PROGETTO DI UN SERVOPOSIZIONATORE ELETTRICO

Controllo di posizione con tecnica DOB

Gruppo composto da:

Frizzarin Nicolò	1216781
Ginato Lorenzo	2003299
Hossain Syed Ehfaz	1163721
Toffanello Pietro	2000204

Relatori: Antonello Riccardo, Oboe Roberto

Corso di Laurea Triennale di Ingegneria Meccatronica, Universitá di Padova

Settembre 2023

Indice - parte I

- Obiettivi dell'esperienza e specifiche di progetto
- Teoria del DOB
  - Idea di base
  - Schema generale
  - Funzioni di trasferimento
  - Design Filtro Q(s)
- Modellizzazione del motore CC
- Progettazione del controllore PD (metodo di Bode)
- Simulazione con Matlab-Simulink (con e senza DOB)
- Simulazione con Matlab-Simulink (modello con/senza coefficiente attrito viscoso)
  - Analisi della risposta in transitorio
  - Analisi della risposta a regime

Indice - parte II

- Descrizione sistema sperimentale
- Analisi della risposta in transitorio e a regime - motore reale (modello con/senza coefficiente attrito viscoso)
- Confronto con i dati sperimentali
- Considerazioni finali
- Ringraziamenti
- Approfondimento: Verifica del funzionamento del DOB con riferimento di velocità variabile a trapezio
- Bibliografia

Obiettivi dell'esperienza

Obiettivi:

- Realizzazione di un sistema di controllo di posizione per un motore elettrico in CC.
- Il sistema utilizza la tecnica del Disturbance Observer (DOB) per compensare la coppia di disturbo.
- Il sistema viene racchiuso in un anello di retroazione facente capo ad un controllore PID (senza azione integrale, già implementata dal DOB) ricevente in ingresso un riferimento di posizione.
- Si verifichi l'inseguimento a regime di un segnale di riferimento, nel caso in cui il modello nominale del motore sia:

$$P_n(s) = \frac{1}{s(Js + b)} \tag{1}$$

Obiettivi dell'esperienza

- Si verifichi l'insegumento a regime del sistema nel caso in cui il modello nominale del motore sia:

$$P_n(s) = \frac{1}{Js^2} \tag{2}$$

- Verificare il comportamento del sistema con segnale di ingresso a gradino e segnale di ingresso a rampa, per entrambe le funzioni di trasferimento del motore; osservare come cambia l'errore di inseguimento a regime e in transitorio.
- Si utilizzi MATLAB Simulink per la simulazione, per l'apparato sperimentale si passi in modalità Simulink Real-Time. Confrontare i dati ottenuti sperimentalmente con quelli simulati. In particolare si confronti:
  - Tempo di salita
  - Sovraelongazione
  - Tempo di assestamento

Obiettivi dell'esperienza

- Provare ad acquisire le stesse misurazioni scollegando il DOB dal sistema, osservare che cosa accade e come varia il valore dell'errore a regime.
- Verificare che il DOB sia in grado di compensare una variazione dell'inerzia del motore. Si raddoppi l'inerzia dei dischi e si applichi in ingresso un segnale di velocità trapezoidale per avere accelerazioni positive, negative e nulle.

- L'osservatore del disturbo (DOB) è un metodo talvolta utilizzato nei sistemi di controllo al fine di ottenere robustezza contro disturbi ed incertezze del modello.
- Ad esempio in un motore, nel caso in cui ad una coppia nominale sia sovrapposta una coppia di disturbo, il DOB compensa il disturbo con una retroazione sul comando.

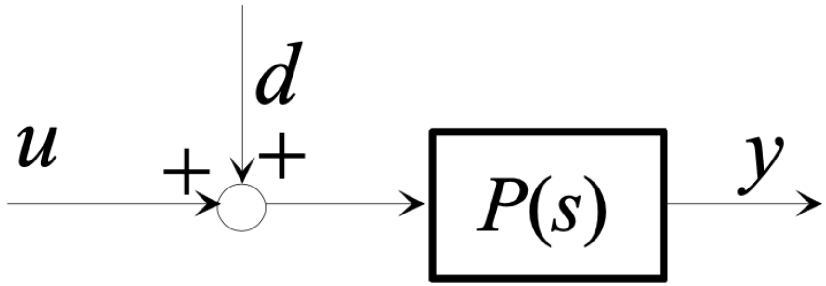


Figura: Sistema dinamico con disturbo sovrapposto

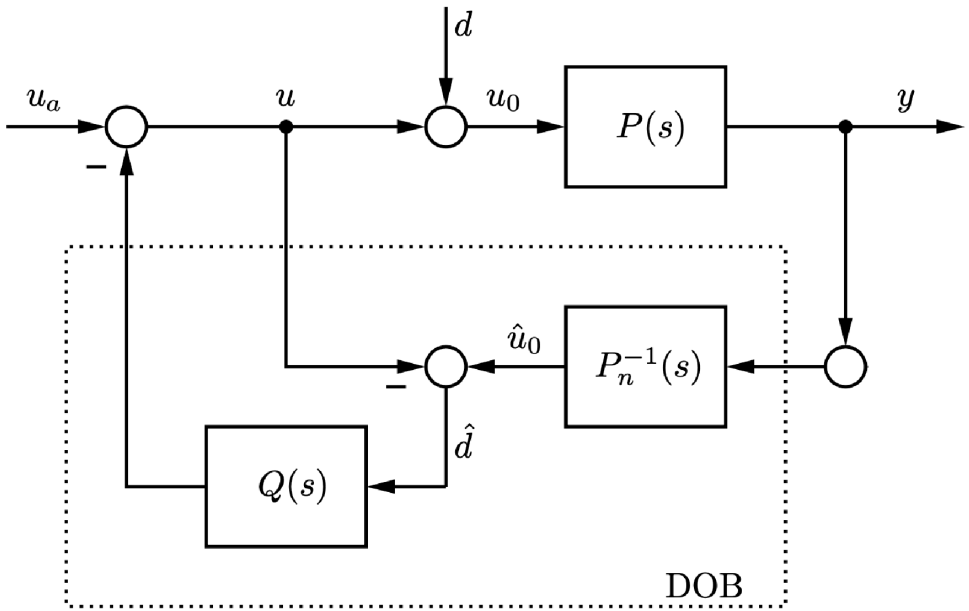


Figura: Schema generale DOB

- P(s): Modello da controllare
- Q(s): Filtro passa basso
- P_n(s): Modello nominale

OSSERVAZIONE: Il DOB è utilizzato solo per la compensazione del disturbo in questione; per ottenere le prestazioni di controllo desiderate è necessario aggiungere un ulteriore controllore con relativo ramo di retroazione.

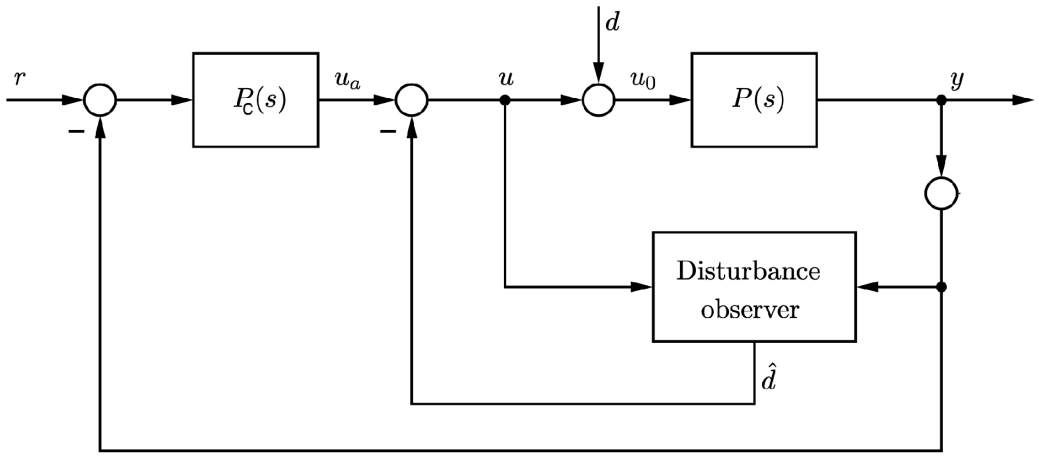


Figura: $P_c(s)$ può essere ad esempio un controllore PID

Teoria del DOB

- Sfruttando l'algebra degli schemi a blocchi, dopo alcuni rimaneggiamenti, otteniamo lo schema indicato nella figura sottostante. Si è fatto uso del suddetto schema come modello a cui fare riferimento per un successivo progetto.

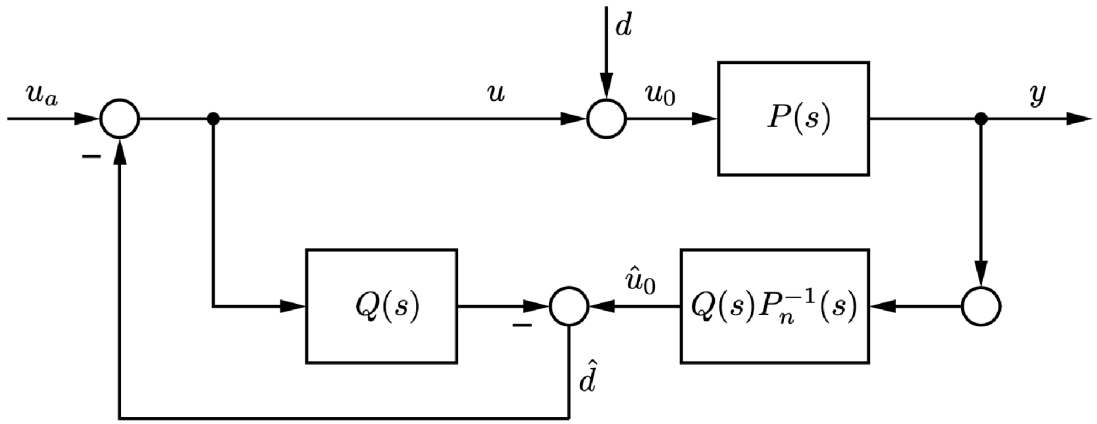


Figura: Schema del DOB utilizzato in simulazione

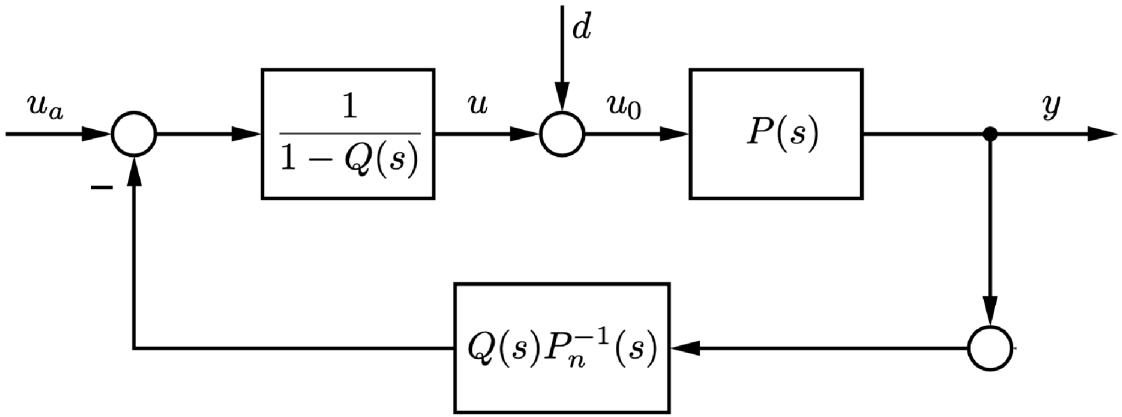


Figura: Schema del DOB dopo ulteriori semplificazioni

$$G_{u_a y}(s) = \frac{P(s)P_n(s)}{Q(s)[P(s) - P_n(s)] + P_n(s)} \tag{3}$$

$$G_{dy}(s) = \frac{P(s)P_n(s)[1 - Q(s)]}{Q(s)[P(s) - P_n(s)] + P_n(s)} \tag{4}$$

Teoria del DOB

Se il modello nominale coincide con quello reale, ovvero se vale la condizione:

$$P(s) = P_n(s) \tag{5}$$

- La funzione $G_{u_a y}(s)$ si semplifica nel seguente modo:

$$G_{u_a y} = P(s) \tag{6}$$

- La funzione $G_{dy}(s)$ si semplifica nel seguente modo:

$$G_{dy}(s) = P(s)[1 - Q(s)] \tag{7}$$

$\rightarrow$ Allora il DOB è "trasparente" rispetto ad un eventuale controllore esterno, ciò significa che DOB e controllore possono essere progettati separatamente.

Struttura generale per il filtro Q(s):

$$Q(s) = \frac{1 + \sum_{k=1}^{N-r} a_k (\tau\, s)^k}{1 + \sum_{k=1}^{N} a_k (\tau\, s)^k}$$

- N = ordine del filtro Q(s)
- r = grado relativo di Q(s)
- $\omega_c = 1/\tau$ = frequenza di taglio del filtro

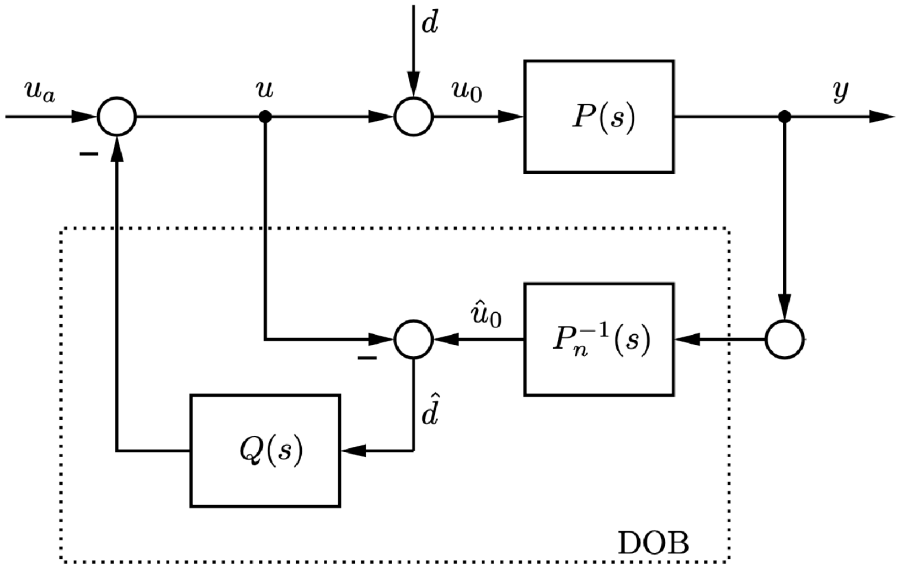
Esempio: Nel caso di un modello $P_n(s)$ di grado 2 il filtro può assumere la forma di un sistema sottosmorzato del secondo ordine:

$$Q(s) = \frac{K}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{8}$$

- Il filtro Q(s) è necessario dal momento che il reciproco del modello nominale, ovvero P_n^{-1}, non è una funzione propria.
- Il grado relativo di Q(s) deve essere almeno maggiore o uguale al grado di $P_n(s)$ per garantire la realizzabilità fisica del DOB.
- Nei sistemi di controllo la compensazione del disturbo è solitamente richiesta a basse frequenze. Q(s) dovrà pertanto essere modellato come un filtro passa-basso.
- Per compensazione perfetta del disturbo:

$$G_{dy}(s) = P(s)[1 - Q(s)] = 0 \rightarrow Q(s) = 1$$

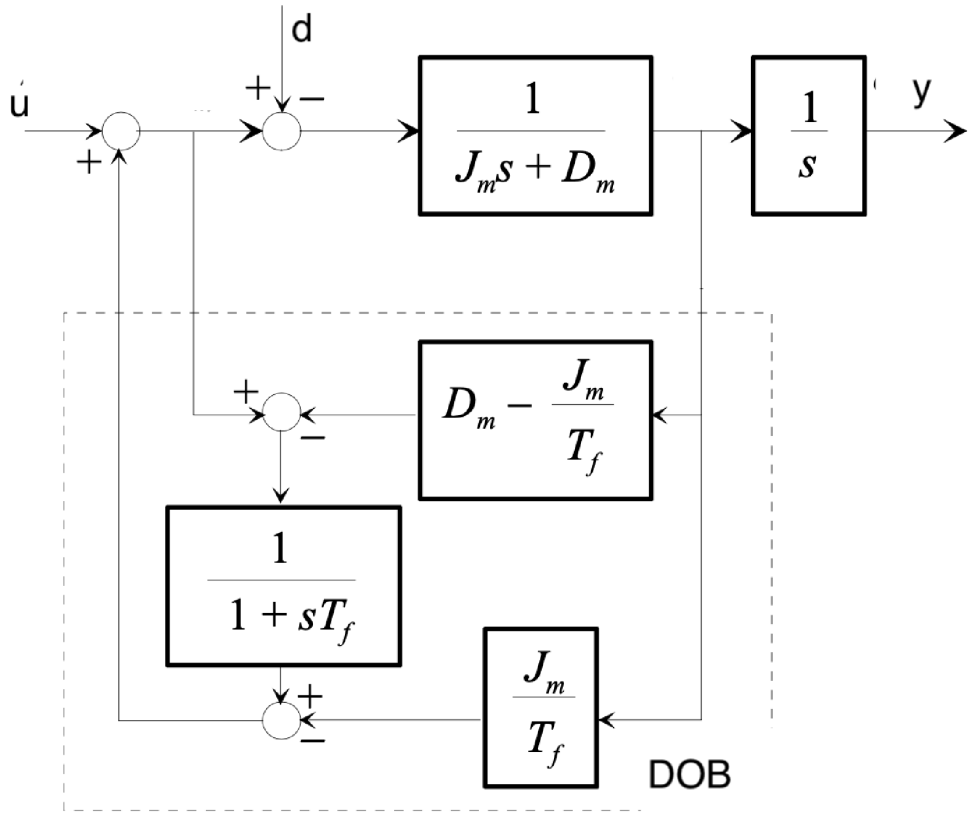
Per comprendere meglio il funzionamento del DOB riprendiamo la figura dello schema generale:



