

OPTIMIZAREA ACȚIONĂRII MAȘINILOR-UNELTE CU MOTOARE DE CURENT CONTINUU PRIN SIMULARE

RADU Alexandru Cristian

Facultatea: IMST, Specializarea: MSP, Anul de studii: II master, e-mail: r.a.cristian.93@gmail.com

Conducător științific: Prof. dr. ing. Ștefan VELICU

REZUMAT: Lucrarea de față are în vedere analiza modurilor de optimizare a circuitelor electronice de putere pentru controlul motoarelor electrice de curent continuu. S-a făcut o analiza comparativă între diferite scheme de control pentru a identifica avantajele și dezavantajele fiecăreia din punct de vedere al performanțelor.

Cuvinte cheie: motor curent continuu, mașini-unelte, simulink, regulator PI, HCR

1. Introducere

În prezent există numeroase scheme de control pentru acționarea motoarelor electrice de curent continuu iar proiectantul este pus în dificultate atunci când are de ales sistemul necesar pentru un anumit proiect. Pentru a reduce numărul de căutări și implicit timpul de decizie asupra unui sistem optim s-au analizat trei scheme diferite de control comune pornind de la caracteristicile unui motor ipotetic și anume: circuitul cu regulator proporțional integrativ și sistem anti wind-up, circuitul cu retroacțiune și circuitul cu regulator HCR. Astfel s-au identificat principalele avantaje și dezavantaje ale acestor sisteme și aplicațiile în care acestea se pot încadra cel mai bine.

2. Caracteristicile nominale ale motorului:

Puterea nominală: $P_n = 2400\text{W}$;

Viteza unghiulară nominală: $\omega_n = 190\text{ rad/s}$;

Tensiunea nominală: $V_{an} = 100\text{V}$;

Randament de 95%. Pierderi pe circuitul armaturii: $P_{Cu} = 5\% \cdot P_n = 120\text{W}$.

3. Calculul parametrilor electrici ai motorului

Curentul nominal al circuitului de armătură: $I_{an} = \frac{P_n}{V_{an}} = \frac{2400\text{W}}{100\text{V}} = 24\text{A}$.

Din puterea disipată de înfășurările rotorului prin efectul joule se obține rezistența de armătură:

$$R_a = \frac{P_{Cu}}{I_{an}^2} = \frac{120\text{W}}{(24\text{A})^2} = 0.208(3)\Omega$$

Se alege constructiv rezistența armaturii $R_a = 0.25\Omega$.

Se alege constructiv inductanța înfășurării rotorului: $L_a = 5\text{mH}$.

Se obține constanta electrică de timp: $\tau_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{5\text{mH}}{0.25\Omega} = 20\text{ms}$.

Puterea mecanică este egală cu: $P_m = P_n - P_{Cu} = 2400\text{W} - 120\text{W} = 2280\text{W}$.

Din puterea mecanică se obține forța electro-motoare:

$$E_g = \frac{P_m}{I_{an}} = \frac{2280\text{W}}{24\text{A}} = 95\text{V}$$

Se calculează constanta de viteză k_v : $k_v = \frac{E_g}{\Omega_n} = \frac{95}{190} = 0.5 \text{ V/Nm}$.

Prin urmare caracteristicile motorului vor fi:

- $V_{an} = R_a \cdot I_{an} + E_g = 0.25 \cdot 24 + 95 = 101 \text{ V}$.
- $P_n = V_{an} \cdot I_{an} = 101 \cdot 24 = 2424 \text{ W}$.

4. Calculul parametrilor mecanici ai motorului

Pentru un motor electric compensat complet $k_v = k_T$ rezultă cuplul maxim al motorului:

$$C_{emn} = k_T \cdot I_{an} = 0.5 \cdot 24 = 12 \text{ Nm}$$
 .

Urmează descrierea părții mecanice a motorului. Se fixează un timp de accelerare de $t_r = 2\text{s}$. Acest timp reprezintă timpul în care arborele trece de la viteza unghiulară nulă la viteza unghiulară maximă. Se obține momentul de inerție al rotorului

$$J = \frac{C_{emn}}{\omega_n} = \frac{12}{190} \approx 0.13 \text{ Nm} \frac{\text{s}^2}{\text{rad}}$$
 .

Pentru calculul coeficientului ce ține cont de frecarea lagărelor se poate presupune că $B \cdot \omega$ este aproximativ 10% din cuplul nominal, prin urmare:

$$B = \frac{C_{emn}}{\omega_n} \frac{10}{100} = \frac{12}{190} \frac{10}{100} = 0.00631 \frac{\text{Nm}}{\text{rad/s}}$$
 .

Pentru simplificarea calculelor se face următoare alegere: $B = 0.01 \frac{\text{Nm}}{\text{rad/s}}$.

Așadar pentru partea mecanică se obține:

- $\frac{1}{B} = \frac{1}{0.01} = 100 \frac{\text{rad/s}}{\text{Nm}}$;
- $\tau_m = \frac{J}{B} = \frac{0.13}{0.01} = 13 \text{ s}$.

Motorul proiectat are așadar următoarele caracteristici:

Puterea nominală a motorului: $P_n = 2424 \text{ W}$

Viteza unghiulară nominală: $\omega_n = 190 \text{ rad/s}$;

Tensiunea nominală: $V_{an} = 101 \text{ V}$;

Curentul nominal: $I_{an} = 24 \text{ A}$;

Rezistența armăturii: $R_a = 0.2 \Omega$;

Inductanța armăturii: $L_a = 5 \text{ mH}$;

Constanta de viteză a motorului: $k_v = 0.5 \text{ V/Nm}$;

Constanta de cuplu a motorului: $k_T = 0.5 \text{ V/Nm}$;

Momentul de inerție: $J = 0.13 \text{ Nm} \frac{\text{s}^2}{\text{rad}}$

Coeficientul de frecare: $B = 0.01 \frac{\text{Nm}}{\text{rad/s}}$

Constanta electrică de timp: $\tau_a = 20 \text{ ms}$;

Constanta mecanică de timp: $\tau_m = 13 \text{ s}$;

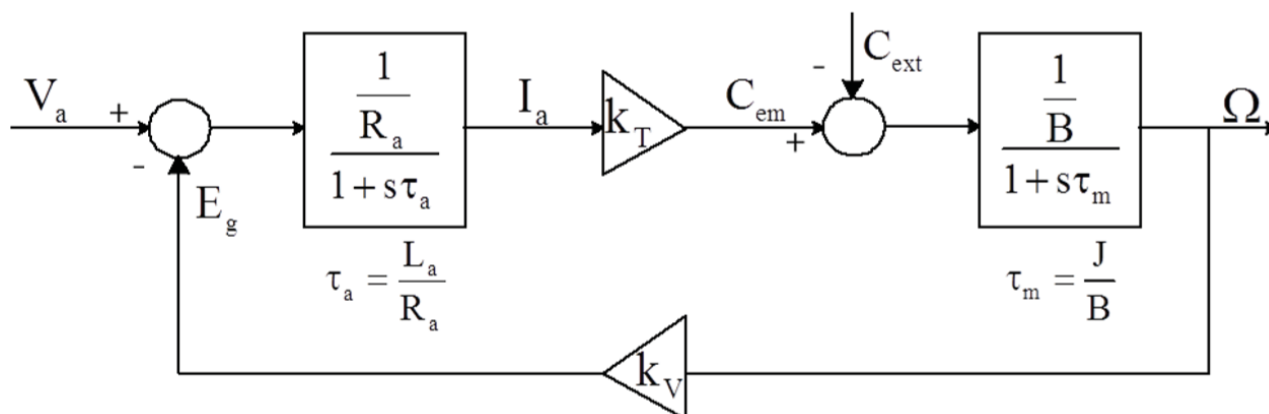


Fig. 1 Modelul motorului electric (Simulink). [3]

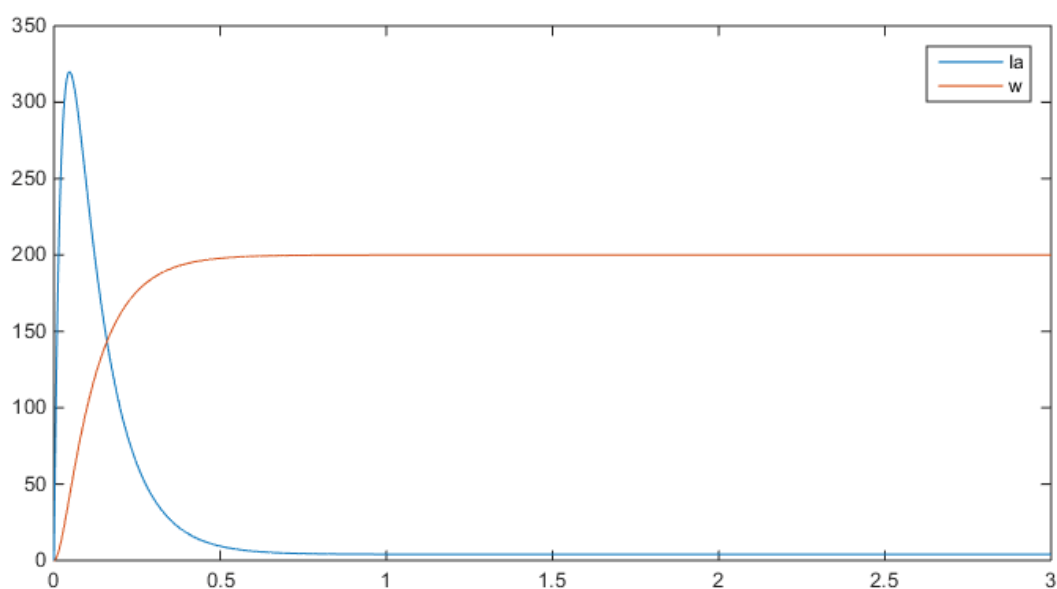


Fig. 2: Graficul I_a e ω pentru schema din Fig. 1 cu parametrii calculați. [1][3]

