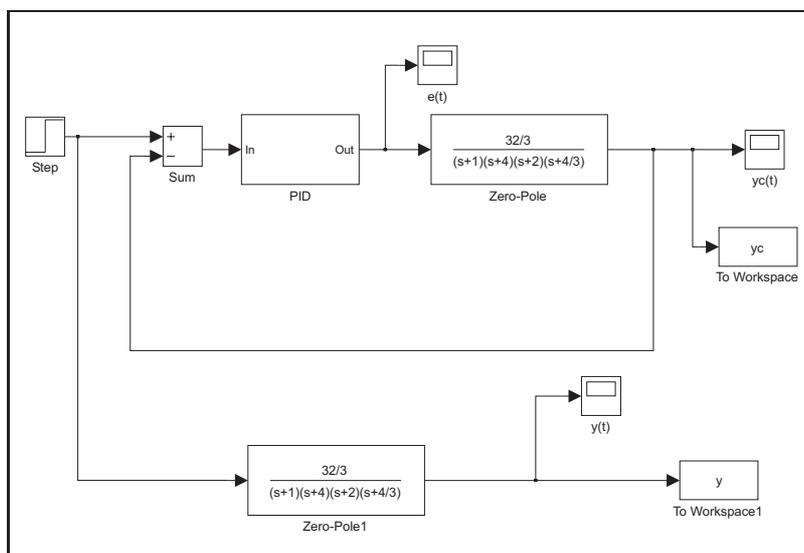


Figura 6.17: Il sistema controllato $G(s)$ in retroazione con il PID.

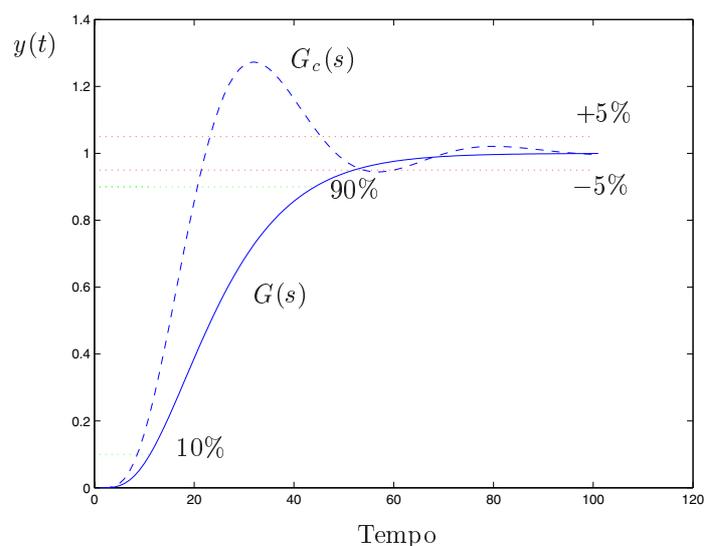
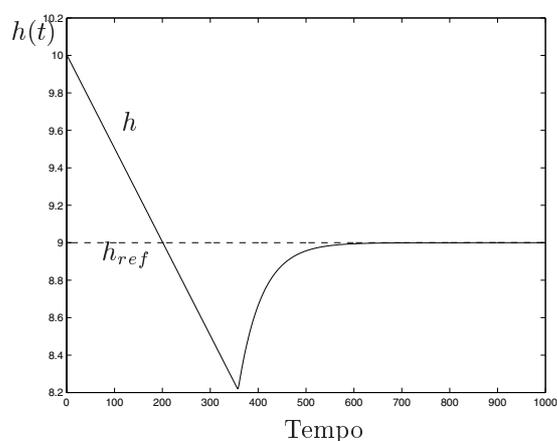


Figura 6.18: Risposte del sistema con e senza compensazione e livelli di riferimento.