Definiamo:

$$\rightarrow P(s) = \frac{1}{J_m s^2 + D_m s}$$

$$\rightarrow Q(s) = \frac{1}{1 + sT_f}$$



Dallo schema del DOB riportato in figura si può ricavare la funzione che lega ingresso e uscita:

$$y(s) = \frac{1}{J_m s^2 + D_m s}[u(s) - G_f(s)d(s)] \qquad (9)$$

dove G_f è un filtro passa alto nella forma:

$$G_f = \frac{sT_f}{1 + sT_f} \tag{10}$$

- Pertanto se il segnale di disturbo d(s) si trova a basse frequenze, come nella maggior parte dei casi, questo viene efficacemente filtrato dall'azione del filtro passa alto.
- L'azione filtrante da parte di G_f è tanto più efficace quanto è più piccola la costante di tempo T_f.

Specifiche di progetto

Parametri del motore CC:

$I_{nom} = 3$	[A]	Corrente nominale
$I_{picco} = 6$	[A]	Corrente di picco
$J_{rot} = 2.7 \cdot 10^{-5}$	[kgm^2]	Inerzia rotorica
$J_{disc} = 1.598 \cdot 10^{-4}$	[kgm^2]	Inerzia disco
$J_n = J_{rot} + J_{disc}$	[kgm^2]	Inerzia totale
$T_{stat} = 0.02$	[Nm]	Coppia di attrito statico
$b = 3 \cdot 10^{-4}$	[Nm/s]	Coeff. di attrito viscoso
$R_{avv} = 3.85$	[Ohm]	Resistenza avvolgimenti
$Kt = 0.071$	[Nm/A]	Costante di coppia

Parametri scheda di acquisizione e driver:

$V_{max} = 3$	[V]	Tensione massima di output del DAC.
$Ki = 2$	[A/V]	Transconduttanza del servoaz.

Modellizzazione del motore CC

Il funzionamento del motore è a **corrente impressa**. Sebbene il controllore PD generi un segnale di tensione, questo viene convertito in un segnale di corrente attraverso una **transconduttanza**:

$$K_i = 2 \quad [A/V]$$

Dato che il motore in questione è un motore in corrente continua a eccitazione indipendente, **l'equazione della coppia** è come segue:

$$\tau = K_t i_a \tag{11}$$

K_t è la costante di coppia.

Modellizzazione del motore CC

La **funzione di trasferimento** del motore è del primo ordine:

$$P'(s) = \frac{veloc.}{coppia} = \frac{W(s)}{T(s)} = \frac{1}{(J_{rot} + J_{disc})s + b} \qquad (12)$$

- inerzia del rotore J_{rot}
- inerzia del disco J_{disc}

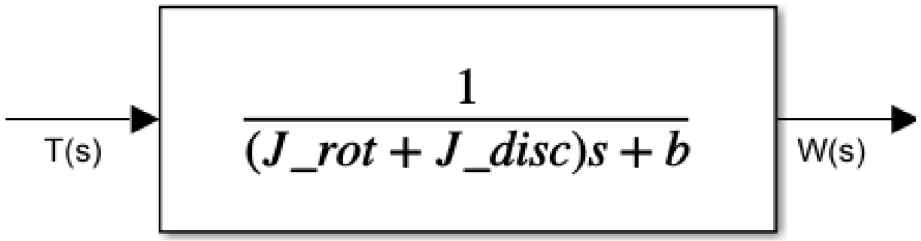


Figura: Blocco P'(s)

Modellizzazione del motore CC

Spiegazione: partendo dall'equazione di bilancio delle coppie:

$$\tau - \tau_L = b\omega + (J_{rot} + J_{disc})\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{dt}} \tag{13}$$

eseguendo la **trasformata di Laplace**, dopo qualche passaggio algebrico otteniamo la funzione di trasferimento del motore **P'(s)** *(ipotizzando carico nullo $\tau_L = 0$)*:

$$T(s) = b\Omega(s) + s(J_{rot} + J_{disc})\Omega(s) \tag{14}$$

$$\rightarrow \Omega(s) = \frac{T(s)}{(J_{rot} + J_{disc})s + b} \tag{15}$$

$$\rightarrow P'(s) = \frac{\Omega(s)}{T(s)} = \frac{1}{(J_{rot} + J_{disc})s + b} \tag{16}$$

Modellizzazione del motore CC

La funzione di trasferimento **P(s)** che lega la tensione in uscita **u** del controllore alla posizione θ del motore è:

$$P(s) = \frac{\Theta(s)}{U(s)} = K_i K_t P'(s) \frac{1}{s} \tag{17}$$

Campo dei valori di tensione [-3 ; +3] [V]

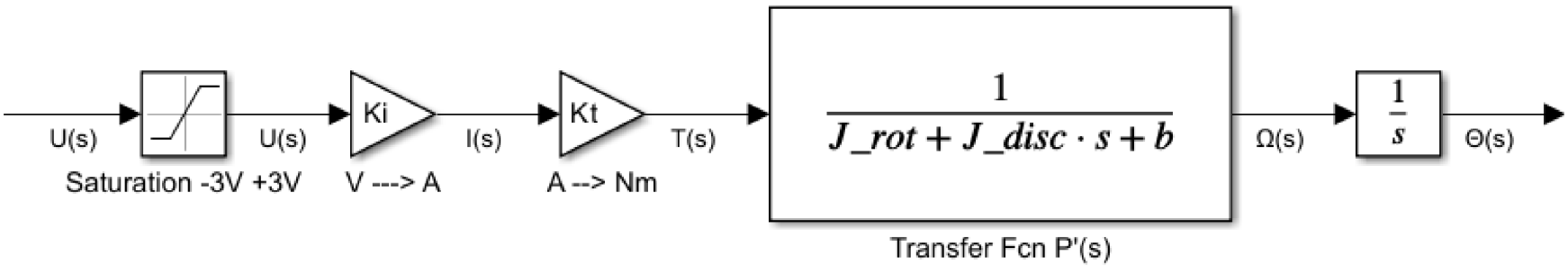


Figura: Schema del modello del motore CC

Progettazione del controllore PD (metodo di Bode)

Quale è lo scopo del PID?

Il controllore PID ha lo scopo di **controllare** l'uscita di un sistema affinché essa segua il riferimento dato. L'uscita del sistema **y** viene confrontato con il riferimento **r**, l'errore **e** ricavato viene dato in ingresso al controllore che produce in uscita un segnale **u**

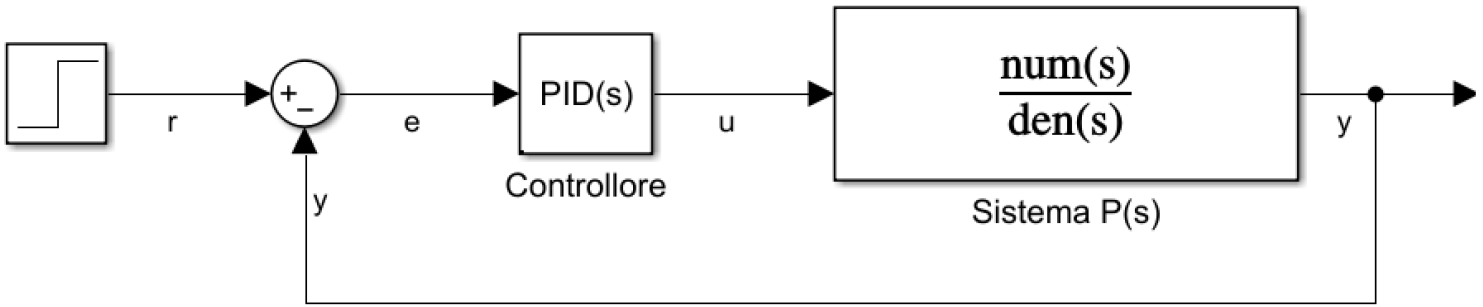


Figura: Controllo in catena chiusa con PID

Progettazione del controllore PD

Il segnale in uscita **u** dal PID è la somma di **3 contributi:**

- Proporzionale: $K_p e(t)$
- Integrale: $K_i \int_0^t e(\tau)\, d\tau$
- Derivativo: $K_d \frac{d}{dt} e(t)$

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

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t)$$

Figura: Equazione PID $\quad T_i = K_p/K_i \quad T_d = K_d/K_p$

Progettazione del controllore PD (metodo di Bode)

Supponiamo di imporre un gradino unitario come segnale di riferimento:

- Il contributo **proporzionale** influisce sul tempo di salita e sull'errore a regime, i quali diminuiscono all'aumentare di K_p.
- Il contributo **integrale** serve per annullare l'errore a regime, introducendo però una **sovraelongazione** (overshoot).
- Per ovviare al problema della sovraelongazione si aggiunge un contributo **derivativo**.
  All'aumentare di K_d si riduce la sovraelongazione.

Grazie alla presenza del DOB verrà utilizzato un controllore di tipo PD.

Progettazione del controllore PD (metodo di Bode)

Per una configurazione PD si pone $K_i = 0$. I restanti coefficienti K_p e K_d possono essere calcolati tramite diverse tecniche tra cui il metodo di Bode.

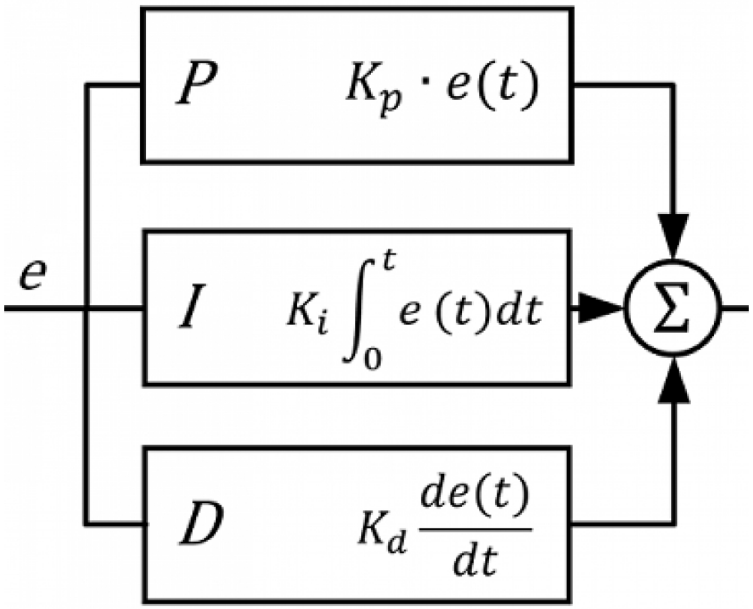


Figura: schema generico di un PID

Progettazione del controllore PD (metodo di Bode)

Per calcolare il contributo derivativo in un controllo reale, viene utilizzato una approssimazione della derivata (derivata filtrata). Questo perché la derivata pura non è ricreabile nella realtà.

- PD con derivata ideale:

$$C_{PD}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_d s = K_p(1 + T_D s) \qquad (18)$$

- PD con derivata filtrata:

$$C_{PD}(s) = K_p + K_d \frac{N}{1 + \frac{N}{s}} = K_p(1 + \frac{T_D s}{1 + \frac{T_D}{N} s}) \qquad (19)$$

  N è un numero adimensionale scelto abbastanza grande da non compromettere la banda passante del motore: $N = 200$

Calcolo dei coefficienti del controllore PD

Per il controllo vengono richieste le seguenti **prestazioni**:

- Pulsazione di attraversamento: $\omega_{gc} = 100$ [rad/s]
- Margine di fase: $\phi = 60 \quad deg = \frac{\pi}{3}$ [rad]

L'esperienza prevede di simulare un controllo con un DOB progettato considerando **due** possibili **modelli nominali** dell'impianto:

- con attrito viscoso: $P_n(s) = \frac{1}{(J_n s + b_n)s}$
- senza attrito viscoso: $P_n(s) = \frac{1}{J_n s^2}$

Calcolo dei coefficienti del controllore PD

Cosa cambia per il calcolo dei coefficienti K_p e K_d?
Nel primo caso:

$$P_n(s) = P(s) \tag{20}$$

Il DOB risulta trasparente al PD, il modello del sistema è:

$$G_{uy} = \frac{P(s)P_n(s)}{Q(s)[P(s) - P_n(s)] + P_n(s)} = P(s) \tag{21}$$

$$G_{uy} = \frac{\Theta(s)}{U(s)} = K_t K_i P'(s)\frac{1}{s} = K_t K_i \frac{1}{(J_n s + b)s} \tag{22}$$

Calcolo coefficienti del controllore PD

Poiché l'azione integrale è già presente nel sistema
$\rightarrow$ il controllore è di tipo 0. Per calcolare i coefficienti abbiamo bisogno dei seguenti parametri:

- **Correzione di guadagno**

$$\Delta K = \frac{1}{|P(j\omega_{gc})||C_0(j\omega_{gc})|}, \quad C_0(j\omega_{gc}) = 1$$

- **Correzione di fase**

$$\Delta\phi = \Phi - \angle(P(j\omega_{gc})) - \pi$$

Tramite MATLAB è possibile ricavare facilmente questi valori:

$$abs(1/P(j\omega_{gc})) = 13.1566\,dB$$

$$angle(P(j\omega_{gc})) = -3.1255\,rad$$

$\rightarrow \Delta\phi = \Phi - \angle P(j\omega_{gc}) - \pi = 1.03115\,rad$

Calcolo dei coefficienti del controllore PD

Il coefficiente K_p viene calcolato tramite la formula:

$$K_p = \Delta K cos(\Delta\phi) = 6.7604 \tag{23}$$

K_d viene calcolato con la seguente formula:

$$K_d = \frac{\Delta K sin(\Delta\phi)}{\omega_{gc}} = 0.1129 \tag{24}$$

Il controllore PD è in configurazione parallela e sarà quindi:

$$C_{PD} = 6.76041 + 0.1129 \frac{200}{1 + 200\frac{1}{s}} \tag{25}$$

Calcolo dei coefficienti del controllore PD

Nel secondo caso il modello nominale differisce da quello del motore

$$P_n(s) = \frac{1}{J_n s^2} \neq P(s) = \frac{1}{(J_n s + b_n)s}$$

La dinamica dell'impianto assume due comportamenti:

$$G_{uy} = \frac{P(s)P_n(s)}{Q(s)[P(s) - P_n(s)] + P_n(s)}$$

- Ad alte frequenze Q(s) ≈ 0 :
  $\rightarrow G_{uy} \approx P(s)$
- A basse frequenze Q(s) ≈ 1 :
  $\rightarrow G_{uy} \approx P_n(s)$