Tensiunea armăturii trebuie furnizată de un amplificator de putere. Pentru ca simularea să fie aproape de realitate se impun limite inferioare și superioare a tensiunii de ieșire a amplificatorului. Motorul proiectat are o tensiune de armătură $V_{an} = 101$ V. Se presupune că se poate forța motorul cu o tensiune maximă de 110 V. În Simulink cele spuse se traduc în schema din Fig. 3. Și se consideră un factor de aplicare egal cu 10.

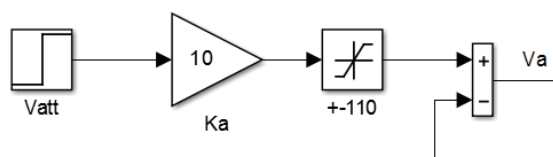


Fig. 3: Modelul amplificatorului de putere.[3]

$$V_{att} = \frac{V_{an}}{k_A} = \frac{101}{10} = 10.1 \text{ V}$$

Se poate observa că la pornire curentul depășește valoarea nominală fixată în mod inacceptabil, deoarece este normal ca la pornire, în absența unei forțe contra electromotoare, să apară scânteii la colector din cauza valorilor foarte mari ale curentului.

Pentru a limita automat valoarea curentului se adaugă un **limitator de curenți** după cum este ilustrat în Fig. 4. Factorul de amplificare k_{ri} reprezintă traductorul de curent. Se alege o valoare a lui k_{ri} gală cu 0.2 pentru a obține o tensiune a traductorului de 4.8V; Așadar, intervalul de lucru al blocului “Dead Zone” va fi: limita inferioară $LL = -4.8$ V, limita superioară $UL = 4.8$ V. Se continuă cu alegerea factorului de amplificare k_{dz} . Impunând o toleranță ΔI_a în valoare de 1A se obține:

$$k_{dz} = \frac{V_{att}}{(I_{an} + \Delta I_a) \cdot k_{ri} - UL} = \frac{10,1}{(24 + 1) \cdot 0,2 - 4,8} = 50,5$$

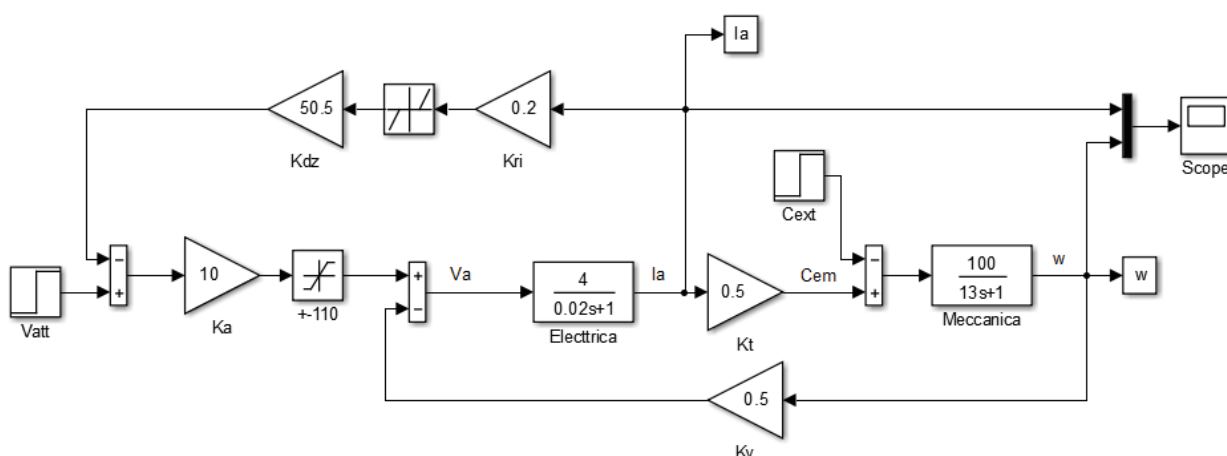


Fig. 4: Modelul motorului cu limitator de curent automat

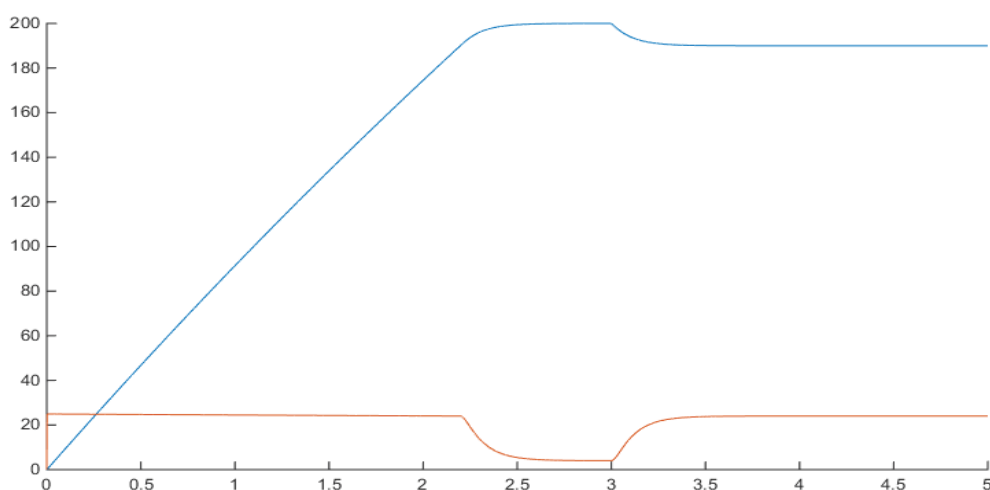


Fig. 5 Graficele I_a e ω cu limitator de curent automat

Se observă că variând valoarea lui k_{dz} graficul curentului și a vitezei unghiulare nu se schimbă mult, Fig. 6 și Fig. 7, unde albastrul reprezintă $k_{dz} = 10$, roșul $k_{dz} = 50$, verde $k_{dz} = 100$.

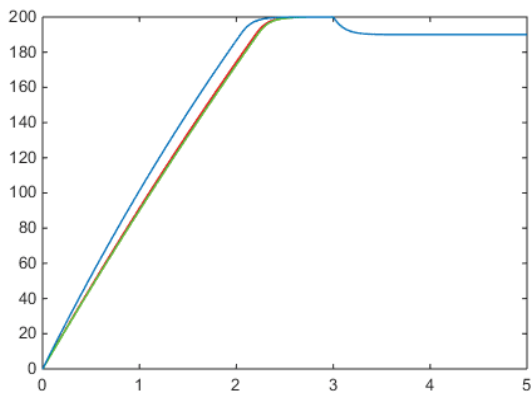


Fig. 6: Graficul vitezei unghiulare

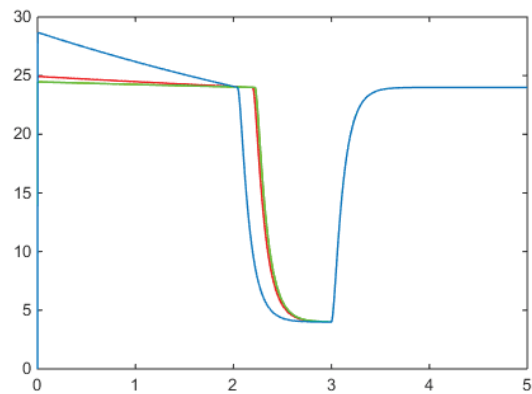


Fig. 7: Graficul curentului prin armătură

În Fig. 5 se poate observa cum curentul nu depășește valoarea maximă de 24A însă viteza unghiulară o depășește pe cea nominală de 190 rad/s. Așadar pentru controlul vitezei se adaugă un **dinam tahometric real** ce reproduce doar prima armonică a zgomotului, Fig. 8.