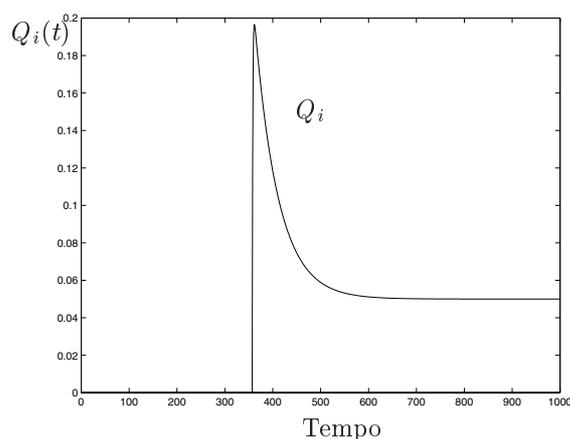
6.6 PID con schema anti-windup

Si consideri lo schema del serbatoio per il controllo di livello utilizzato nel Paragrafo 6.4 in retroazione con un PI classico con $K_p = 10$ e $T_i = 0.2$. Imponendo un prelievo costante al serbatoio si ottengono i seguenti andamenti del livello del serbatoio $h(t)$ e della portata di ingresso Q_i , riportati in Figura 6.19.

Il livello di riferimento è fissato a 9 mentre il serbatoio parte da un livello iniziale



(a)



(b)

Figura 6.19: Livello del serbatoio con PID classico con livello di riferimento (a) e portata in ingresso Q_i (b).

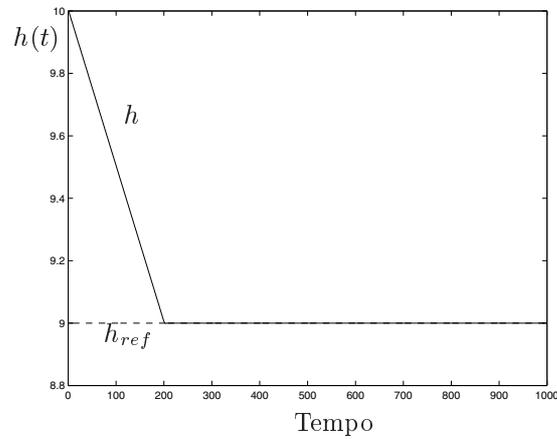
pari a 10.

Successivamente, facendo riferimento ad un PID secondo uno schema riportato in Figura 6.20, con sistema di limitazione della derivata e anti-windup, inserito nel sistema serbatoio-regolatore di Figura 6.21, si ottengono i risultati riportati in Figura 6.22.

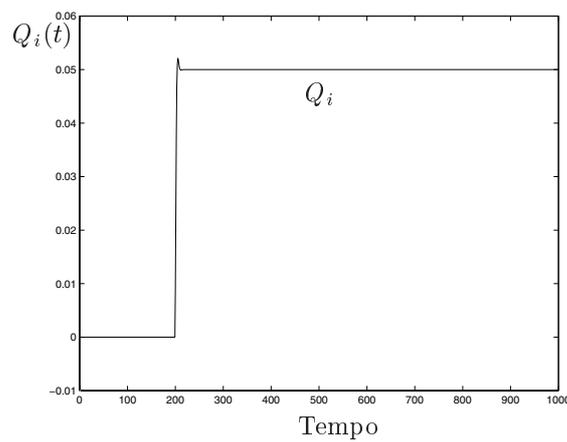
Il PID utilizza i seguenti parametri: $K_p = 10$, $T_i = 0.2$, $T_d = 0$, $N = 5$, $T_t = 3$ e come valori di saturazione $[0, 0.2]$.

La Figura 6.22 riporta il livello del serbatoio confrontato con quello di riferimento e l'andamento del flusso di liquido in ingresso.

Si può notare la risposta più veloce del sistema che utilizza un PID con



(a)



(b)

Figura 6.22: Livello del serbatoio $h(t)$ con PID modificato con livello di riferimento (a) e portata in ingresso Q_i (b).