Calcolo coefficienti del controllore PD

Poiché siamo a basse frequenze il PD può essere progettato considerando $P_n(s)$ come modello di impianto:

- **Correzione di guadagno**

$$\Delta K = \frac{1}{|G_{uy}(j\omega_{gc})||C(j\omega_{gc})|} = 13.3020\,dB$$

- **Correzione di fase**

$$\Delta\phi = \Phi - (j\omega_{gc}) - \pi = \frac{\pi}{3} + 3.1364 - \pi = 1.0420\,rad$$

Calcolo dei coefficienti del controllore PD

Il coefficiente K_p viene calcolato tramite la formula:

$$K_p = \Delta K cos(\Delta\phi) = 6.7108 \tag{26}$$

K_d viene calcolato con la seguente formula:

$$K_d = \frac{\Delta K sin(\Delta\phi)}{\omega_{gc}} = 0.1149 \tag{27}$$

Il controllore PD è in configurazione parallela e sarà quindi:

$$C_{PD} = 6.7108 + 0.1149 \frac{200}{1 + 200\frac{1}{s}} \tag{28}$$

Script MATLAB per calcolare K_p e K_d

```
% Parametri del motore in corrente continua------------------------------%
Kt      =0.071;             % [Nm/A]        costante di coppia
J_rot   =2.7*10^-5;         % [kg*m^2]      inerzia rotorica
J_disc  =1.598*10^-4;       % [kg*m^2]      inerzia dischi
J       =J_rot+J_disc;      % [kg*m^2]      inerzia totale
R_avv   =3.85;              % [Ohm]         resistenza avvolgimenti
T_stat  =0.02;              % [Nm]          coppia di attrito statico
b       =3*10^-4;           % [Nm/s]        coeff. di attrito viscoso
I_nom   =3;                 % [A]           corrente nominale
I_picco =6;                 % [A]           corrente di picco

% Parametri driver e scheda di acquisizione-----------------------------%
V_max   =3;                 % [V]           tensione massima
                            %               DAC
Ki      =2;                 % [A/V]         transconduttanza
                            %               servoazionamento

% Parametri del LPF Q(s)-------------------------------------------------%
omega_n =2*pi*30;           % [rad/s]       pulsazione naturale
delta   =0.7;               %               fattore di smorzamento
K       =(omega_n)^2;       %               guadagno filtro

% Saturazione comando di coppia------------------------------------------%
T_max=Kt*I_nom;              % [Nm]          coppia massima

% Quantizzazione encoder-------------------------------------------------%
i_giro=2000;                % [1/giro]      impulsi per giro dell'encoder
q=(360/i_giro)*(2*pi/360);  % [1/rad]       quanto dell'encoder

```

Figura: Script MATLAB

Script MATLAB per calcolare K_p e K_d

```
31  % Parte di script per il calcolo dei coefficienti del regolatore PD
32  %-------------------------------------------------------------------------%
33  % Parametri del controllore PD, progettato con il metodo di Bode
34  % kd e kp vengono calcolati in automatico dallo script
35
36  selettore=0;                        % 0=con coefficiente attrito viscoso
37                                      % 1=senza coefficiente attrito viscoso
38
39  % Specifiche controllore PD--------------------------------------------%
40
41   omega_gc = 100;                    % [rad/s]  frequenza di attraversamento
42   phi_mar  = pi/3;                   % [rad]    margine di fase
43   s        = 1i*omega_gc;            %          variabile di Laplace
44   %errore nullo a regime con in ingresso un gradino
45
46   % fdt complessiva dell'impianto è:
47   % I(s)=[P(s)*Pn(s)]/[Q(s)*(P(s)-Pn(s))-Pn(s)]*Ki*Kt
48
49   % fdt del controllore PD è:            C(s)=Kp+Kd*s
50
51
52  if(selettore==0)                    % modello motore con coefficiente
53                                      % attrito viscoso
54                                      % allora I(s)=Ki*Kt*P(s)
55
56   num = Ki*Kt;                       % numeratore funzione di trasferimento
57   den = (J_disc+J_rot)*(s)^2 + b*s;  % denominatore funzione
58   I=num/den                          % di trasferimento G
59                                      % fdt complessiva
```

Figura: Script MATLAB

Script MATLAB per calcolare K_p e K_d

```
61   guadagno_C = 1/abs(I);            % correzione di guadagno richiesta
62   fase_C = -pi+phi_mar-angle(I);    % correzione di fase richiesta
63
64   Kp = guadagno_C*cos(fase_C);              % coefficiente proporzionale
65   kd = (1/omega_gc)*guadagno_C*sin(fase_C); % coefficiente derivativo
66
67
68  elseif(selettore==1)               % modello motore senza
69                                     % coefficiente attrito viscoso
70                                     % allora I(s) non si semplifica
71
72
73   % Ki serve per trasformare
74   % la tensione applicata in ingresso in una corrente.
75   % Kt serve per trasformare
76   % la corrente in una coppia da applicare sul motore
77
78   % funzione di trasferimento del motore CC : P(s)------------------------%
79   num_P = 1;                                % num fdt P
80   den_P =(J_disc+J_rot)*(s)^2 + b*s;        % den fdt P
81   P=num_P/den_P;                            % fdt P
82
83   % funzione di trasferimento del modello in simulazione : Pn(s)----------%
84   num_Pn=1;                                 % num. fdt P_n
85   den_Pn=(J_rot+J_disc)*(s)^2;              % den. fdt P_n
86   P_n=num_Pn/den_Pn;                        % fdt P_n
87
88   % funzione di trasferimento del LPF Q(s)--------------------------------%
89   num_Q=K;                                  % num fdt P_n
90   den_Q=(s)^2 + 2*delta*omega_n*s + K;      % den fdt P_n
91   Q=num_Q/den_Q;                            % fdt P_n
92
```

Figura: Script MATLAB

Script MATLAB per calcolare K_p e K_d

```
83   % funzione di trasferimento del modello in simulazione : Pn(s)----------%
84   num_Pn=1;                                   % num. fdt P_n
85   den_Pn=(J_rot+J_disc)*(s)^2;                % den. fdt P_n
86   P_n=num_Pn/den_Pn;                          % fdt P_n
87
88   % funzione di trasferimento del LPF Q(s)-------------------------------%
89   num_Q=K;                                    % num fdt P_n
90   den_Q=(s)^2 + 2*delta*omega_n*s + K;        % den fdt P_n
91   Q=num_Q/den_Q;                              % fdt P_n
92
93   % fdt compleessiva-----------------------------------------------------%
94   I=((P*Ki*Kt)*(P_n*Ki*Kt))/(Q*((P*Ki*Kt)-(P_n*Ki*Kt))+(P_n*Ki*Kt));
95
96   guadagno_C = 1/abs(I);                      % calcolo delta_K
97   fase_C = -pi+phi_mar-angle(I);              % calcolo delta_phi
98
99   Kp = guadagno_C*cos(fase_C);               % coefficiente proporzionale
100  kd = (1/omega_gc)*guadagno_C*sin(fase_C); % coefficiente derivativo
101  end
```

Figura: Script MATLAB

Simulazione con MATLAB-Simulink

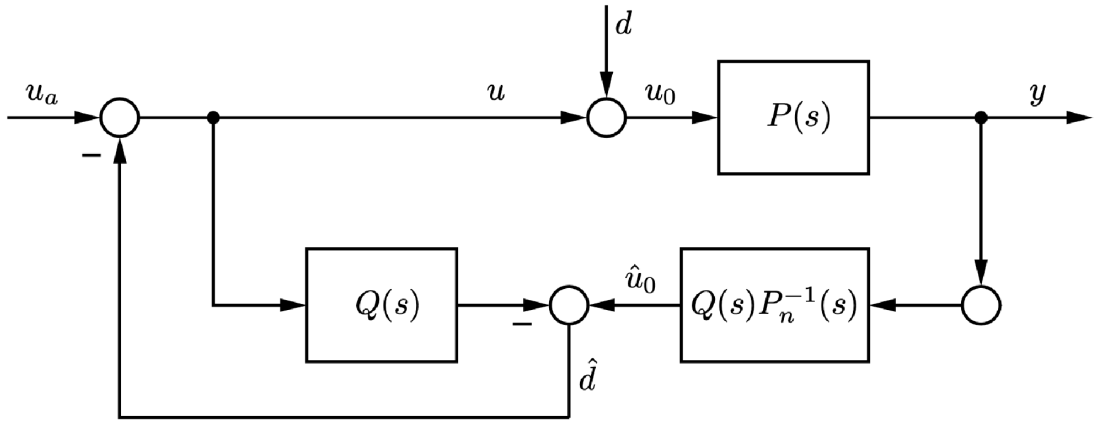


Figura: Schema del DOB

Sono state testate due configurazioni differenti del DOB:

- Primo caso: impianto nominale $\rightarrow P_n(s) = \frac{1}{(J_n s + b_n)s}$
- Secondo caso: impianto nominale $\rightarrow P_n(s) = \frac{1}{J_n s^2}$

Simulazione con MATLAB-Simulink

$$Q(s) = \frac{K}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2}$$

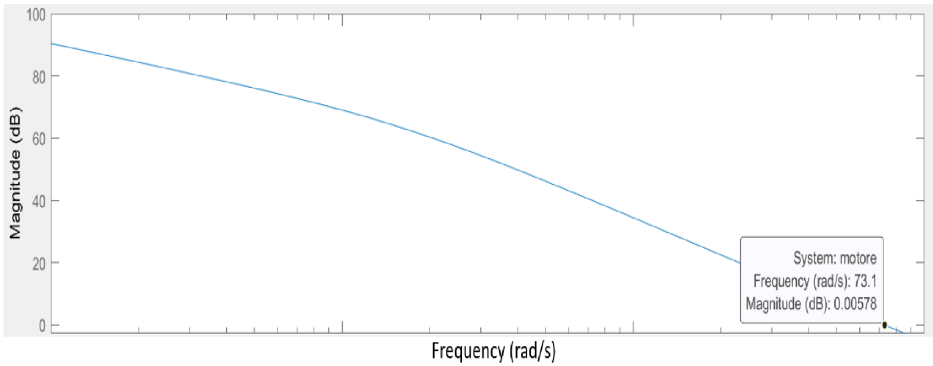


Figura: Diagramma di Bode del modulo della FDT del motore.

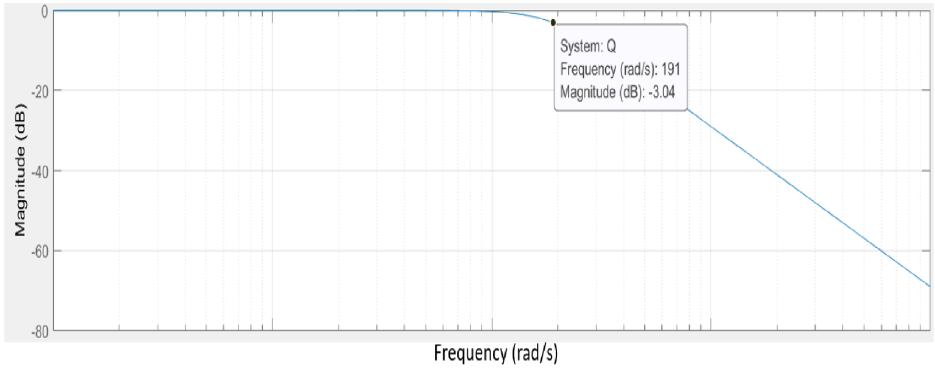


Figura: Diagramma di Bode del modulo di Q(S).

Simulazione con MATLAB-Simulink (modello privo del DOB)

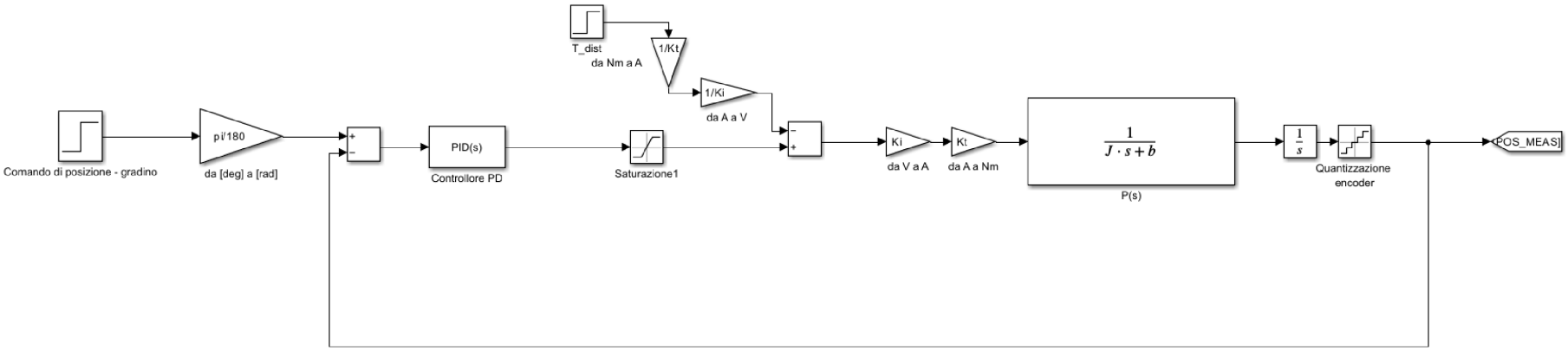


Figura: modello impianto privo del DOB.

Analisi della risposta del sistema senza DOB

In assenza del DOB il sistema simulato non è in grado di compensare la coppia di disturbo costante dovuta all'attrito statico.