Semnala r_v este referința vitezei unghiulare a motorului. Semnalele de referință stabile se obțin cu ajutorul **referințelor de tensiune**. Se fixează 8V pentru valoarea de referință pentru obținerea vitezei unghiulare de 190 rad / s.

$$k_{dt} = \frac{r_v}{\omega_n} = \frac{8}{190} = 0.0421 \frac{Vs}{rad}$$

Blocul de saturație este fixat la -11 V și 11 V ca limite inferioară și respectiv superioară obținute din raportul $\pm \frac{V_{amax}}{k_a} = \pm \frac{110}{10} = \pm 11$.

$$\text{Cuplul maxim aplicat din exterior poate fi : } C_{ext} = C_{emn} - B \cdot \omega_n = 12 - 0.01 \cdot 190 = 10.1 \text{ Nm}$$

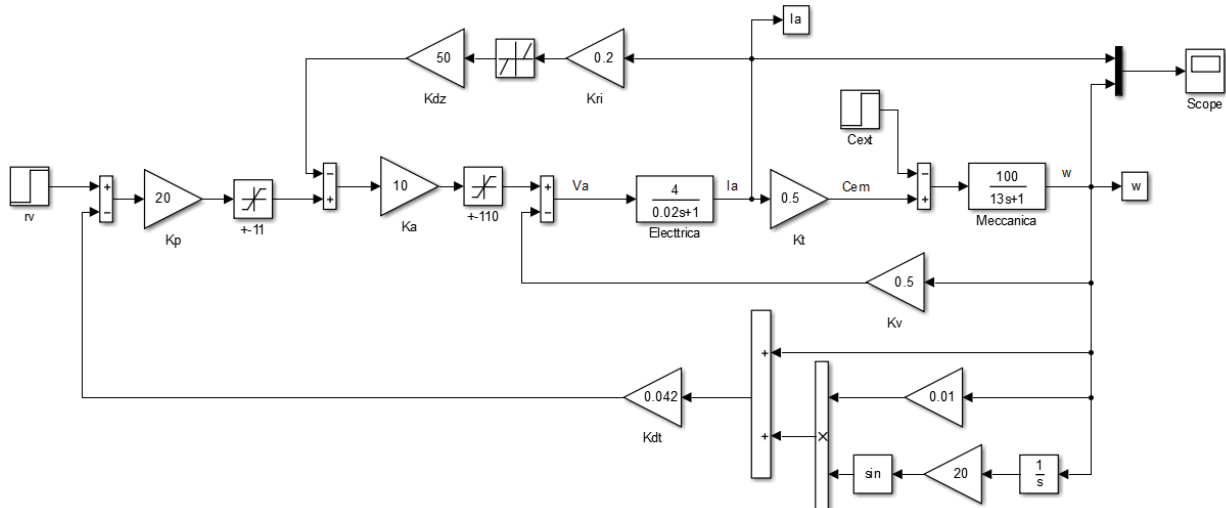


Fig. 8: Modelul motorului cu limitator de curent și dinam tahometric real[3]

Se alege factorul de amplificare k_p astfel încât zgomotul de curent rămâne sub 10% din valoarea nominală, adică într-un câmp de 2.4 A. Rezultatele obținute sunt prezentate în Fig. 9.

Se poate observă că odată cu mărirea lui k_p , crește zgomotul, care poate deteriora serios motorul. Așadar se alege un factor de amplificare $k_p = 28$, acceptabil, iar zgomotul de curent rămâne sub 10%.

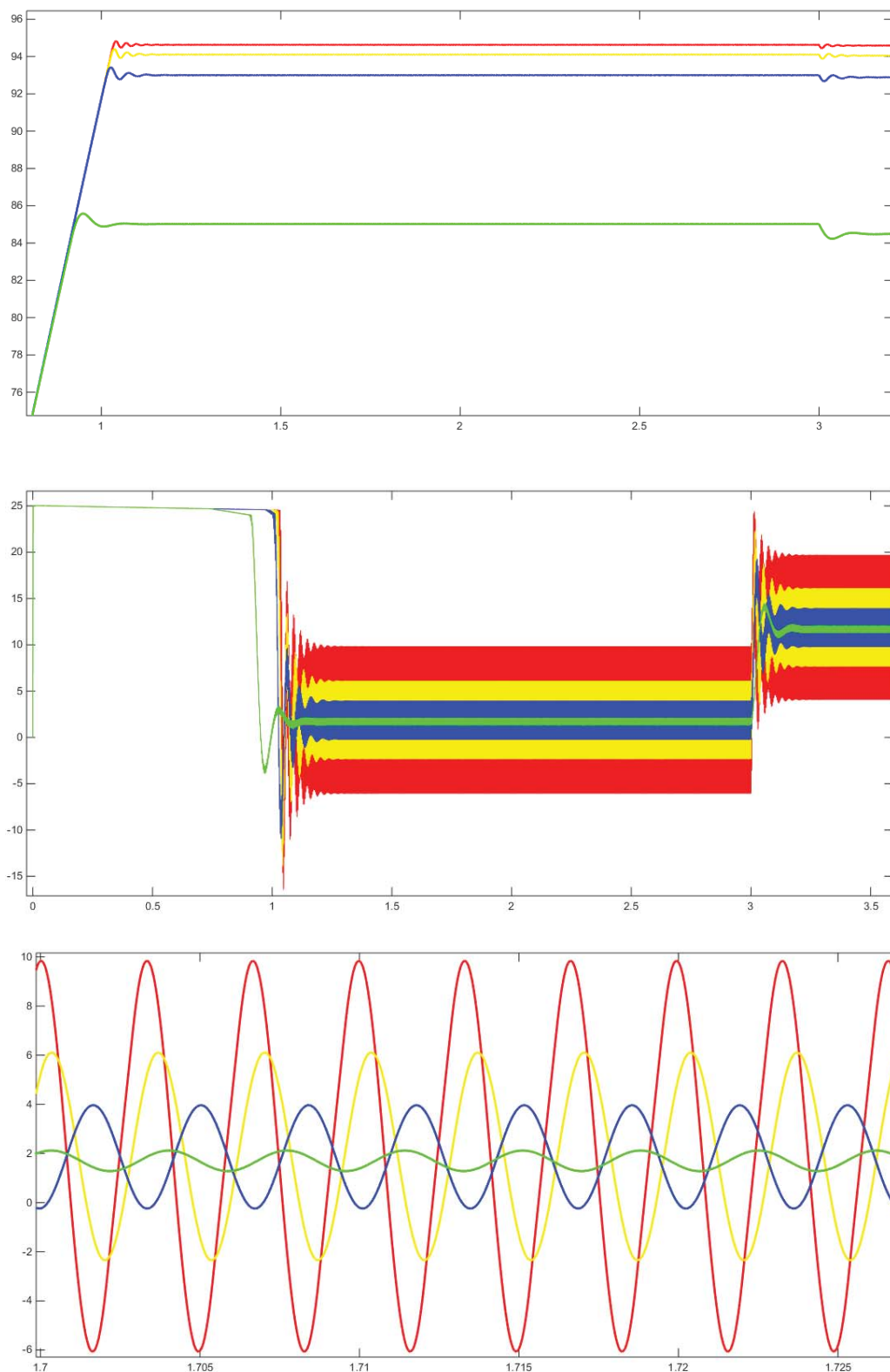


Fig. 9: Viteza unghiulară și curentul pentru diferite valori ale lui k_p : verde – 10, albastru – 50, galben – 100, roșu – 200 (cu $r_v = 4 V$). [3]

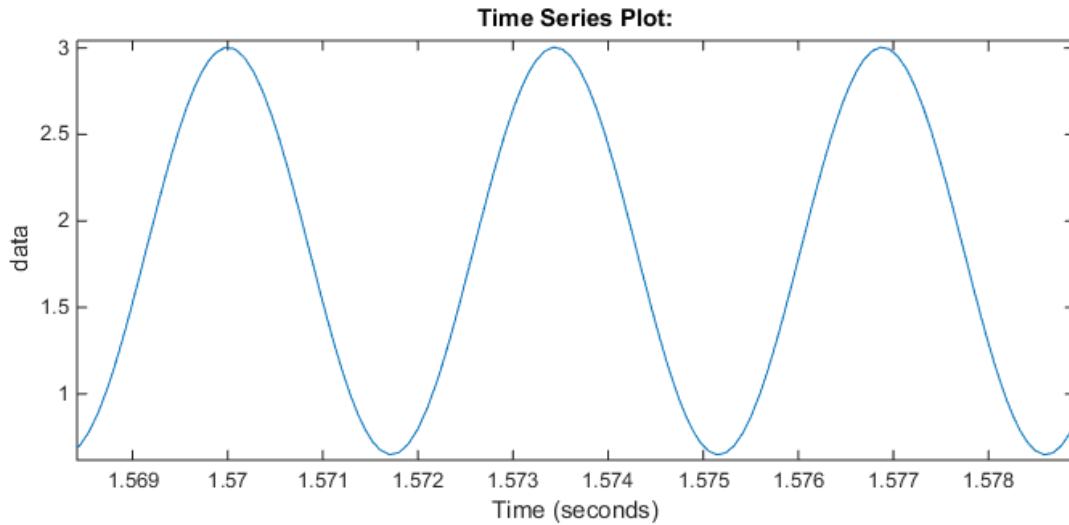


Fig. 10: Zgomotul de curent cu $k_p = 28$ (tensiunea de referință $r_v = 4$ V).