6.7 Esercizi proposti in aula didattica.

1. Data la funzione di trasferimento

$$\frac{1}{(1+s)^3} \quad (6.8)$$

progettare un regolatore PID utilizzando le formule di Ziegler-Nichols (funzioni del valore del guadagno in retroazione K_o che porta il sistema al limite della stabilità e del periodo delle oscillazioni ottenute T_o).

I parametri K_o e T_o possono essere ottenuti dal luogo delle radici del sistema chiuso in retroazione unitaria con un regolatore di tipo P secondo un guadagno proporzionale K_o . Con le formule di Ziegler-Nichols progettare quindi un PI, un PID ed un PID con limitazione della derivata ($N=10$) e confrontare i risultati ottenuti con i diversi regolatori.

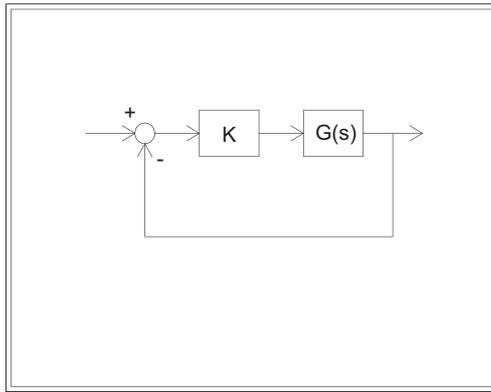
2. Riprendendo il sistema descritto dall'Equazione 6.8 realizzare un PID (con $N=10$) con limitazione dell'azione derivativa (cioè che effettui la derivata solo dell'uscita) e si confronti la risposta con quella ottenuta con PID in forma reale realizzato precedentemente.
3. Riprendendo lo schema che utilizza il PID con derivata reale della sola uscita, si introduca un disturbo sull'uscita stessa (rumore bianco con varianza 0.01) e si calcoli l'andamento nel tempo del segnale di controllo per $N = 10$ e $N = 30$. Fare prove con N diverso e giustificare teoricamente i risultati ottenuti.

Risoluzione

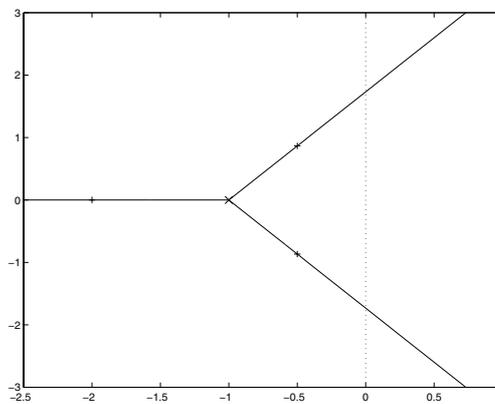
- Utilizzando il programma *TFI* è possibile calcolare il luogo delle radici del sistema

$$G(s) = \frac{1}{(1+s)^3} \quad (6.9)$$

chiuso in retroazione unitaria, secondo lo schema di Figura 6.23, determinando così il valore di K che porta a due poli sull'asse immaginario.



(a)



(b)

Figura 6.23: Schema in retroazione (a) e poli del sistema (b).

È così possibile determinare il valore di K che porta a due poli sull'asse immaginario, $K = K_o = 8$ e dalla parte immaginaria dei poli stessi ricavare la pulsazione delle oscillazioni $\omega = 1.732 \frac{rad}{s}$. Il periodo delle oscillazioni risulta $T_o = \frac{2\pi}{\omega} = 3.63s$.

Utilizzando le formule di Ziegler-Nichols si ottengono i parametri per i regolatori:

- PI: $K_p = 0.45K_o = 3.6$, $T_i = 0.85T_o = 3.8$;
- PID: $K_p = 0.6K_o = 4.8$, $T_d = 0.12T_o = 0.4356$; $T_i = 0.5T_o = 1.8150$;
- PID a derivata limitata: $K_p = 0.6K_o = 4.8$, $T_d = 0.12T_o = 0.4356$, $T_i = 0.5T_o = 1.8150$, $N = 10$.