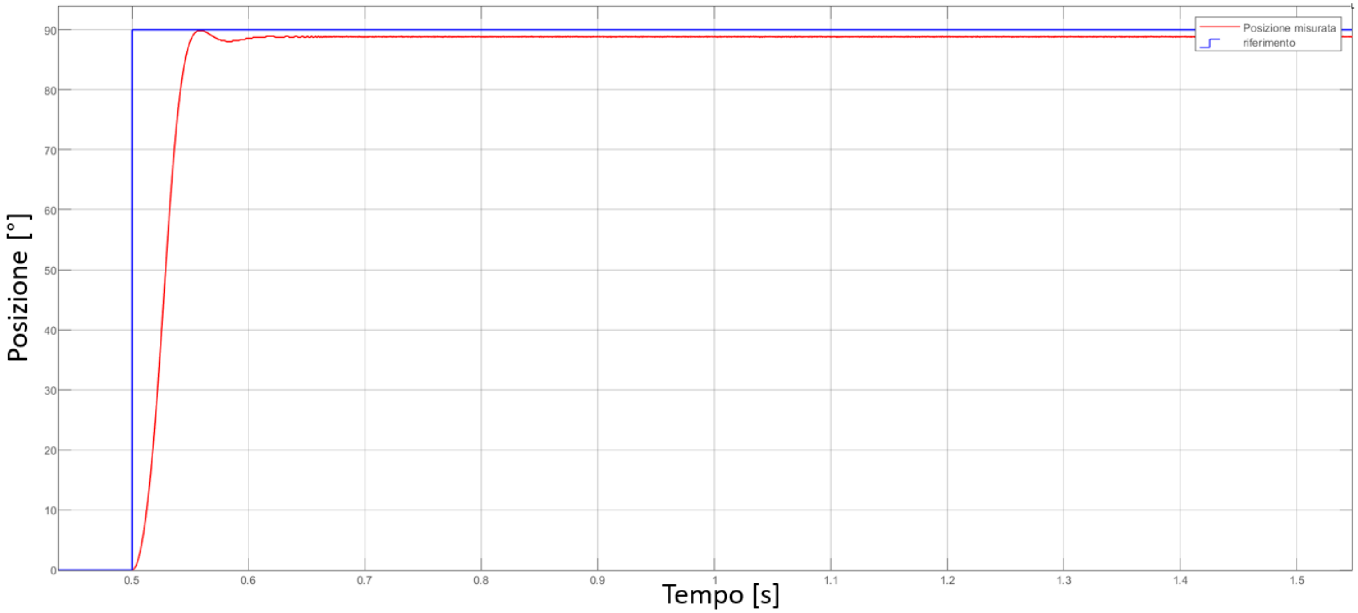


Figura: Risposta a gradino di 90 deg

Simulazione con MATLAB-Simulink (modello impianto con coefficiente attrito viscoso)

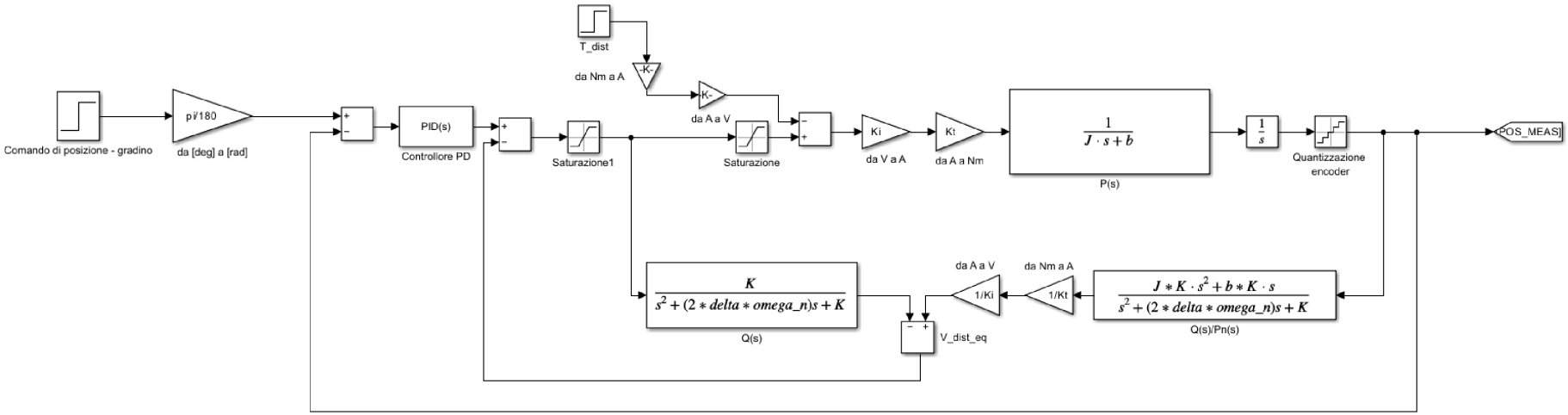


Figura: modello impianto con coefficiente di attrito viscoso.

Analisi della risposta in transitorio

riferimento di posizione[°]	tempo di salita t_r[ms]	sovraelongazione M_p[%]	tempo di assestamento t_s[ms]
30	17,66	10,20%	48,057
90	28,812	3,00%	44,268
180	37,388	13,22%	95,623
360	50,253	26,69%	155,194
1890	114,339	45,46%	545,894

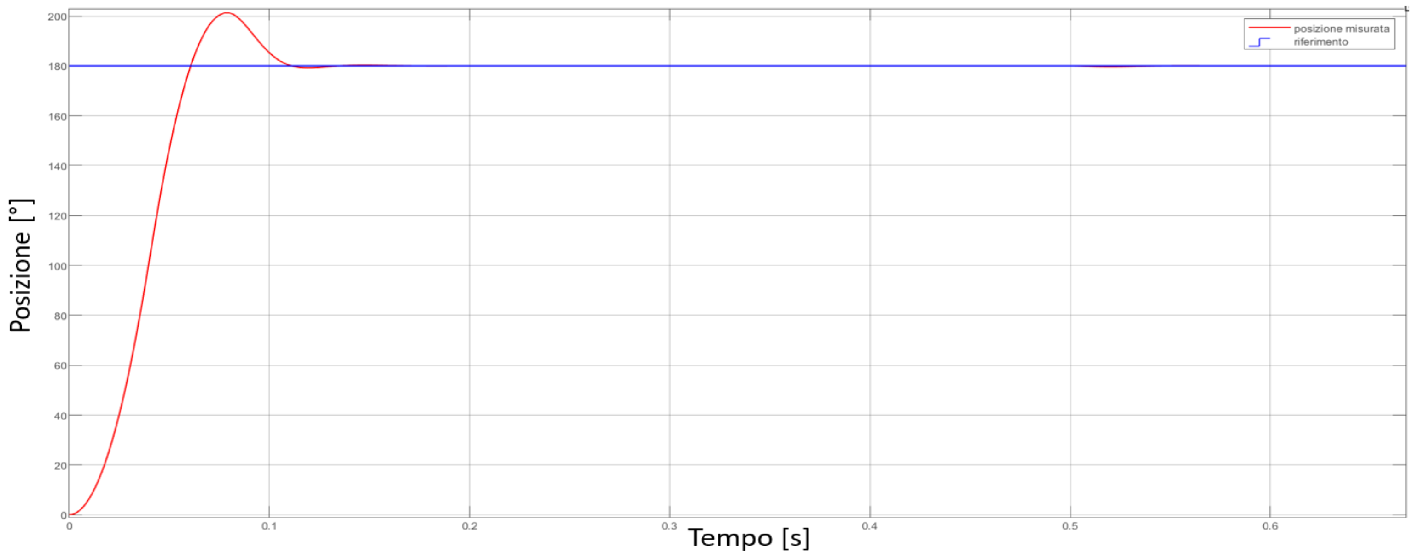


Figura: transitorio del segnale di posizione con riferimento di 180 deg

Analisi della risposta a regime

Nel caso dell'impianto che utilizza il coefficiente di attrito viscoso all'interno del DOB, il sistema risulta di tipo 1. Questo quindi presenta un errore nullo all'ingresso a gradino, mentre risponde con un errore costante all'ingresso a rampa.

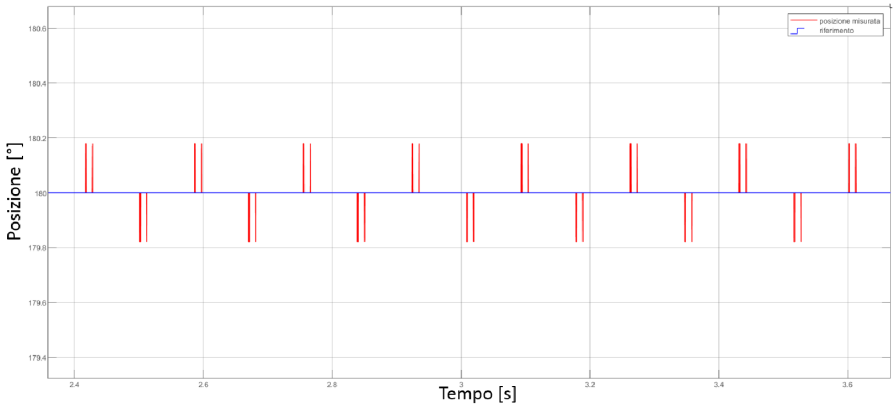


Figura: Errore a regime con ingresso a gradino

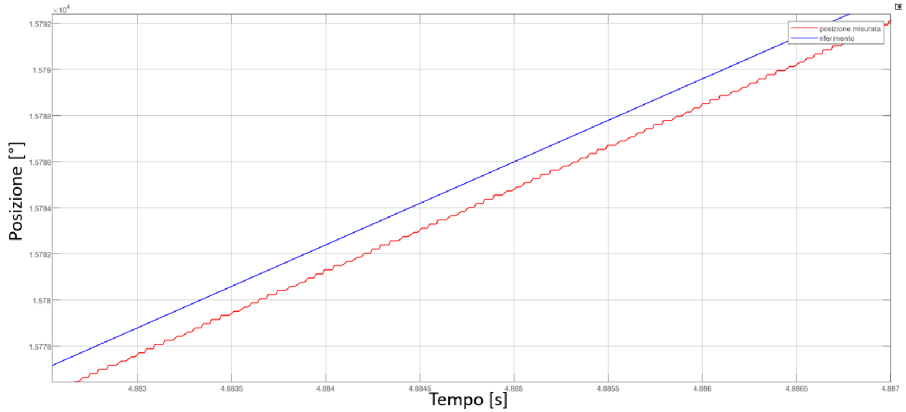


Figura: Errore a regime con ingresso a rampa

Simulazione con MATLAB-Simulink (modello impianto senza coefficiente attrito viscoso)

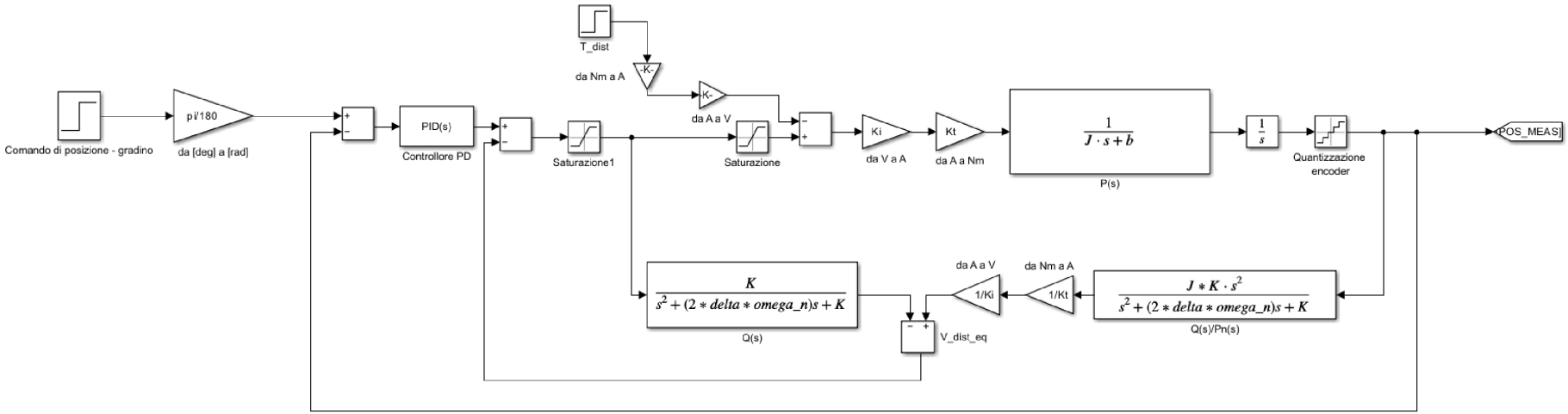


Figura: modello impianto senza coefficiente di attrito viscoso.

Analisi della risposta in transitorio

riferimento di posizione[°]	tempo di salita t_r[ms]	sovraelongazione M_p[%]	tempo di assestamento t_s[ms]
30	17,688	10,20%	50,753
90	28,933	3,00%	44,427
180	37,462	12,80%	96,862
360	50,295	26,35%	155,934
1890	114,339	45,30%	542,064

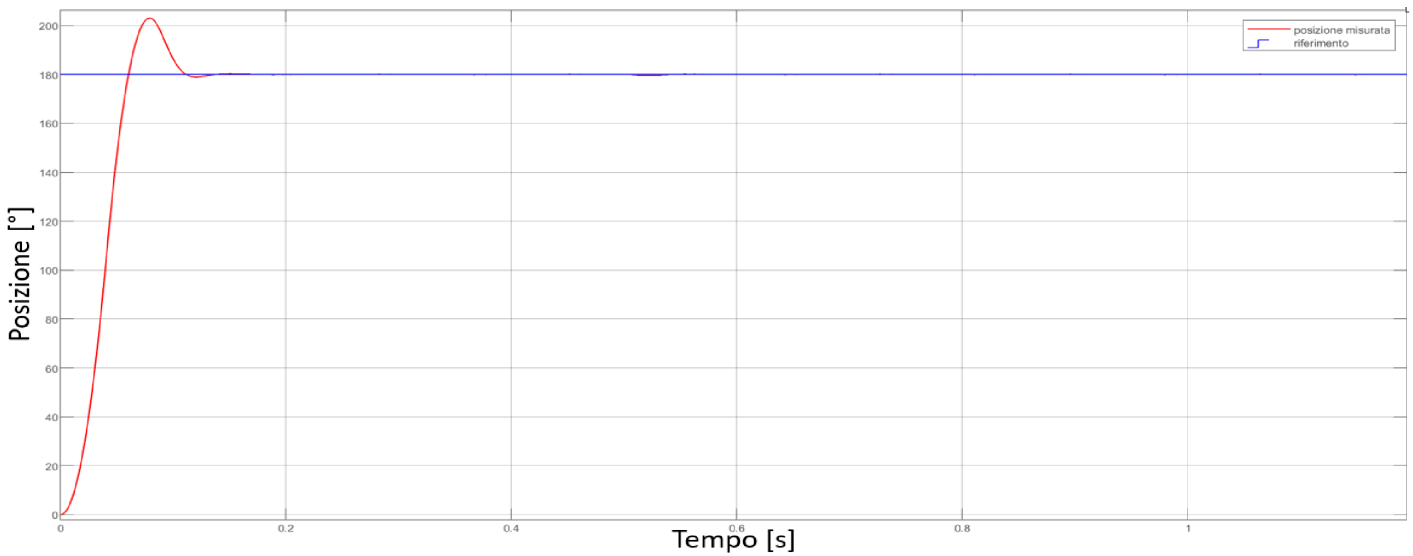


Figura: transitorio del segnale di posizione con riferimento di 180 deg

Analisi della risposta a regime

Nel caso dell'impianto che non presenta il coefficiente di attrito viscoso all'interno del DOB il sistema risulta di tipo 2. Quindi esso risponde con errore nullo sia all'ingresso a gradino sia all'ingresso a rampa.

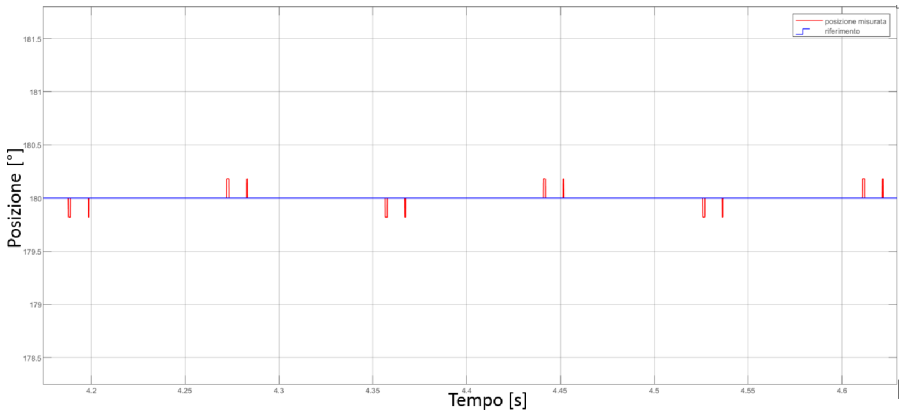


Figura: Errore a regime con ingresso a gradino

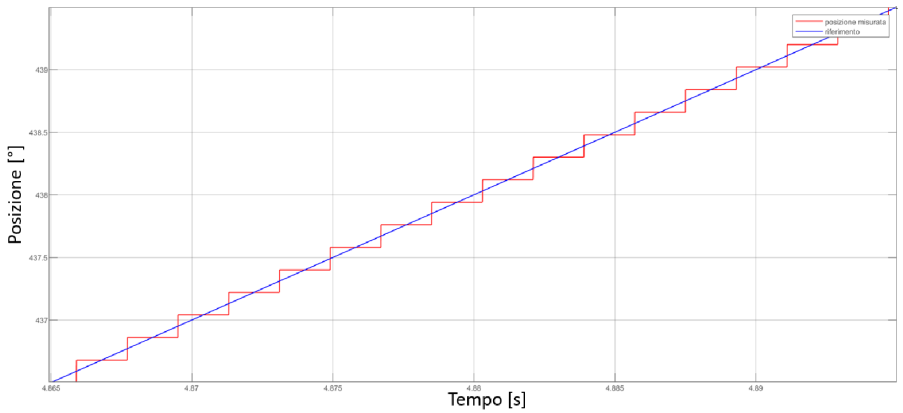


Figura: Errore a regime con ingresso a rampa

Simulazione con MATLAB-Simulink (disturbo stimato)

Nel caso della configurazione con $P_n(s) = \frac{1}{J_n s^2}$, il DOB nella stima della coppia di disturbo tiene in considerazione la presenza dell'attrito viscoso.