Pentru alegerea lui k_i se face o analiză pentru semnale mici (Fig. 11) omițând zgomotul caracteristic dinamului real și sarcina externă. Se suprapune un semnal de o valoare foarte mică 0.01V la momentul $t = 3$ s și o rampă de accelerare ce atinge valoarea maximă de 4V. De asemenea se introduce și **regulatorul proporțional integrativ cu sistem anti wind-up** pentru a anula eroarea de viteză.

Variând k_i se observă cum alungirea oscilațiilor nu se ameliorează, dar variând și k_p se obține o alungire a oscilațiilor mai mică de 30% (Fig. 13).

Ki	Kp	Alungiri
500	28	58.33%
100	28	47.82%
10	28	45.45%
8.8	12	27.27%

$$alungirea = \frac{\omega_{max} - \omega_{me}}{\omega_{med} - \omega_{mi}}$$

Tab. 1: Alungirea oscilațiilor pentru diverse valori k_i și k_p

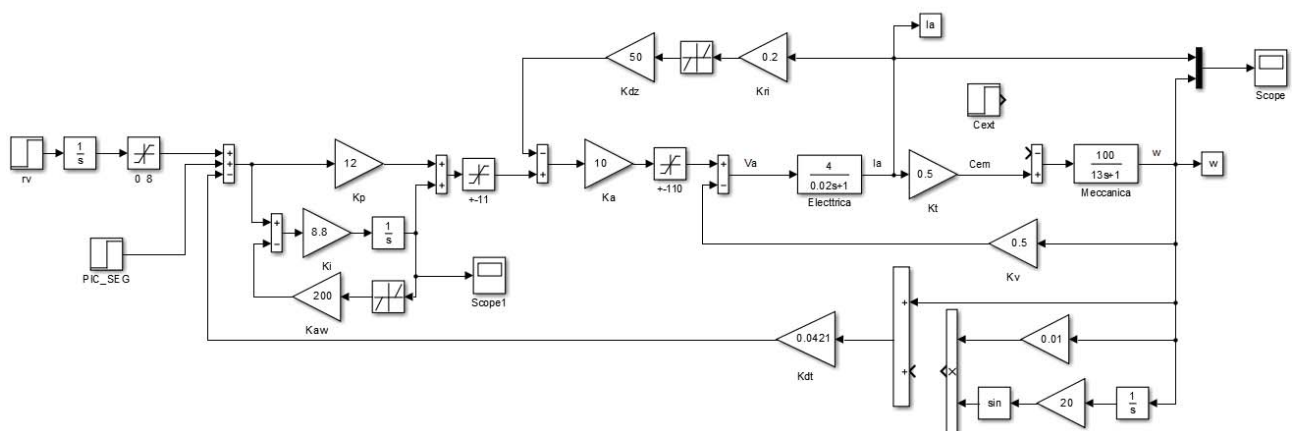


Fig. 11: Modelul motorului pentru analiza cu semnale mici.[3]

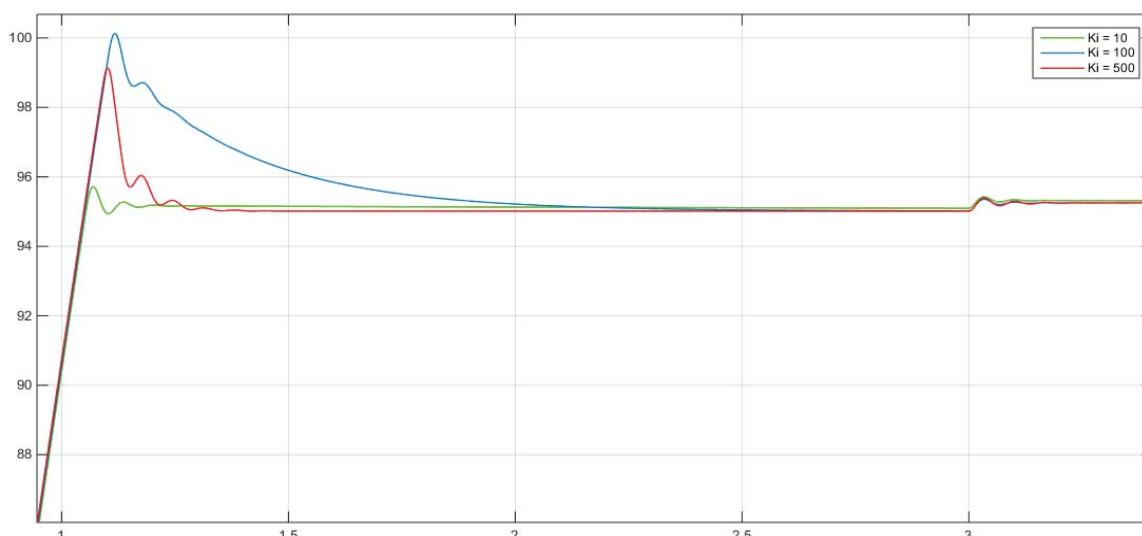


Fig. 12: Graficul vitezei unghiulare pentru diverse valori ale lui k_i la analiza semnalelor mici (con $r_v = 4 V$).[3]

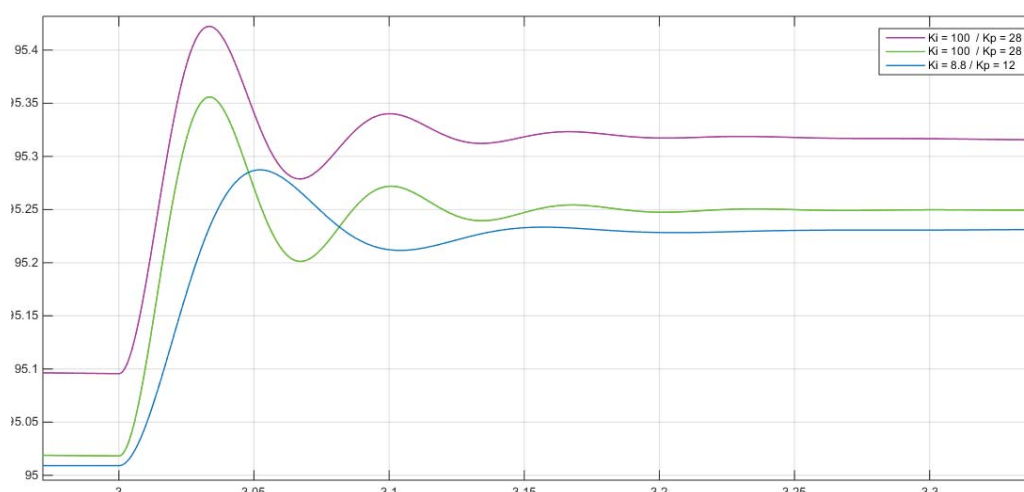


Fig. 13: Graficul vitezei unghiulare la analiza cu semnale mici pentru diverse valori k_i și k_p (con $r_v = 4 V$).

5. Feed forward (control cu buclă deschisă)

O îmbunătățire a funcționării integratorului se obține adăugând o buclă de control **feed forward**. Cu această tehnică se efectuează un control al vitezei cu buclă deschisă prin intermediul unui bloc proporțional și este dat regulatorului să corecteze erorile. În acest fel încărcarea pe integrator este mult mai mică astfel încât la regim nu trebuie să furnizeze tot semnalul de acțiune, ci doar partea necesară pentru a rezulta o eroare nulă. Schema care se obține se poate observa în Fig. 14.

$$k_{ff} = \frac{k_v}{k_{dt} \cdot k_a} = \frac{0.5}{0.0421 \cdot 10} = \frac{50}{42.1} \quad \text{Deadzone} = \frac{R_a \cdot I_{an}}{K_a} = \frac{0.25 \cdot 24}{10} = 0.6$$

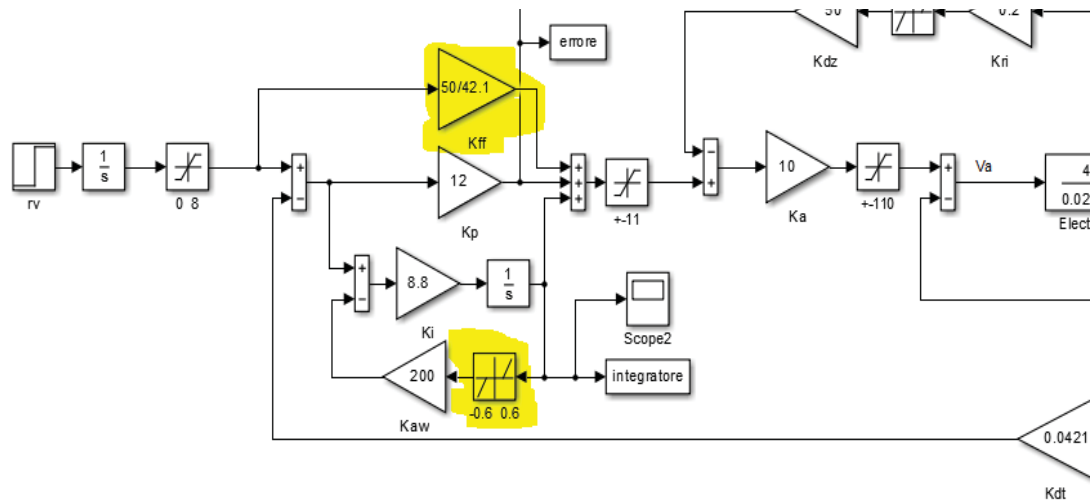


Fig. 14: Modelul motorului cu control feed forward

Este posibilă evaluarea erorii de viteză cu și fără feed forward și observarea diferitelor avantaje aduse de această metodă Fig. 15.