I tre regolatori per il sistema di partenza (6.9) sono rappresentati in Figura 6.24. Le rispettive uscite sono y_{c1} , y_{c2} e y_{c3} .

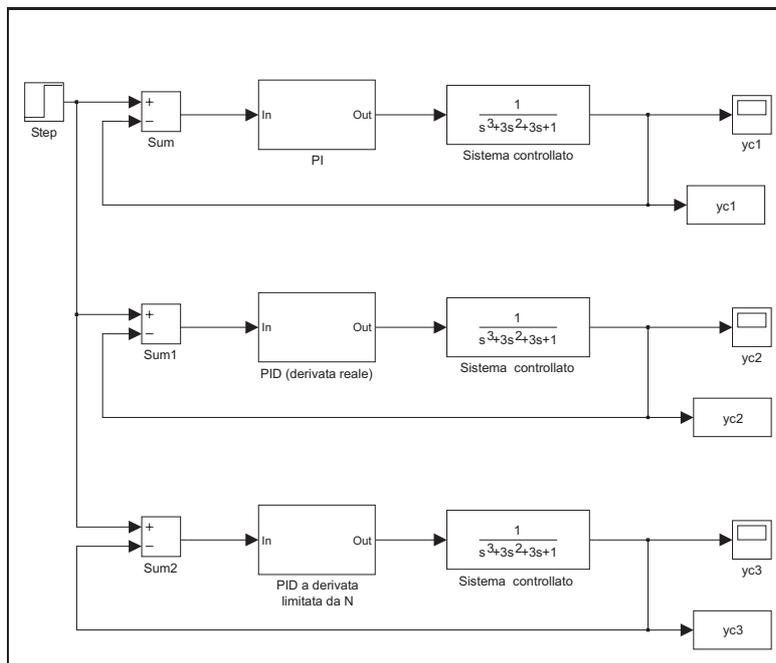


Figura 6.24: Regolatori PI, PID e PID a derivata limitata da N.

Le risposte dei sistemi vengono confrontate in Figura 6.25.

Si può notare come il passaggio da un regolatore PI ad un PID classico ed uno a derivata reale permetta di ottenere un miglioramento in termini di tempo di assestamento. La massima sovraelongazione e tempo di salita non migliorano in maniera altrettanto significativa.

2. Si consideri il sistema rappresentato in Figura 6.26. Implementa, come in precedenza, il sistema 6.9 con due modelli di regolatore PID.

Il primo modello di PID, rappresentato in Figura 6.27, utilizza la realizzazione a derivata reale del segnale errore, mentre il secondo deriva, sempre con lo stesso schema, la sola uscita del sistema.

Tale schema è utile qualora il sistema venga eccitato con un gradino. Il segnale risulta applicato al derivatore generando un segnale di tipo impulsivo

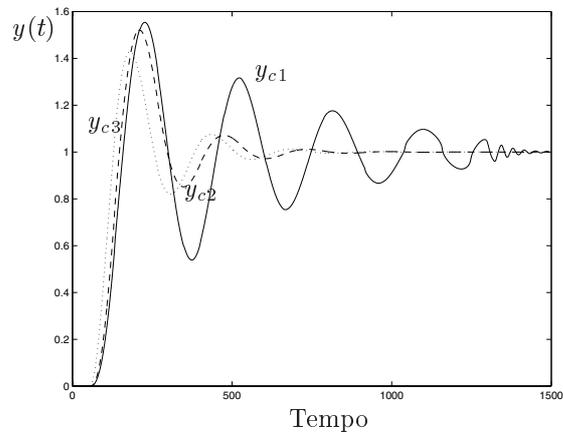


Figura 6.25: Risposte dei regolatori PI, PID e PID a derivata limitata.