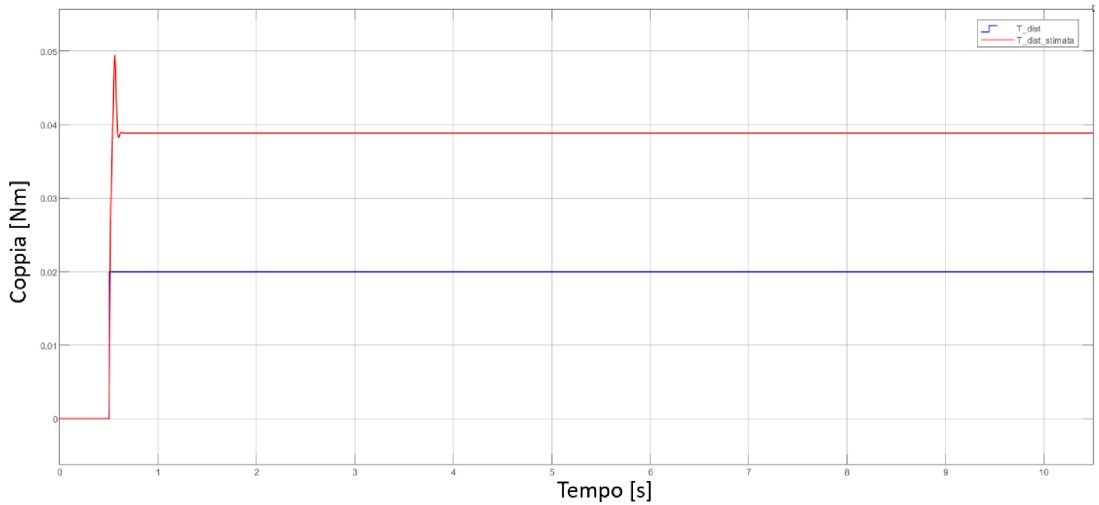


Figura: confronto coppia di disturbo dovuta all'attrito statico in blu e coppia di disturbo stimata in rosso

$$T_stimato - T_stat = 3.885 * 10^{-2} - 2.000 * 10^{-2} \approx b * v$$

dove v vale : 10 giri/s = 20π rad/s.

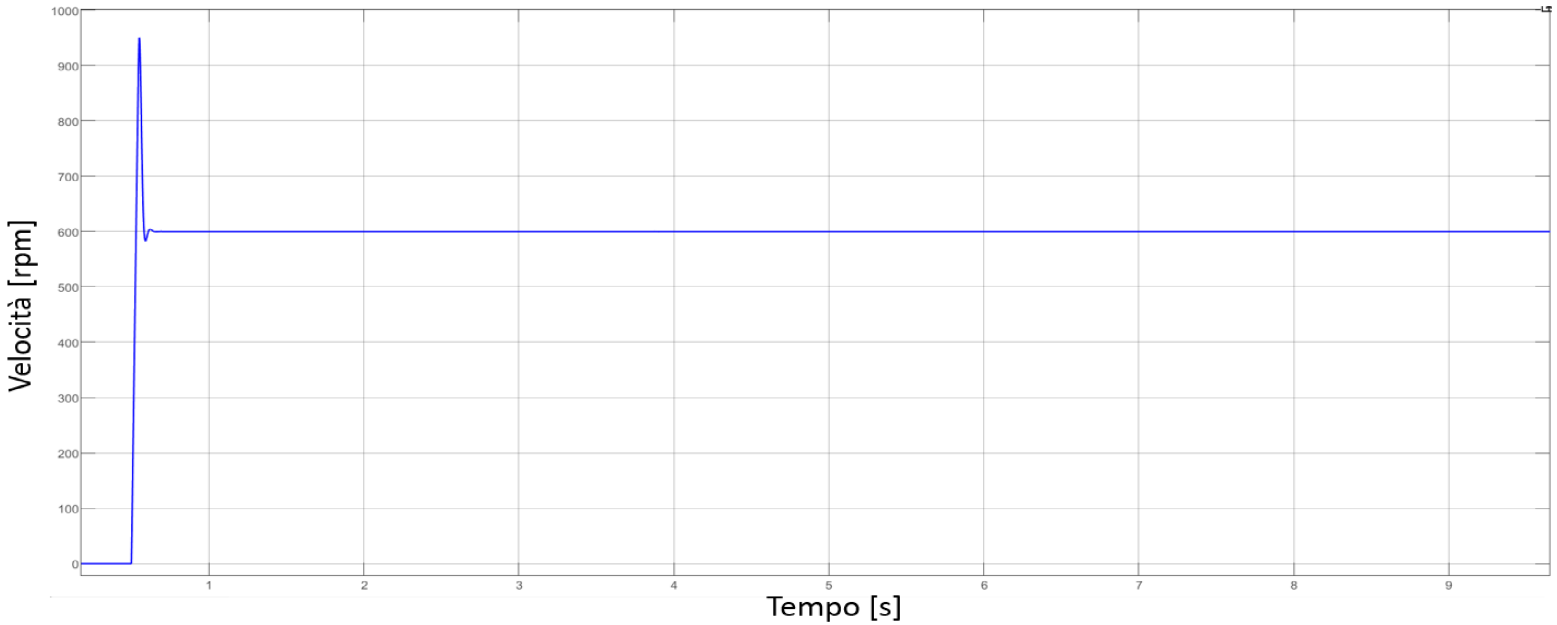


Figura: grafico velocità in rad/s

Descrizione strumentazione usata nella sperimentazione in laboratorio (1)

Il motore utilizzato è in corrente continua; esso trascina un carico inerziale (disco). La posizione del motore è rilevata mediante encoder ottico incrementale.

Parametri motore CC

	Valore	Unità di misura
Costante di coppia	0,071	Nm/A
Inerzia rotorica	2,7E-05	Kgm^2
Resistenza degli avvolgimenti	3,85	Ω
Coppia di attrito statico	0,02	Nm
Tensione nominale	60	V
Corrente nominale	3	A
Coefficiente di attrito viscoso	0,0003	Nm/s

Caratteristiche sensore di posizione a encoder

	Valore	Unità di misura
Canali	2	
Risoluzione	2000	impulsi/giro
Massa	0,1	Kg

Caratteristiche carico inerziale

	Valore	Unità di misura
Inerzia di un disco	1,60E-04	Kgm^2

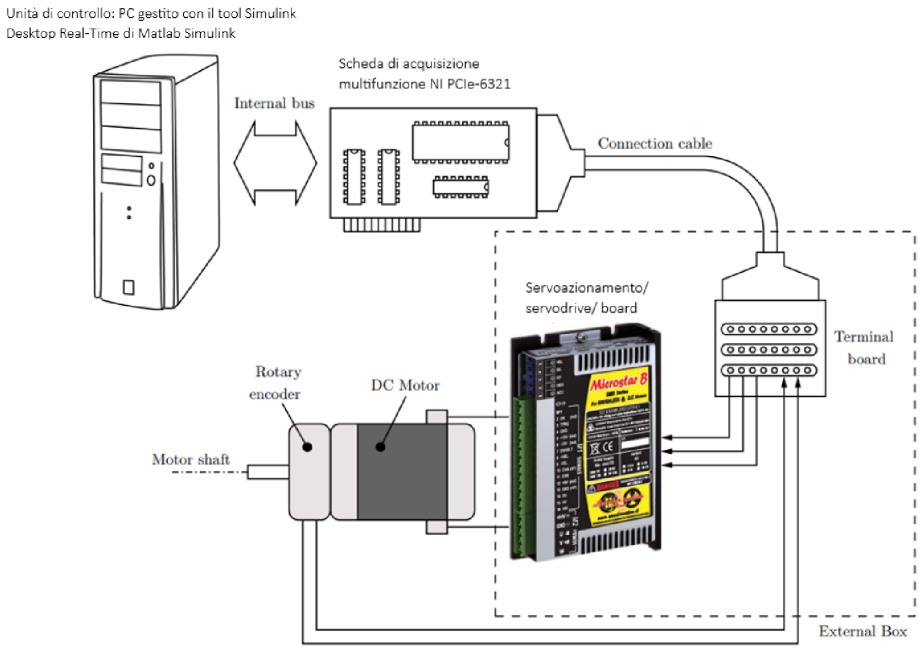
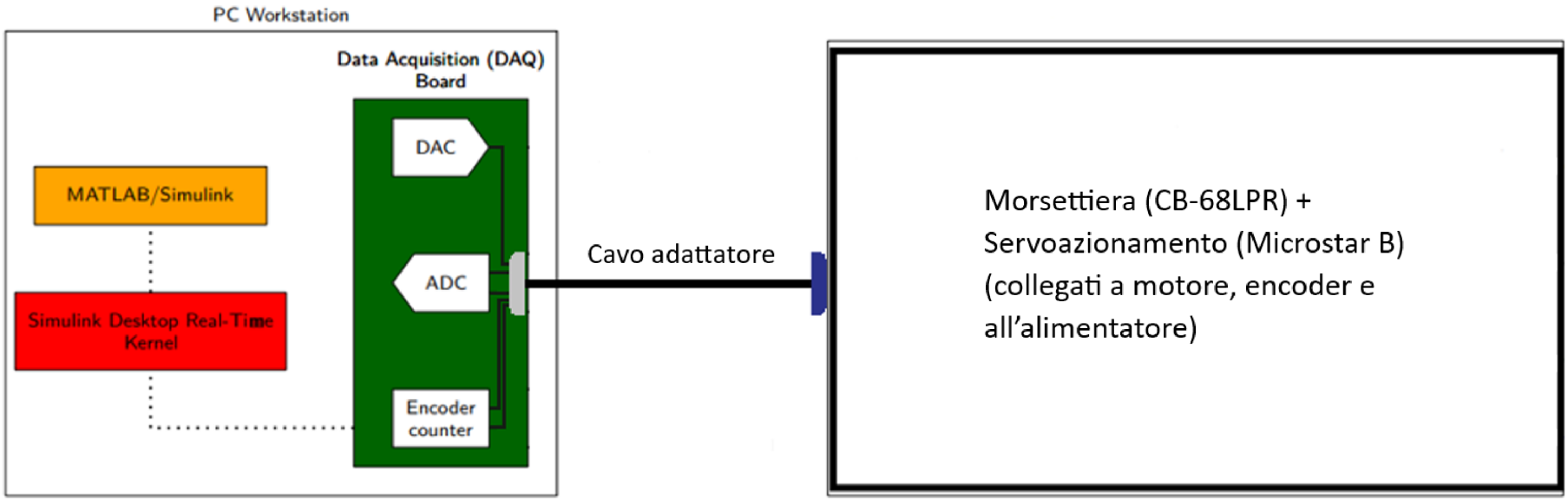


Figura: Schema sperimentale di riferimento

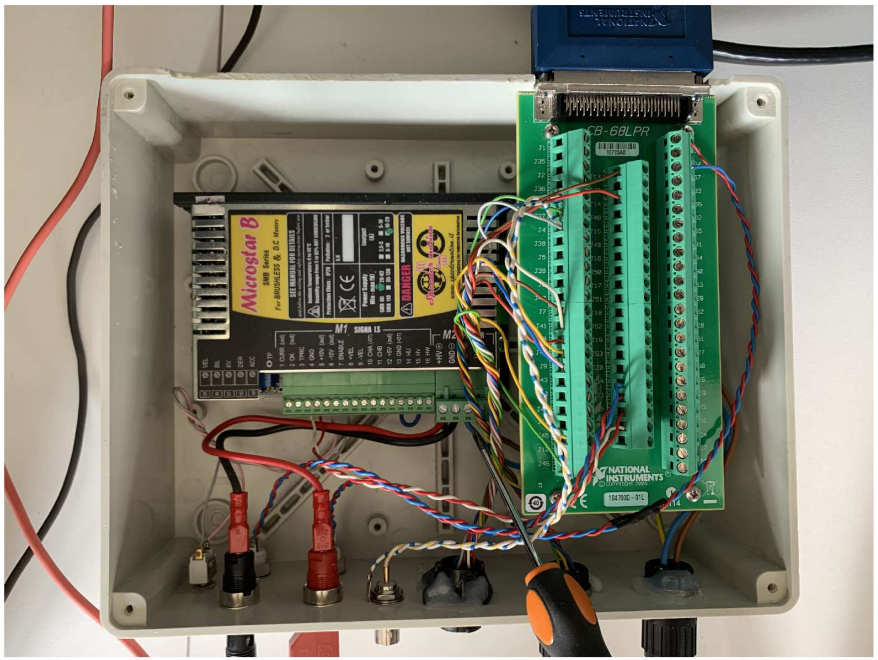
Descrizione strumentazione usata nella sperimentazione in laboratorio (2)

Si è utilizzata la scheda di acquisizione multifunzione *NI-DAQ PCIe-6321*.
La tensione in uscita del DAC della scheda di acquisizione è limitata a ± 3 V.



Descrizione strumentazione usata nella sperimentazione in laboratorio (3)

Il servoazionamento utilizzato è il MicroStar B servo-drive; esso interpreta la tensione in ingresso come un riferimento in corrente da applicare al motore (transconduttanza equivalente $k_i = 2A/V$).