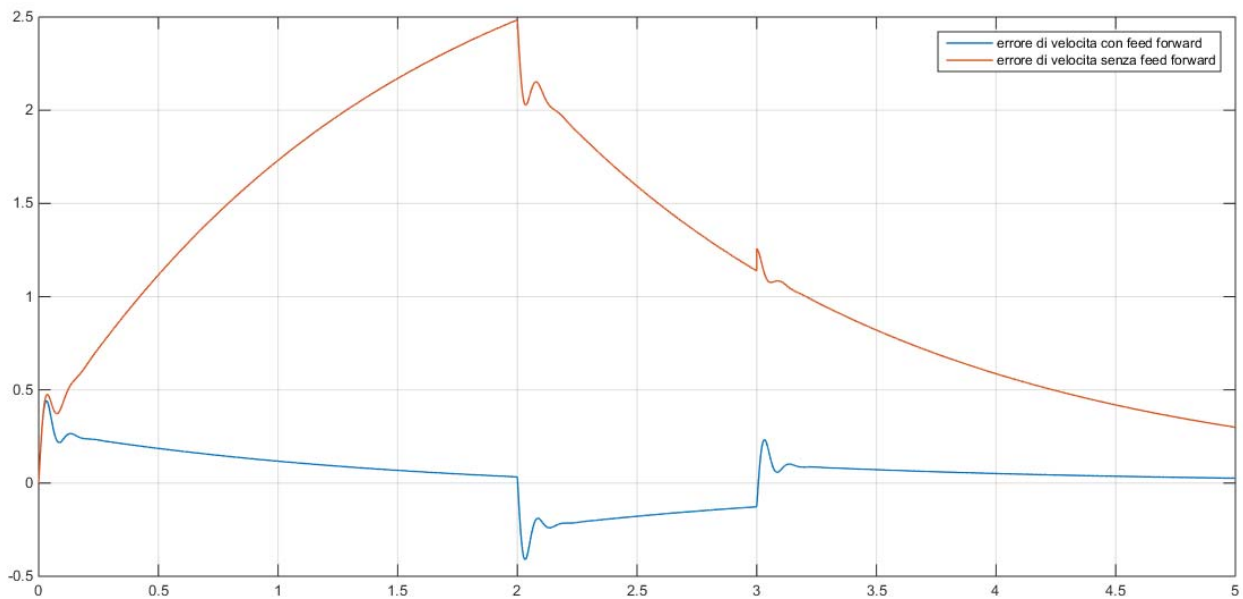


Fig. 15: Eroarea de viteză ($rv = 2$)

6. Amplificatorul retroacționat

Cel mai des întâlnit zgomot este cel generat de variația sursei de alimentare care poate fi schematizată cu un bloc de zgomot în sistemul de amplificare. Acest zgomot (V_z) se însumează la ieșirea amplificatorului. [3]

După cum se vede în diagrama Bode (Fig. 17) pulsația (frecvența) de rezonanță a circuitului este egală cu 142 rad/s cu o amplitudine maximă de -5.34dB; a fost ales așadar un nivel al zgomotului de 0.3V și de pulsație 142 rad/s (V_z).

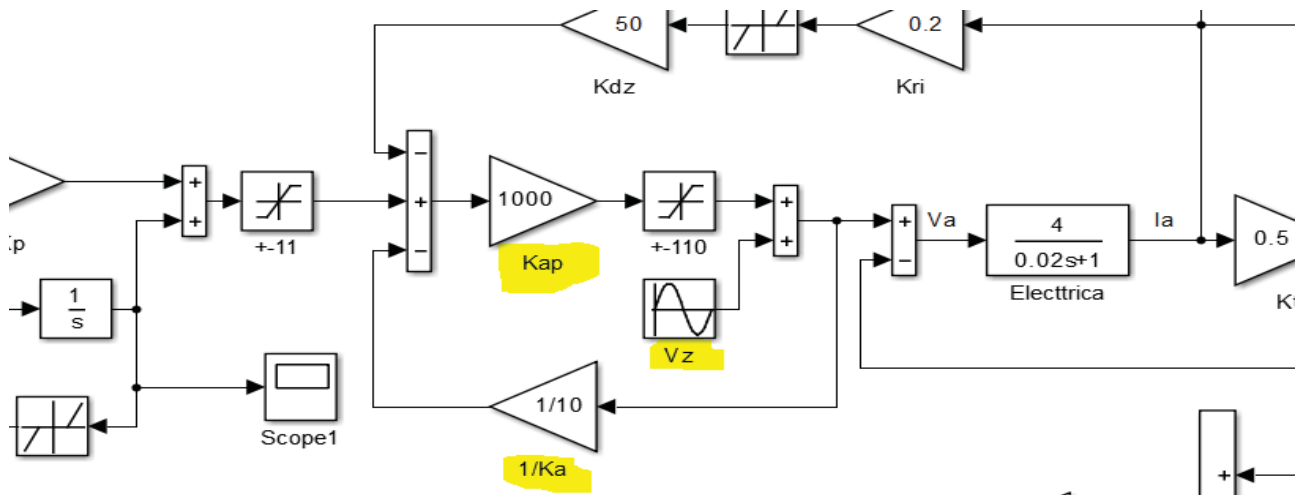


Fig. 16: Modelul motorului cu amplificator retroacționat

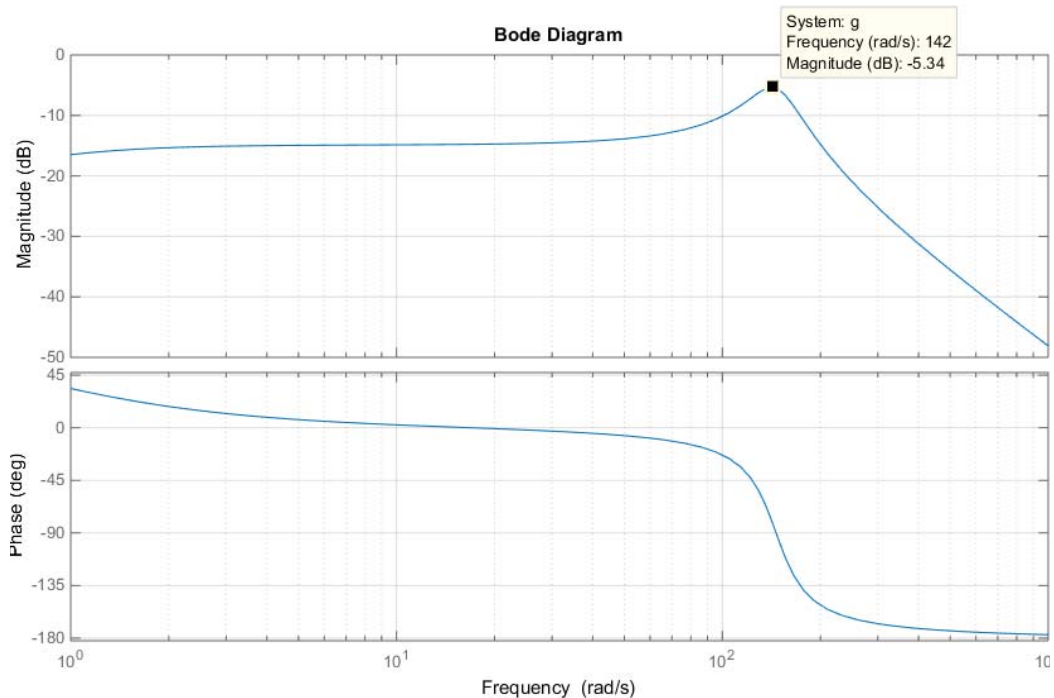


Fig. 17: Diagrama Bode a funcției de transfer a motorului cu amplificator retroacționat.