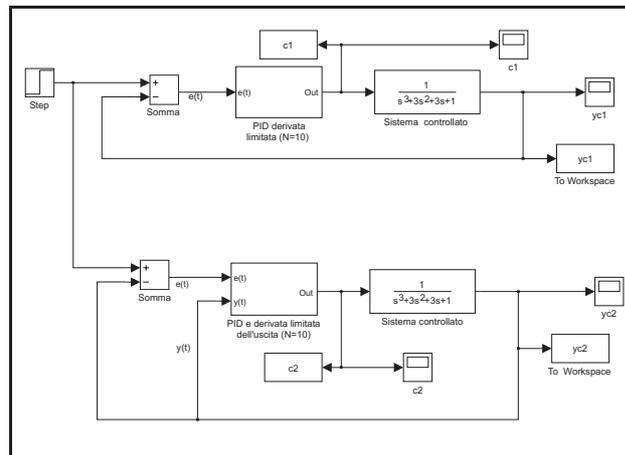
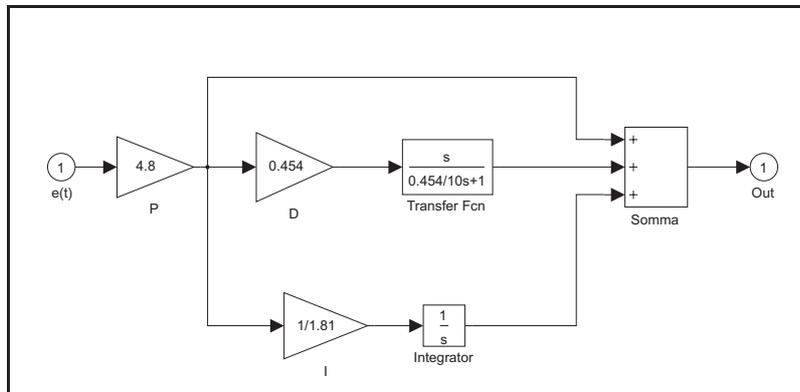


Figura 6.26: Schemi con PID a derivata limitata dell'errore e con PID a derivata limitata dell'uscita (con $N=10$).

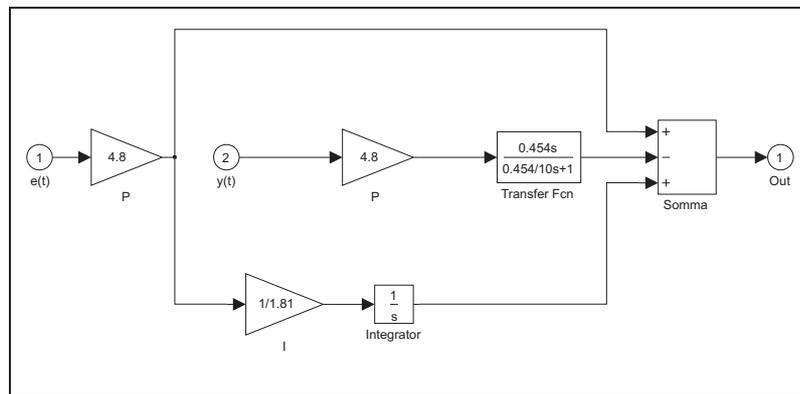
che potrebbe provocare la saturazione dell'attuatore e l'allontanamento del sistema dalla condizione di linearità di funzionamento. Per questa ragione frequentemente l'azione derivativa viene esercitata sulla sola variabile di uscita $y(t)$. Infatti l'uscita del sistema puramente dinamico ha usualmente le caratteristiche di un passabasso che limitano le variazioni brusche del segnale di ingresso.

La Figura 6.28 illustra le caratteristiche del funzionamento di un PID a derivata dell'uscita con un PID a derivata dell'errore.