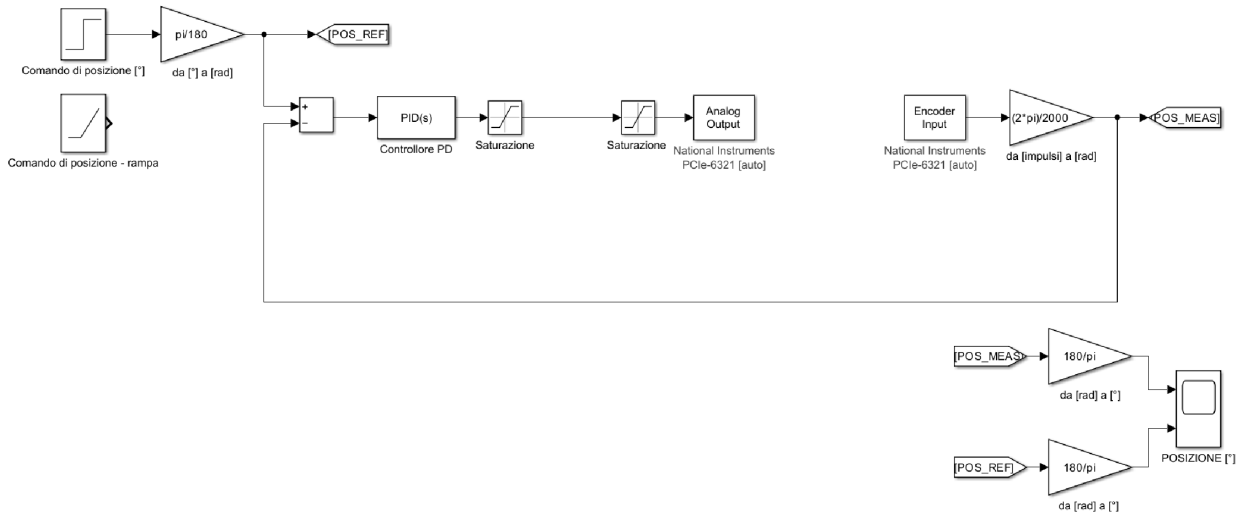


Circuito sperimentale senza DOB

Conoscenza ottimale dei valori dei parametri del motore usato

↓

Errore a regime molto piccolo



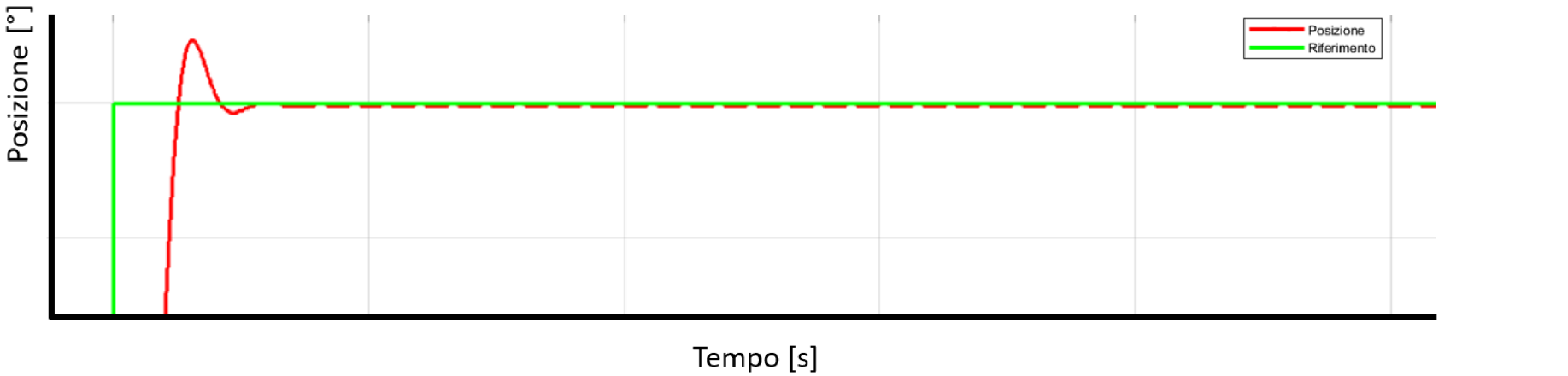


Figura: In verde riferimento di posizione a gradino (90°), posto in ingresso; in rosso andamento della posizione funzione del tempo

Analisi della risposta in transitorio e a regime - riferimento a gradino (1)

Schema usato su *Simulink Desktop Real-Time*

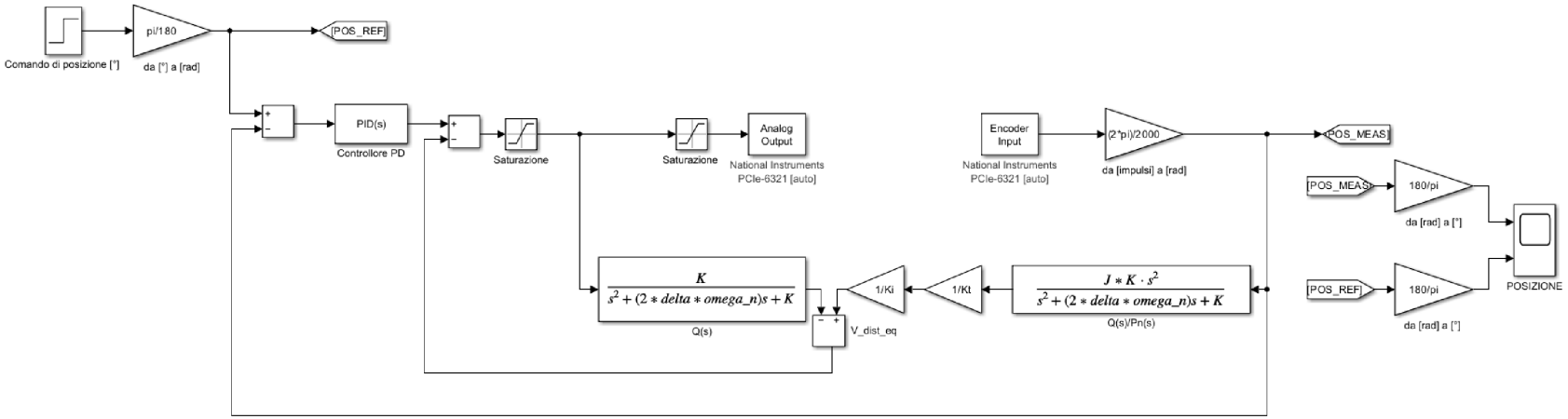


Figura: Schema utilizzato con DOB senza coefficiente di attrito viscoso

L'errore a regime è nullo (trascurando l'errore di quantizzazione del sensore di posizione).

Analisi della risposta in transitorio e a regime - riferimento a gradino (2)

Sono stati misurati sperimentalmente i seguenti parametri della risposta in transitorio (per alcuni riferimenti in ingresso).

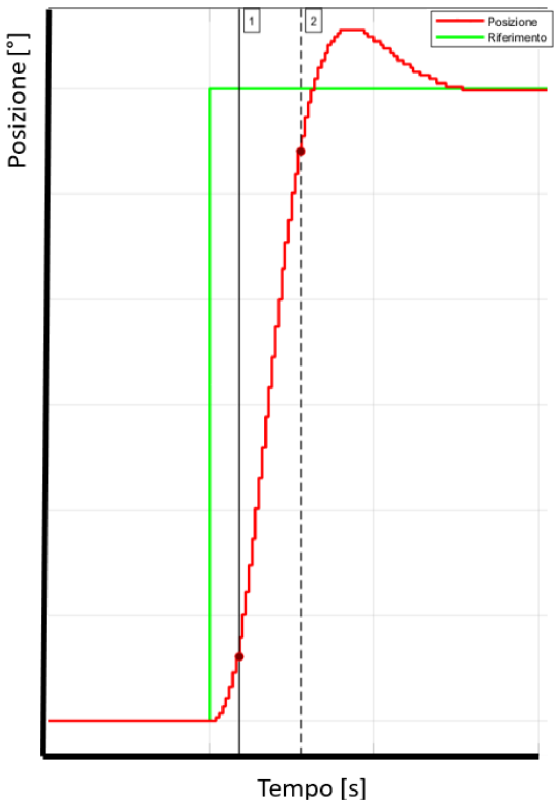


Figura: Misura del tempo di salita

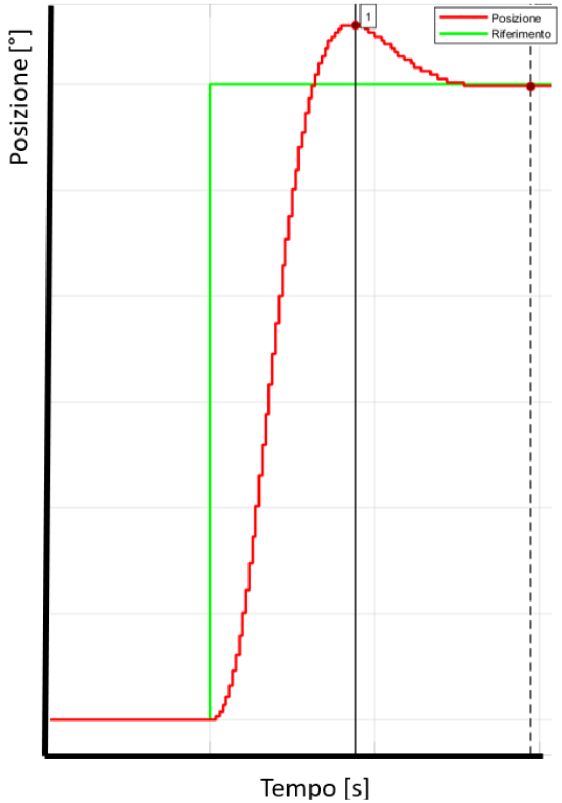


Figura: Misura della sovraelongazione

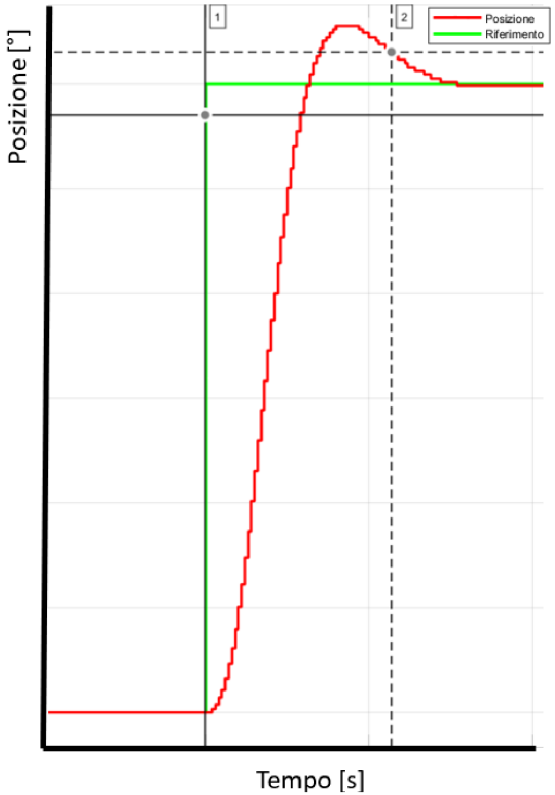


Figura: Misura del tempo di assestamento

Analisi della risposta in transitorio e a regime - riferimento a gradino (3)

Risposta del sistema con un riferimento a gradino (costante)

DOB con modello motore cc con coef. attrito viscoso				DOB con modello motore cc senza coef. attrito viscoso			
Ampiezza [°]	t di salita[ms]	sovraelongazione [%]	t di assestamento [ms]	Ampiezza [°]	t di salita [ms]	sovraelongazione [%]	t di assestamento [ms]
30	18,951	9	56,984	30	19,748	9	58,719
90	32,044	3,4	50,327	90	32,036	3,6	49,690
180	41,882	9,1	98,946	180	41,695	8,5	97,892
360	55,474	21,7	162,917	360	55,034	20,05	160,943
1890	136,667	33,4	518,342	1890	135,759	34,1	519,113

Per riferimenti con ampiezza grande il comando di tensione satura durante il transitorio

$\downarrow$

il controllo da noi implementato risponde bene per $|\textit{Comando di posizione}\,[°]| < 180°$.

Analisi della coppia - riferimento a gradino

Negli istanti di tempo successivi all'applicazione del riferimento a gradino voluto in ingresso la coppia agisce in maniera veloce affinchè il motore si posizioni nella posizione desiderata.

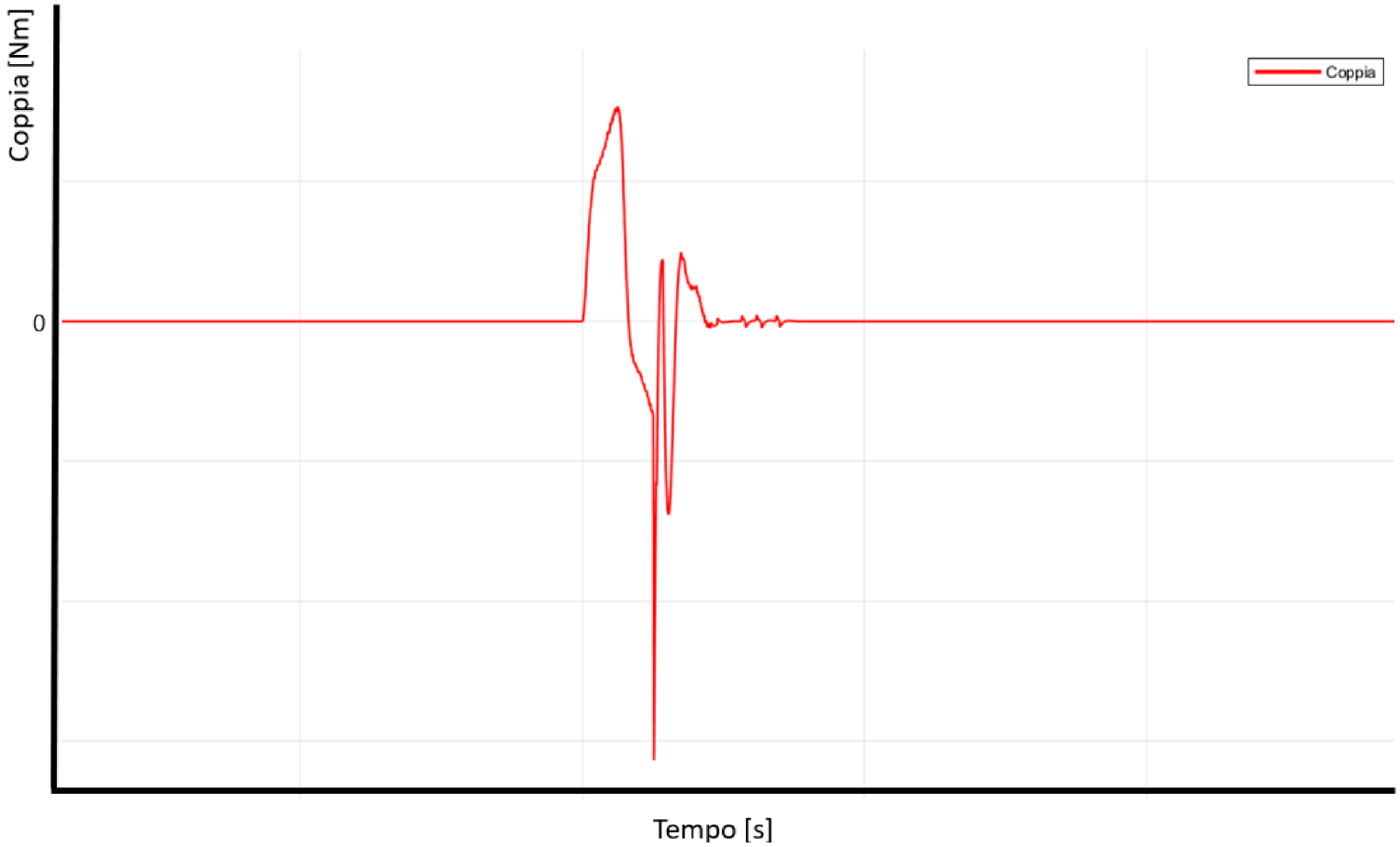


Figura: coppia applicata al motore, gradino di ampiezza 90

Analisi della risposta in transitorio e a regime - riferimento a rampa (1)

Schema usato su *Simulink Desktop Real-Time*

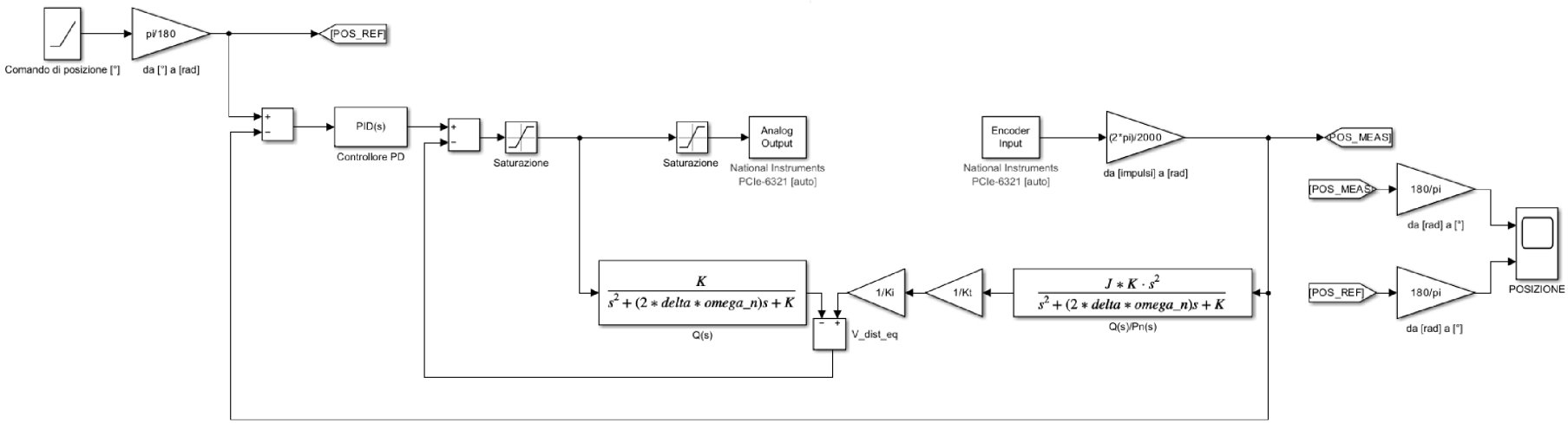


Figura: Schema utilizzato con DOB senza coefficiente di attrito viscoso

Per l'errore a regime è presente un comportamento diverso a seconda del modello del motore utilizzato nel DOB.