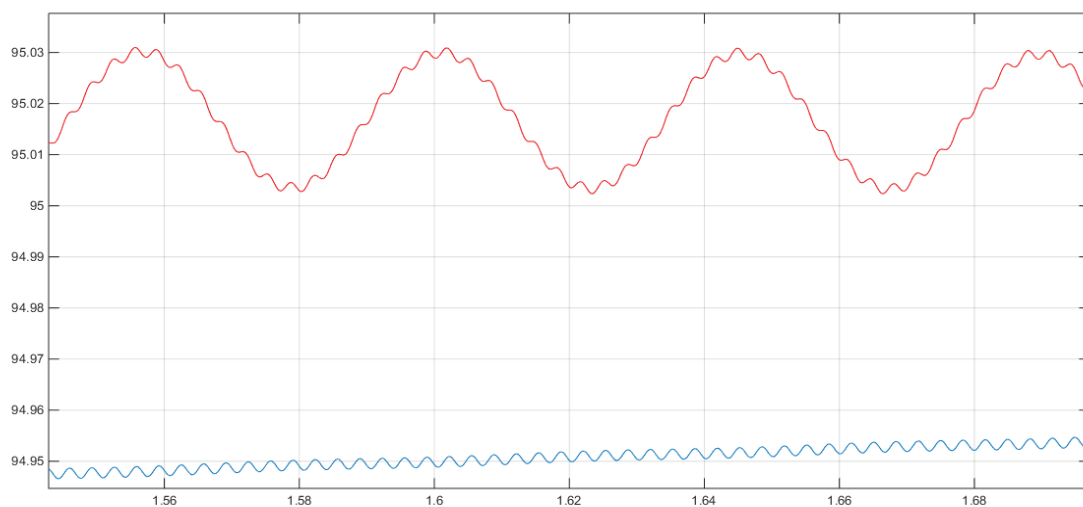


Fig. 18: Viteza unghiulară. roșu – fără retroacțiune, albastru – cu amplificator retroacționat

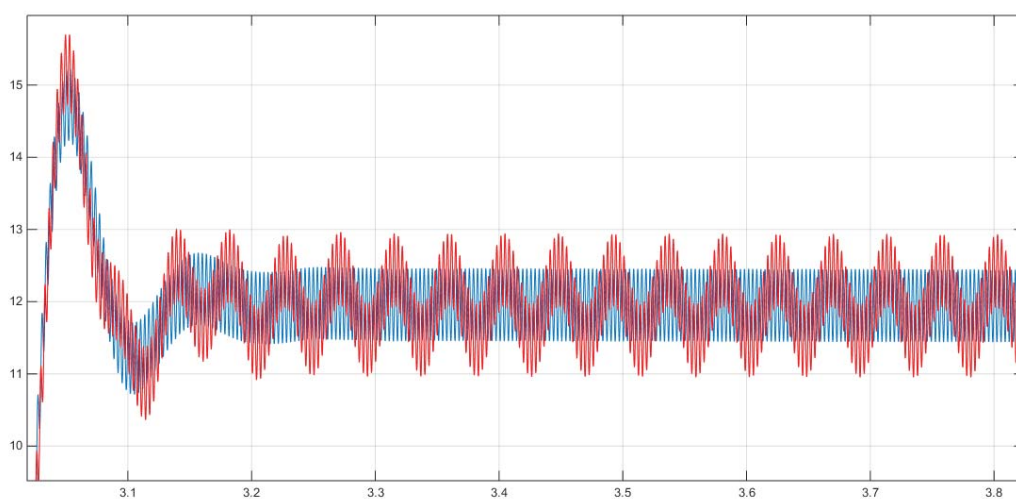


Fig. 19: Curentul armăturii. roșu – fără retroacțiune, albastru – cu amplificator retroacționat

7. Filtrarea zgomotului generat de dinamul tahometric real

Introducând un filtru de ordinul I pe dinamul zgomotos va fi posibilă îmbunătățirea răspunsului sistemului; se substituie regulatorul PI cu anti wind-up cu un regulator pur proporțional. Filtrul este proiectat pe ramura blocului motor ce realizează controlul vitezei.

Cu filtrul instalat pe dinamul tahometric este posibilă mărirea factorului de amplificare k_p , în limita respectării zgomotului de curent.

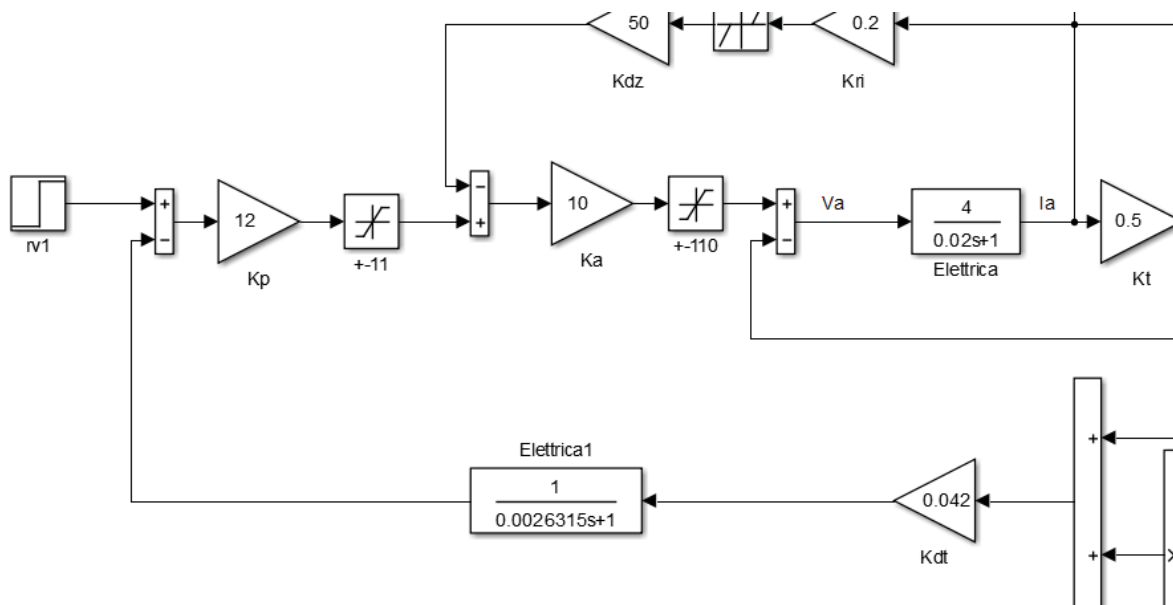


Fig. 20: Modelul filtrului la ieșirea semnalului dat de tahometru

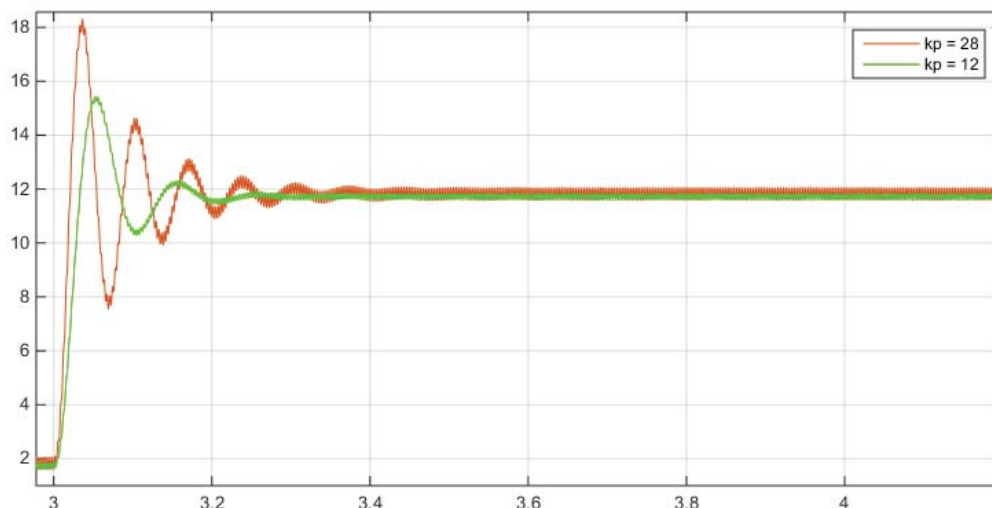


Fig. 21: Graficul curentul la folosirea filtrului pe tahometru

8. Regulatorul de curent HCR

Limitatorul de curent utilizat până acum este substituit de un regulator de curent HCR, după cum se observă în Fig. 22, care are proprietatea de a urmări perfect semnalul de referință.

Factorul de amplificare k_{ri} este ales astfel încât să se obțină un semnal de ieșire al traductorului mai mic de 10V. În cazul de față $k_{ri} = 0.2$. Analizând bucla din Fig. 22 se obține că tensiunea de referință pentru a obține 24A este 4.8V pentru care se aleg saturațiile ce precedă regulatorul HCR de ± 4.8 , iar saturațiile releului sunt: switch on/off ± 5 ; output on/off ± 110 , cu o tensiune de referință a vitezei de 8V (viteza maximă).

Scopul este acela de a determina k_p , k_{p1} e τ pentru filtru astfel încât zgomotul de curent să nu depășească 10% iar eroarea de viteză să rămână sub 1% din valoarea de regim.