Dai grafici si può notare che l'eliminazione del picco impulsivo dalla variabile di controllo in corrispondenza della variazione a gradino del segnale di ingresso produce un lieve deterioramento della risposta del sistema. L'andamento delle variabili di controllo è rappresentato in Figura 6.29.



(a)



(b)

Figura 6.27: Schemi con PID a derivata reale dell'errore (a) e con PID a derivata reale dell'uscita (b).

L'asse dei tempi è stato modificato per evidenziare l'andamento delle variabili di controllo durante il transitorio.

- Lo schema rappresentato nella Figura 6.30 riporta lo schema di due PID a derivata reale della sola uscita con due valori di N pari a 10 e 30.

Sull'uscita si è introdotto un rumore bianco a valore medio nullo e deviazione standard del 10%.

La Figura 6.31 riporta l'andamento dell'uscita $y(t)$ nel tempo in presenza del disturbo sull'uscita per $N = 10$ ed $N = 30$ con il gradino $u(t)$ che eccita il sistema.

L'andamento di $y_{c_i}(t)$ è praticamente indistinguibile per i due valori di N .

Le variabili di controllo, invece, calcolate per $N = 5$ ed $N = 30$ risultano

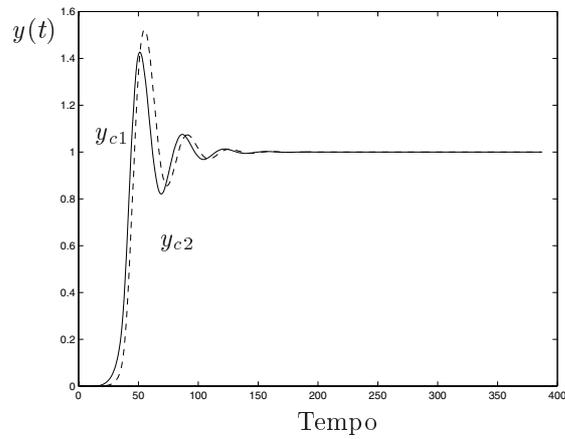


Figura 6.28: Risposte del PID a derivata dell'errore (y_{c1}) e del PID a derivata dell'uscita (y_{c2}).

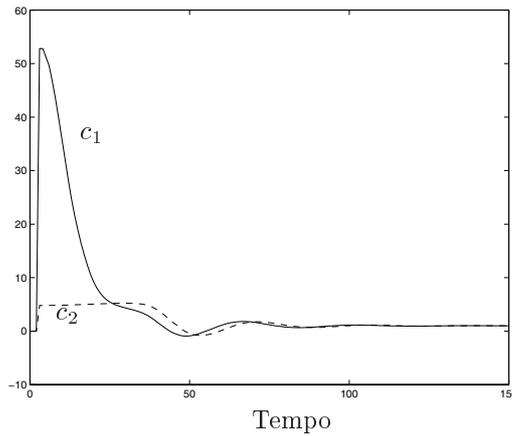


Figura 6.29: Variabili di controllo del PID a derivata dell'errore (c_1) e del PID a derivata dell'uscita (c_2).

significativamente diverse. In particolare, la variabile per $N = 30$ è eccessivamente sollecitata dall'operatore di derivata all'interno del PID, come mostra la Figura 6.32

Questi risultati sono in accordo con il fatto che la funzione di trasferimento del blocco che realizza la derivata reale ha il modulo dell'ampiezza crescente con N . Aumentare N significa quindi allargare la banda passante e quindi anche la prontezza del sistema.