Analisi della risposta in transitorio e a regime - riferimento a rampa (2)

Il riferimento di velocità posto in ingresso è di $(360 * 10)\frac{^\circ}{s}$, ossia di 10 giri al secondo. Durante il transitorio il comportamento del sistema è molto simile con entrambe le configurazioni del DOB.

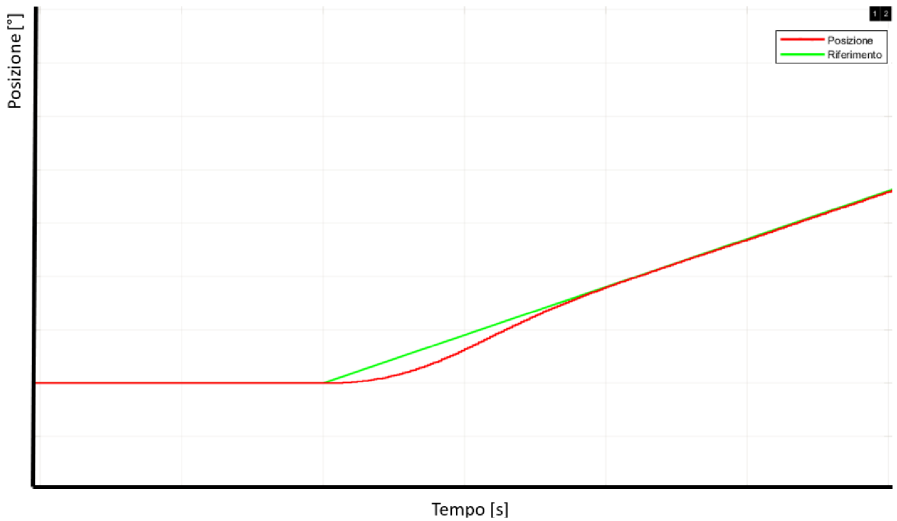


Figura: Transitorio iniziale - DOB con modello motore con coefficiente di attrito viscoso

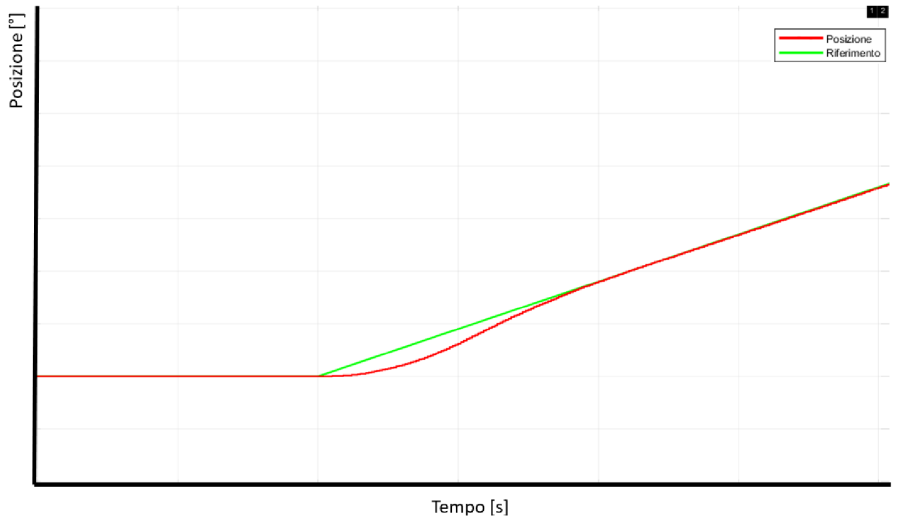


Figura: Transitorio iniziale - DOB con modello motore senza coefficiente di attrito viscoso

Analisi della risposta in transitorio e a regime - riferimento a rampa (3)

L'errore rispetto al riferimento in ingresso per il sistema che usa il DOB con il coefficiente di attrito viscoso è di poco diverso da zero: ciò significa che i coefficienti del PD sono sufficientemente grandi.

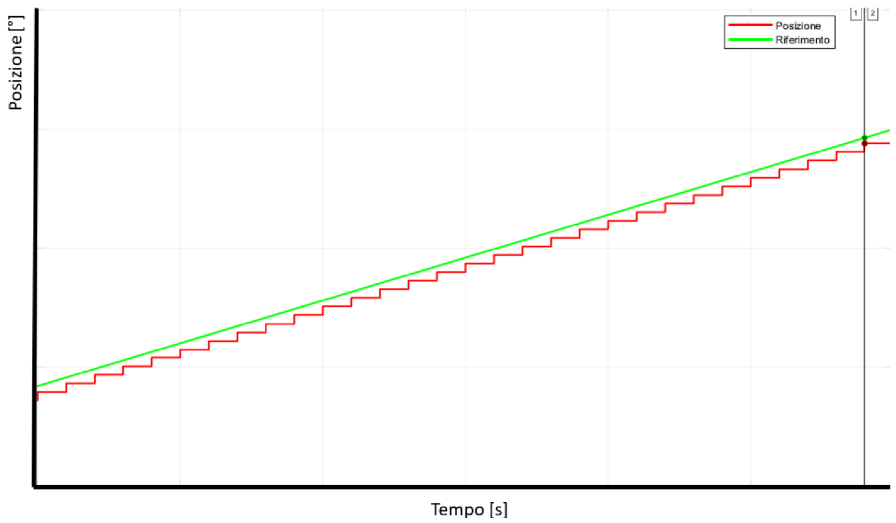


Figura: Errore a regime - DOB con modello motore con coefficiente di attrito viscoso

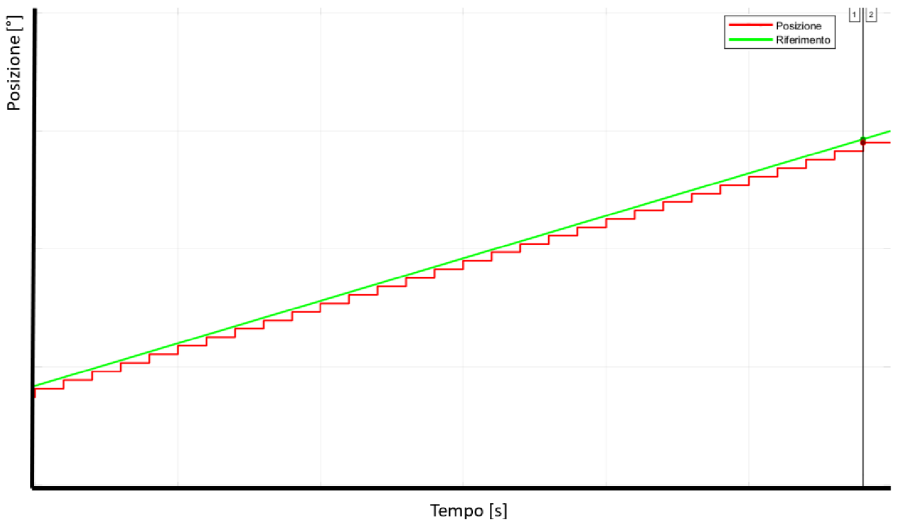


Figura: Errore a regime - DOB con modello motore senza coefficiente di attrito viscoso

Analisi della coppia - riferimento a rampa (1)

Ponendo in ingresso al sistema controllato una rampa di posizione (equivalente ad imporre un gradino di velocità), si nota che a regime la coppia risulta costante.

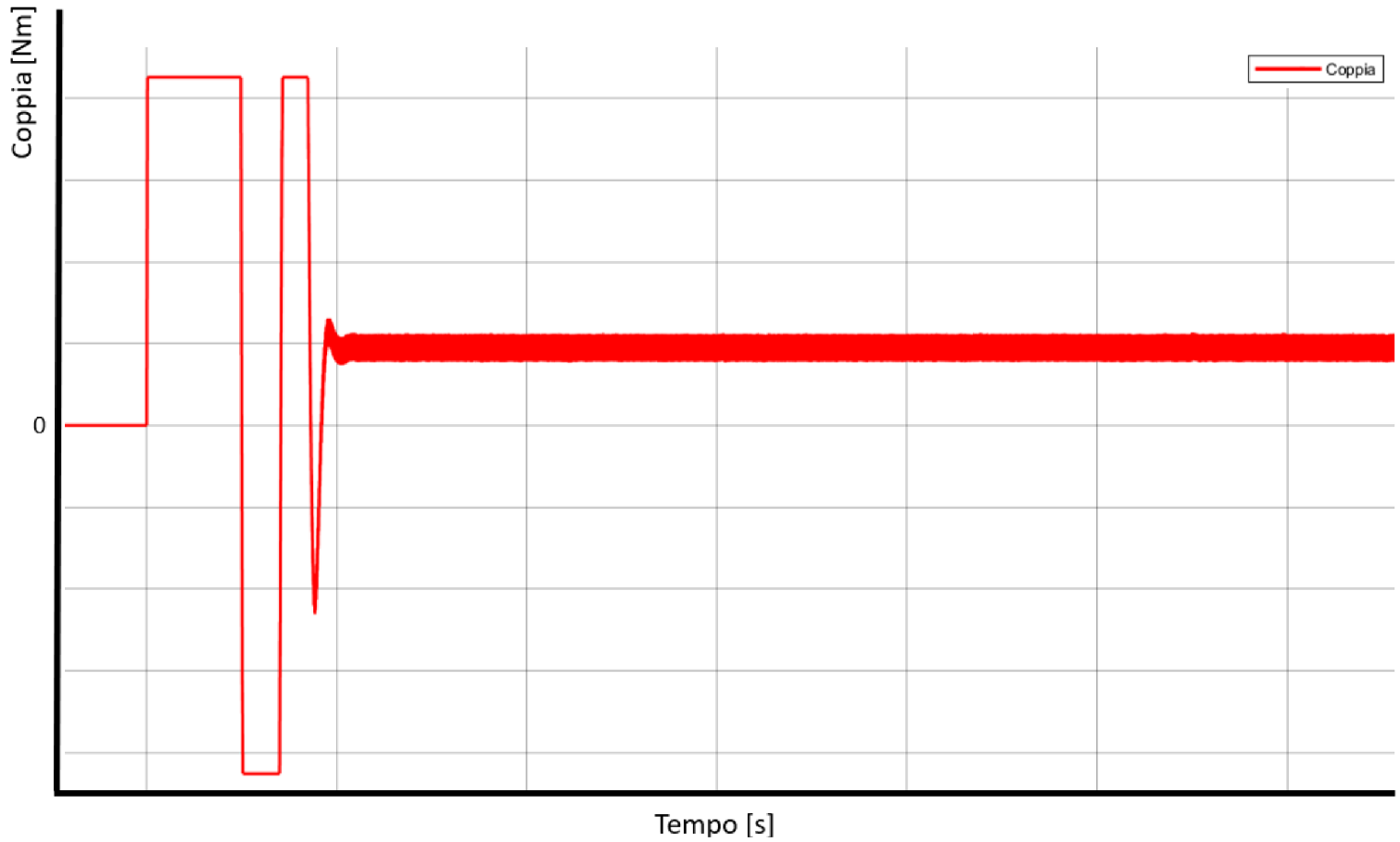


Figura: La misura di coppia è molto simile utilizzando entrambi i modelli

Analisi della coppia - riferimento a rampa (2)

Si è calcolato l'andamento del coefficiente di attrito viscoso del motore in funzione della velocità di rotazione del motore.

Si è fatto uso della formula: $b = \frac{T_{mot} - T_{stat}}{\omega}$

dove T_{mot} è la coppia applicata al motore a regime
dove $T_{stat} = 0.02$ Nm è la coppia di attrito statico
dove ω è la velocità di rotazione del motore (a causa dell'alimentatore verrà limitata a 3000 rpm)

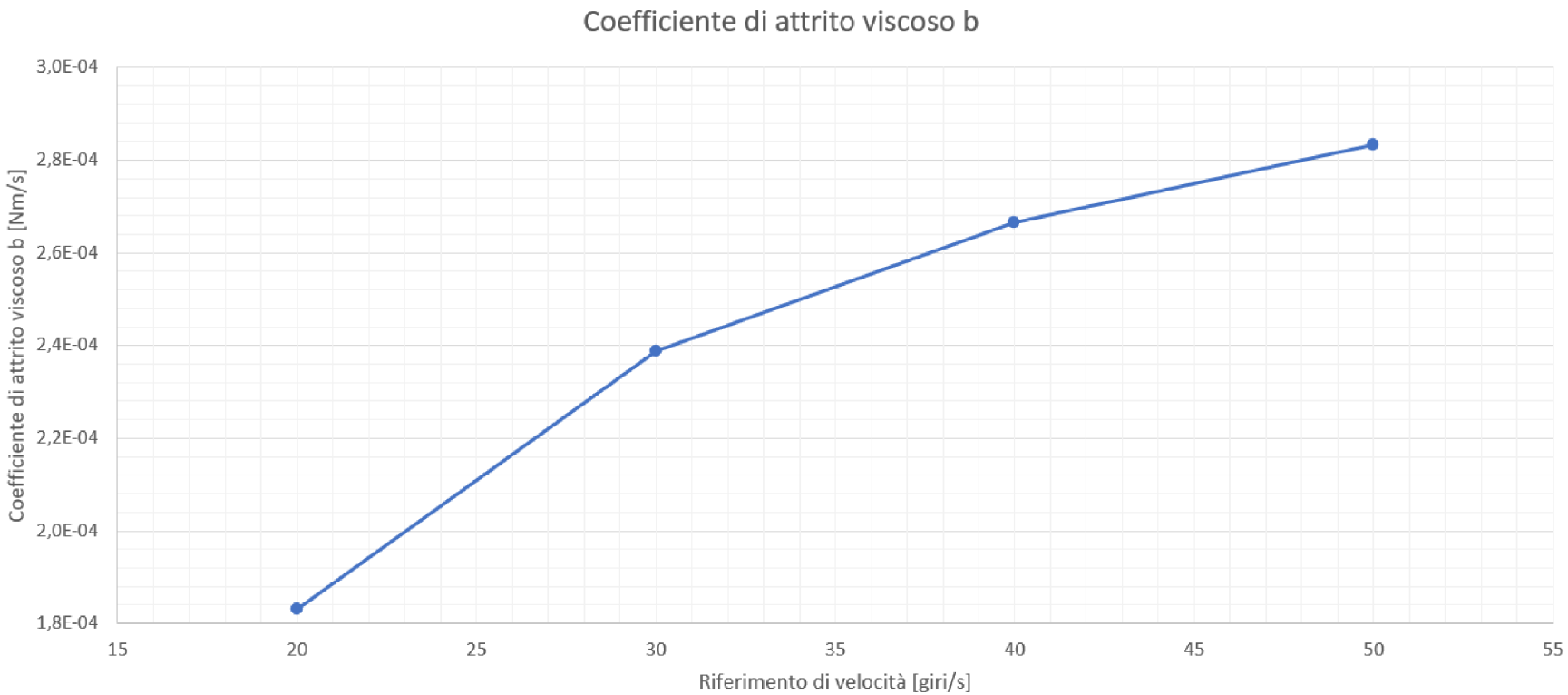
Misura del coefficiente di attrito viscoso				
riferimento di velocità[rpm]	riferimento di velocità [giri/s]	riferimento di velocità [rad/s]	coppia misurata T_{mot} [Nm]	coeff. attrito viscoso b [Nm/s]
1200	20	125,6612	0,043	0,00018
1800	30	188,4918	0,065	0,00024
2400	40	251,3224	0,087	0,00027
3000	50	314,153	0,109	0,00028

Nota a margine: l'accuratezza delle misure di coppia è maggiore per riferimenti di velocità più grandi (incide meno la presenza dell'encoder, che mi discretizza le letture)

Coppia di attrito statico T_{stat} [Nm]	0,02

Analisi della coppia - riferimento a rampa (3)

Si è osservato che il valore del coefficiente di attrito viscoso aumenta per riferimenti di velocità più grandi (e quindi ciò comporta un maggior assorbimento di potenza).