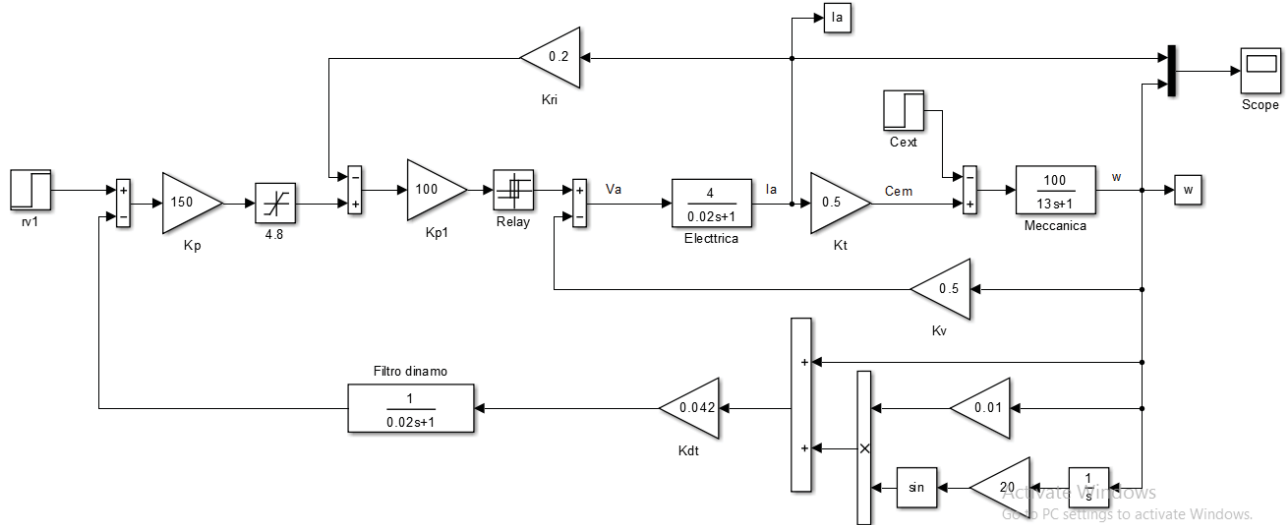


Fig. 22: Schema motorului cu regulator HCR si filtru pe dinamul tahometric[3]

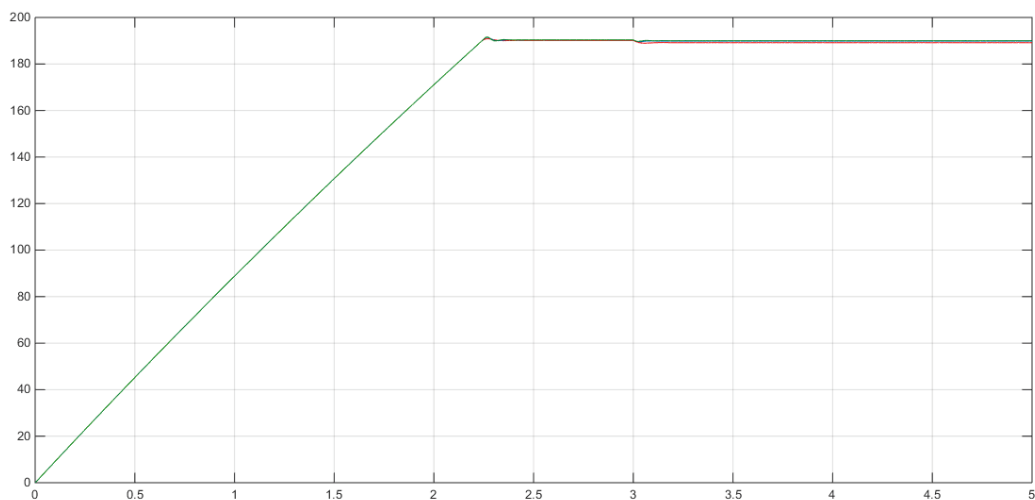


Fig. 23: Viteza unghiulară, $rv = 8$

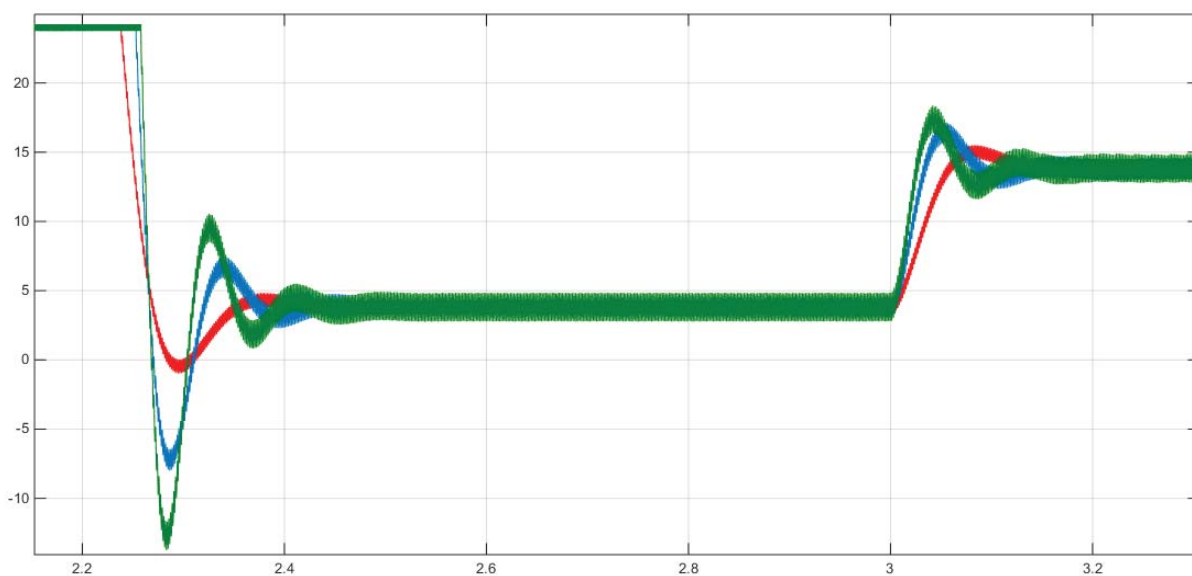


Fig. 24: Curentul de armătură, $r_v = 8$

După cum se observă în Fig. 23 și Fig. 24 în toate situațiile zgomotul de curent este sub 10% din I_{an} , și eroarea de viteză rămâne sub 1% din valoarea de regim.

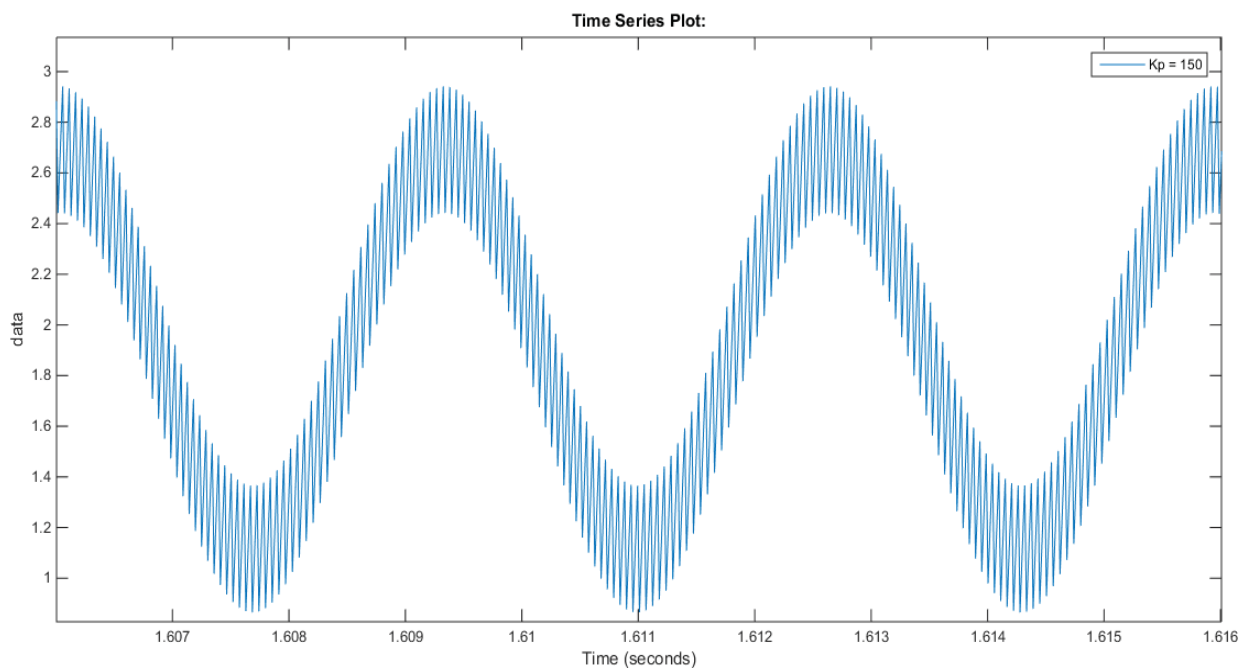


Fig. 25: Vedere mărită a curentului, $k_p = 150$

După cum se poate vedea în Fig. 25 sunt prezente două zgomote, unul de frecvență mare caracteristic regulatorului HCR care este egal cu $0.5A$ și un zgomot de frecvență joasă de $2.1A$ introdus de dinamul zgomotos.