I risultati di questo esempio mettono in luce le difficoltà connesse con l'impiego dei regolatori PID, soprattutto se i parametri non vengono progettati a partire da un modello accurato dell'impianto: l'inserimento dell'azione derivativa può produrre una variabile di controllo eccessivamente solleci-

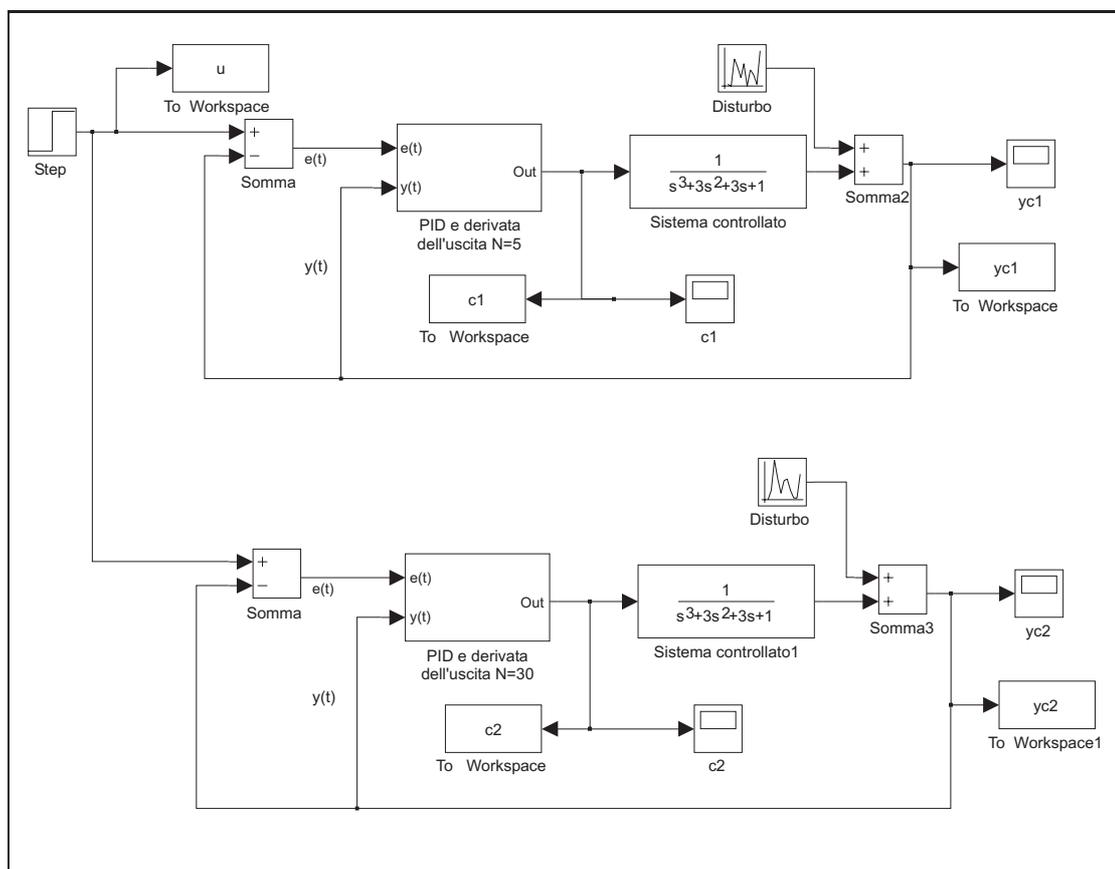


Figura 6.30: Schemi con PID a derivata reale dell'uscita e diversi valori di N .