Considerazioni finali

È possibile notare come i test sperimentali danno risultati in linea con quelli ricavati dalle simulazioni realizzate con Matlab Simulink.

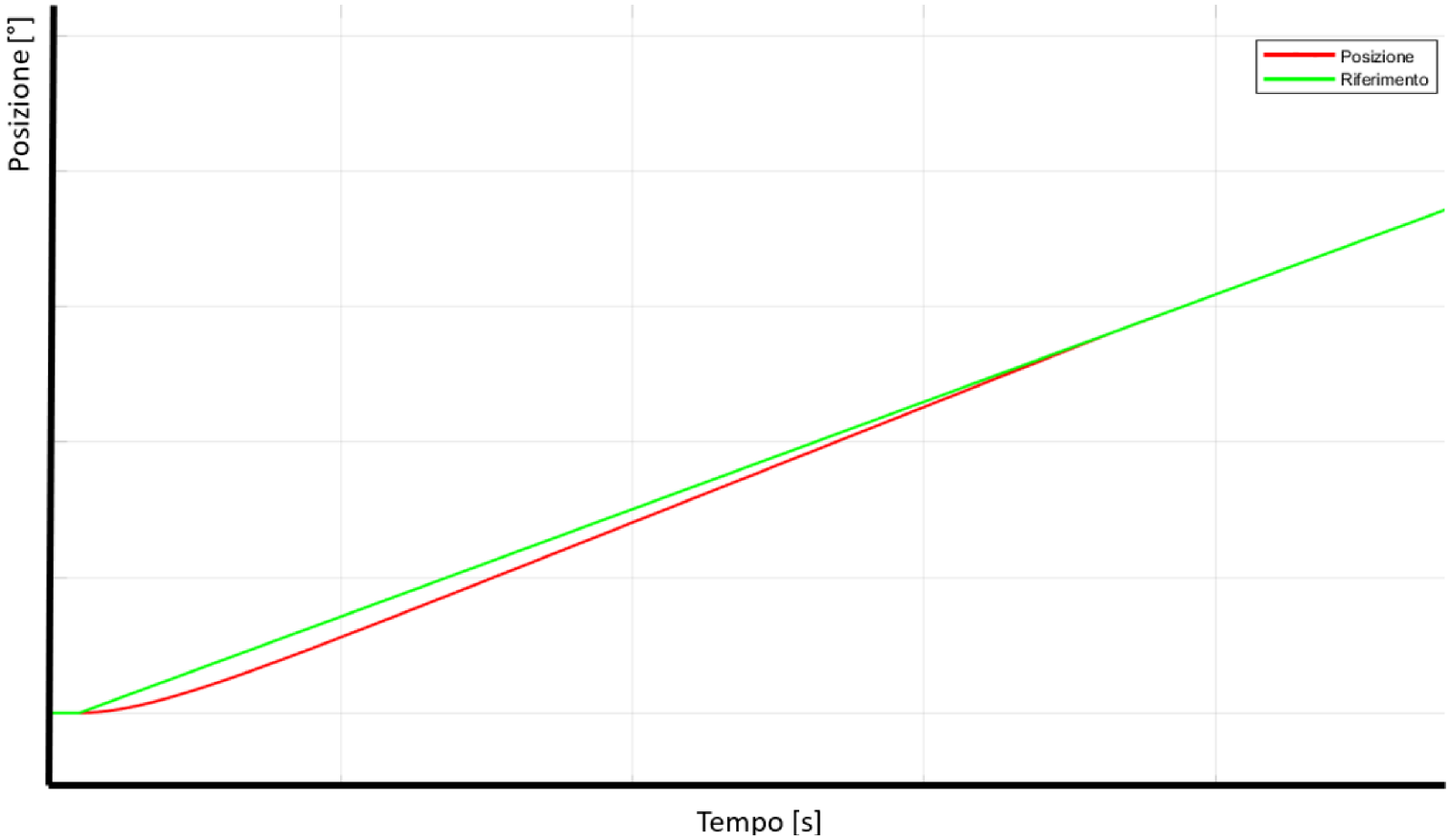


Figura: Test con carico costitutito da due dischi (inerzia quasi raddoppiata) - DOB con modello motore senza coeff. attrito viscoso

Ringraziamenti

A nome di tutto il gruppo, si ringraziano in primis i relatori Roberto Oboe e Riccardo Antonello, in particolare quest'ultimo per la pazienza e la disponibilità nell'averci seguito in ogni fase del progetto.
Un sentito ringraziamento va inoltre alle nostre famiglie, agli amici ed ai compagni di corso per tutto il sostegno ricevuto.

Approfondimento: Verifica del funzionamento del DOB con riferimento di velocità variabile a trapezio

Obiettivo: Verificare che il DOB sia in grado di compensare una variazione di inerzia del motore.

- Viene raddoppiata l'inerzia del motore aggiungendo un disco: $J = J_{rot} + 2J_{disc}$
- Al fine di ottenere delle accelerazioni apprezzabili, viene applicato in ingresso al sistema un riferimento di velocità trapezoidale.
- Il riferimento di velocità viene collegato ad un blocco integratore al fine di ottenere un segnale di riferimento di posizione.

Approfondimento: Verifica del funzionamento del DOB con riferimento di velocità variabile a trapezio

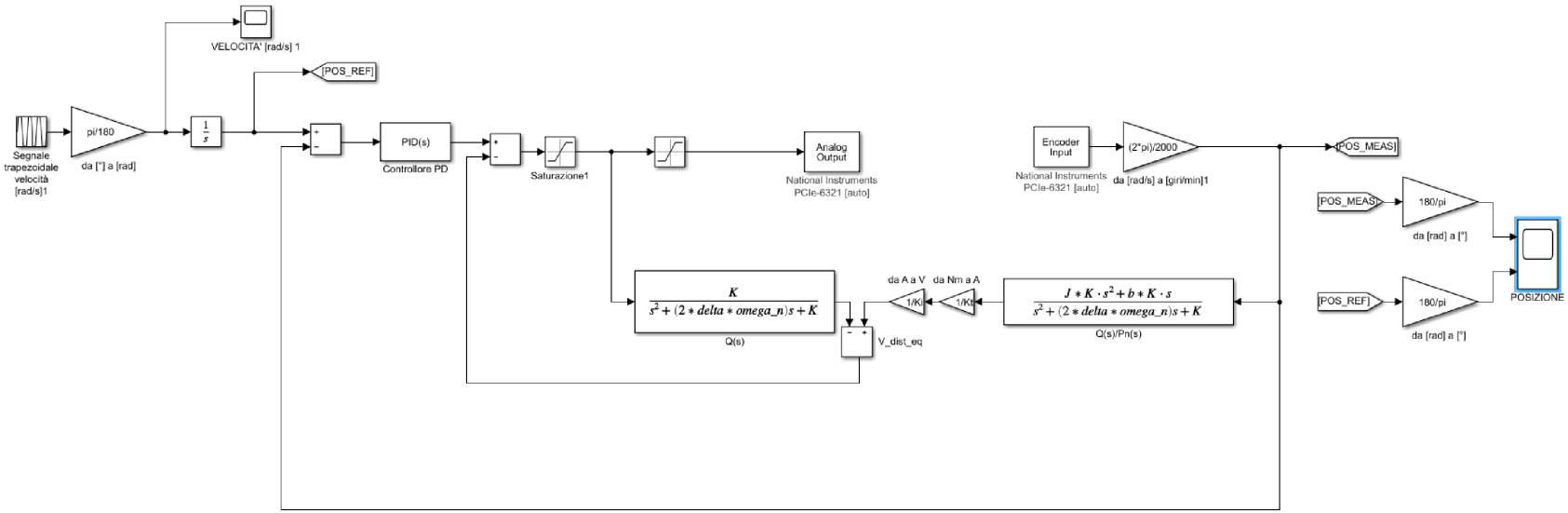


Figura: Modello sperimentale con ingresso di velocità trapezoidale

Approfondimento: Verifica del funzionamento del DOB con riferimento di velocità variabile a trapezio

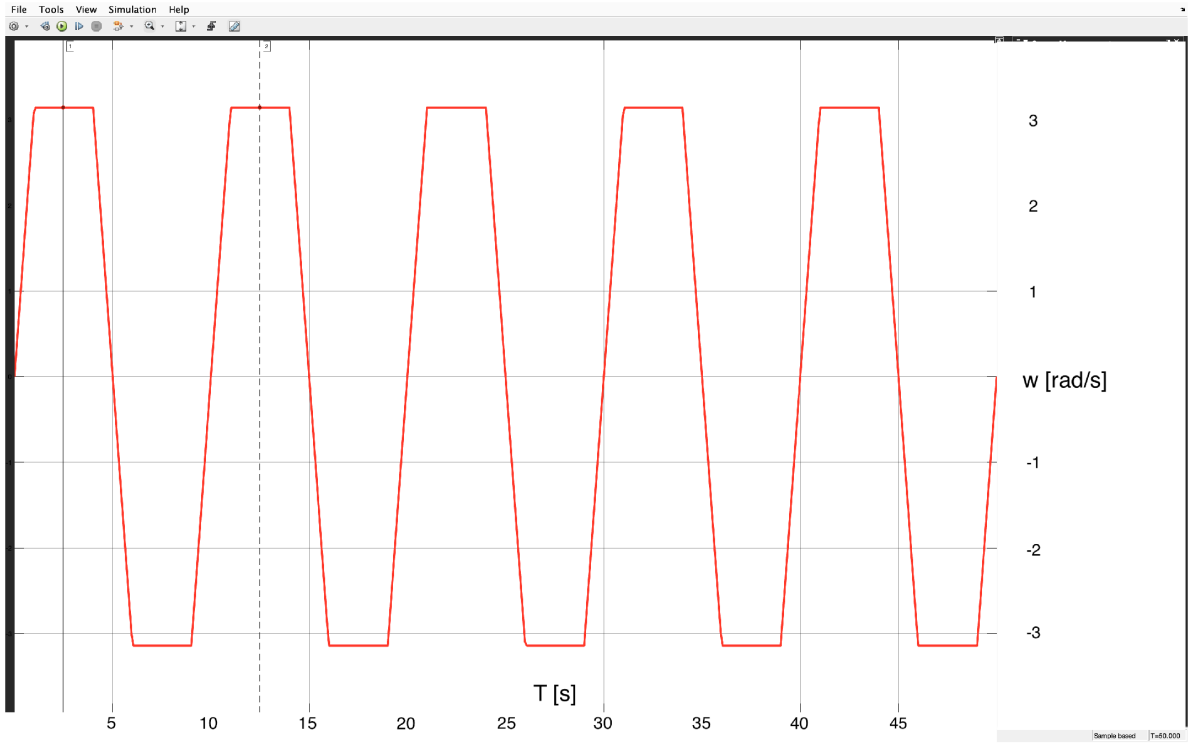


Figura: Segnale trapezoidale generato con Simulink

- Periodo: $T = 10$ [s]
- Ampiezza: $A = \pi$ [rad/s]

Approfondimento: Verifica del funzionamento del DOB con riferimento di velocità variabile a trapezio

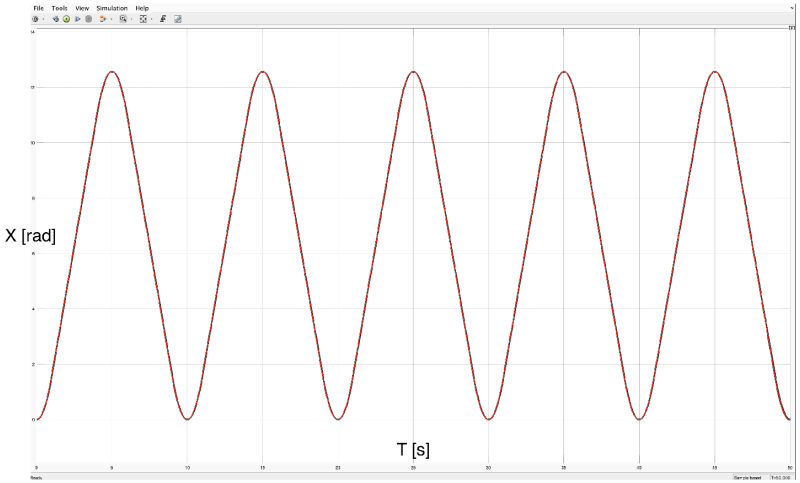


Figura: Confronto tra ingresso (rosso) e uscita (nero)

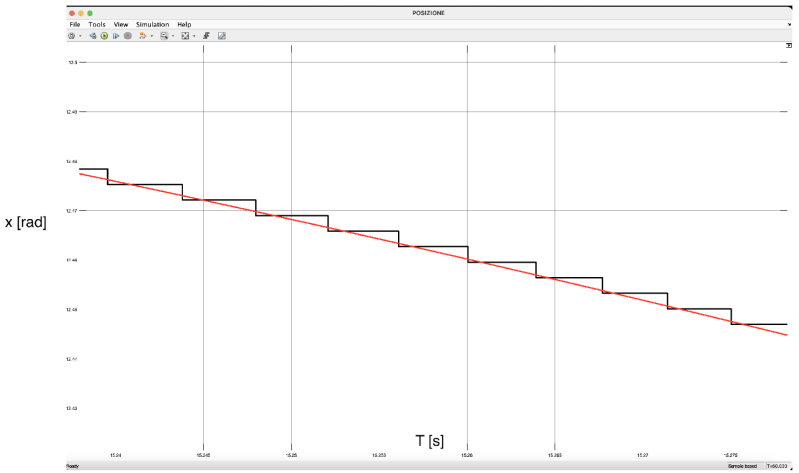


Figura: Confronto tra ingresso e uscita con errore a regime

Conclusione: Come osservato in figura, l'errore a regime è molto piccolo. Pertanto il DOB risulta efficace nell'inseguire segnali di posizione variabili, anche con inerzia del motore maggiore rispetto al modello.

Bibliografia

- Lorenzo Villanova, Giuseppe Salvatore Raisi, Davide Zuin, Mirko Fassina; Progetto di un servoposizionatore elettrico; Università degli Studi di Padova (DTG); 2022.
- Riccardo Antonello; Lectures of Control System Design; 2011 (slides).
- Magnani, Ferretti, Rocco; Tecnologie dei Sistemi di Controllo; McGraw-Hill; 2021.
- Paolo Rocco; Lezioni di Controlli Automatici per la Meccatronica - Schemi Avanzati di Controllo (slides).
- Riccardo Antonello, Francesco Ticozzi; Introduction to the DC servomotor experimental setup; 2021 (slides).
- Manuale della scheda di acquisizione multifunzione NI PCIe-6321: https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/pcie-6321-specs/page/specs.html
- Manuale del servoazionamento Microstar B servo-drive: http://static.gest.unipd.it/∼oboe/laboratorio_controlli/MIcrostar_B_manuale.pdf