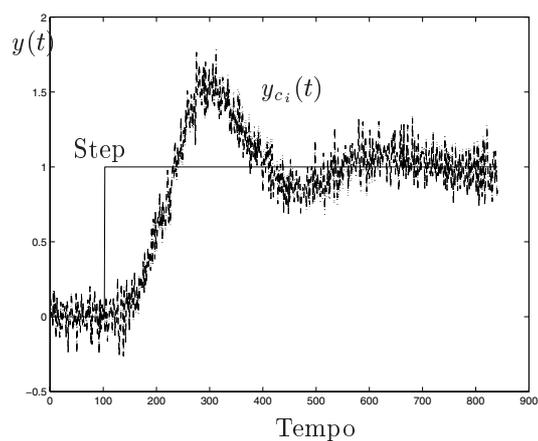
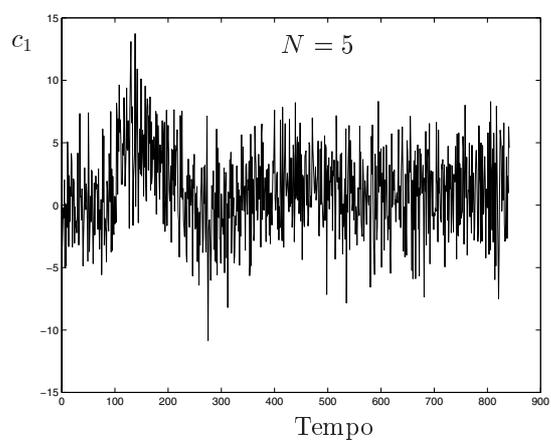
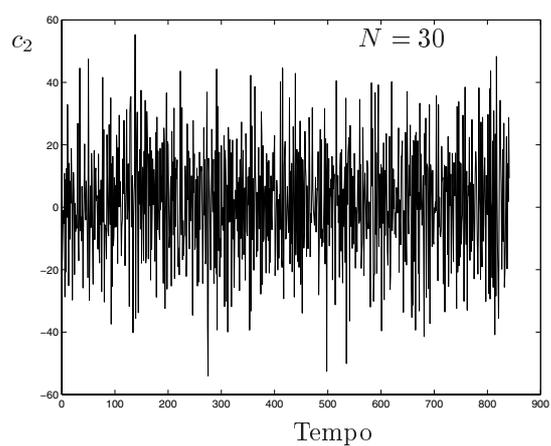


Figura 6.31: Uscite $y_{c_i}(t)$ degli schemi con PID a derivata dell'uscita per i due valori di N .



(a)



(b)

Figura 6.32: Variabili di controllo del PID a derivata dell'uscita per $N = 5$ (a) ed $N = 30$ (b).

tata, senza comportare un miglioramento significativo delle prestazioni.

Bibliografia

- [1] K. Sigmon, *MATLAB Primer*. University of Florida, Florida, Second Edition ed., 1992. (Si scarica dalla rete).
- [2] The MathWorks, Inc., *Matlab, The Language of Technical Computing. Getting Started with MATLAB.*, version 5.1 ed., May 1997. (In formato pdf su CD Matlab).
- [3] The MathWorks Inc., *Matlab User's Guide*, 1993.
- [4] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. Workman, *Digital Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley, Third Edition ed., 1998.
- [5] L. F. Shampine and M. W. Reichel, "The Matlab Ode Suite," tech. rep., The MathWorks, Inc, 1997. (Disponibile anche come file in formato pdf).
- [6] The MathWorks Inc., *Simulink User's Guide*, 1995.
- [7] C. Bonivento, C. Melchiorri, and R. Zanasi, *Sistemi di Controllo Digitale*. Bologna, Italy: Progetto Leonardo, Esculapio Ed., Marzo 1995.
- [8] G. Marro, *TFI: insegnare e apprendere i controlli automatici di base con Matlab*. Bologna: Zanichelli, I ed., Ottobre 1998.
- [9] C. Fantuzzi, *Controllori Standard PID*. Versione 1.2, Appunti del Corso, 1a ed., Maggio 1997.
- [10] P. Bolzern, R. Scattolini, and N. Schiavoni, *Fondamenti di controlli automatici*. Milano: McGraw-Hill, I ed., Marzo 1998.
- [11] B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 7th ed., 1995.
- [12] M. Tibaldi, *Note introduttive a Matlab e Control System Toolbox*. Bologna: Progetto Leonardo, 1993.