9. Analiza cu semnale mici pentru regulatorul de curent HCR

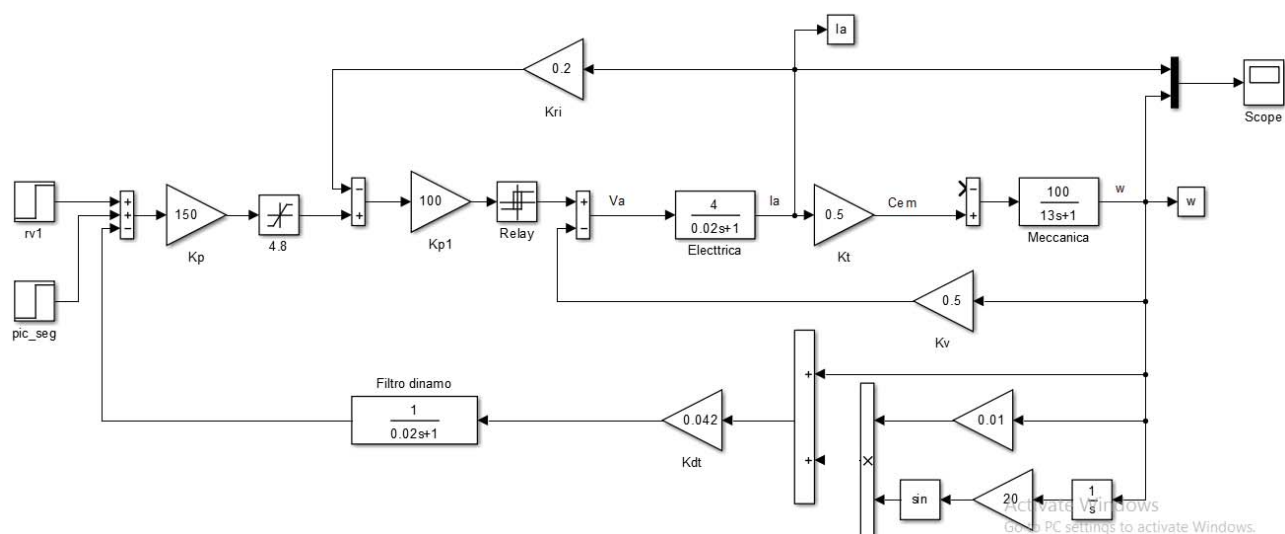


Fig. 26: Schema bloc pentru analiza cu semnale mici.

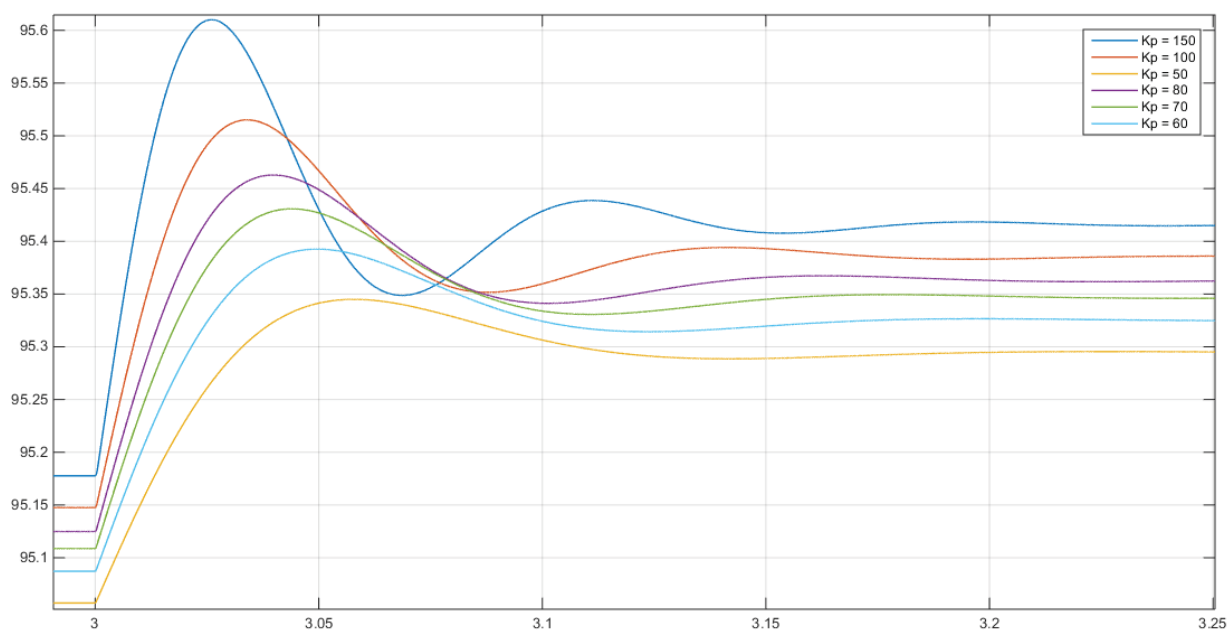


Fig. 27: Viteza unghiulară cu semnal mic introdus la momentul $t=3s$

ω_{max} [rad/s]	$\omega_{nominal}$ [rad/s]	ω_{pic_seg} [rad/s]	Alungire [%]	k_p
95.6	95.41	95.17	79.16	150
95.51	95.38	95.14	54.16	100
95.34	95.29	95.06	21.73	50
95.64	95.36	95.12	41.66	80
95.43	95.32	95.11	39.13	70
95.39	95.32	95.08	29.16	60

Tab. 2: Calculul alungirilor din Fig. 27

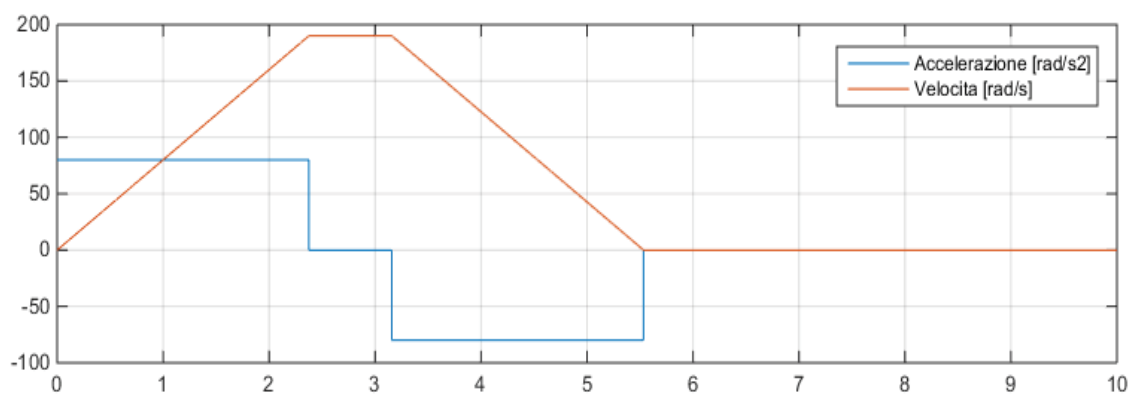
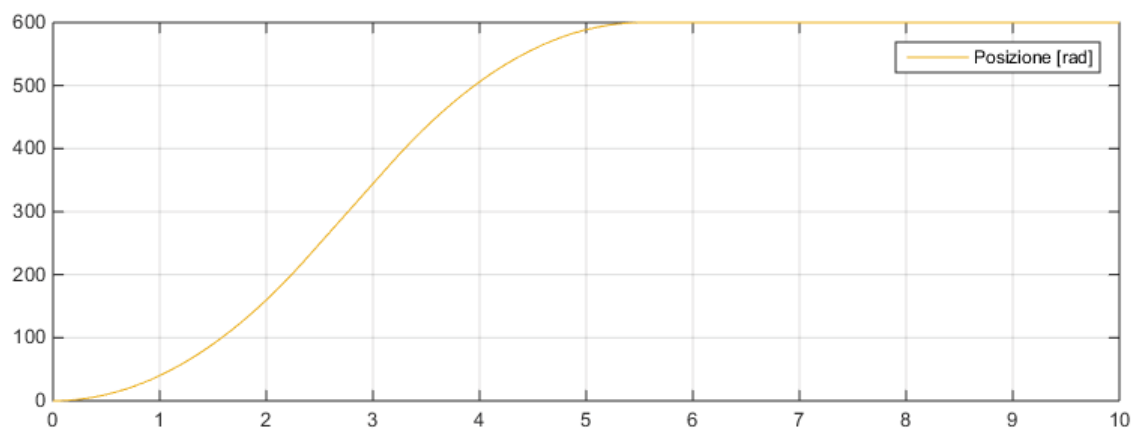


Fig. 30: Dinamica motorului cu controlul poziției, k_{pos} egal cu 1

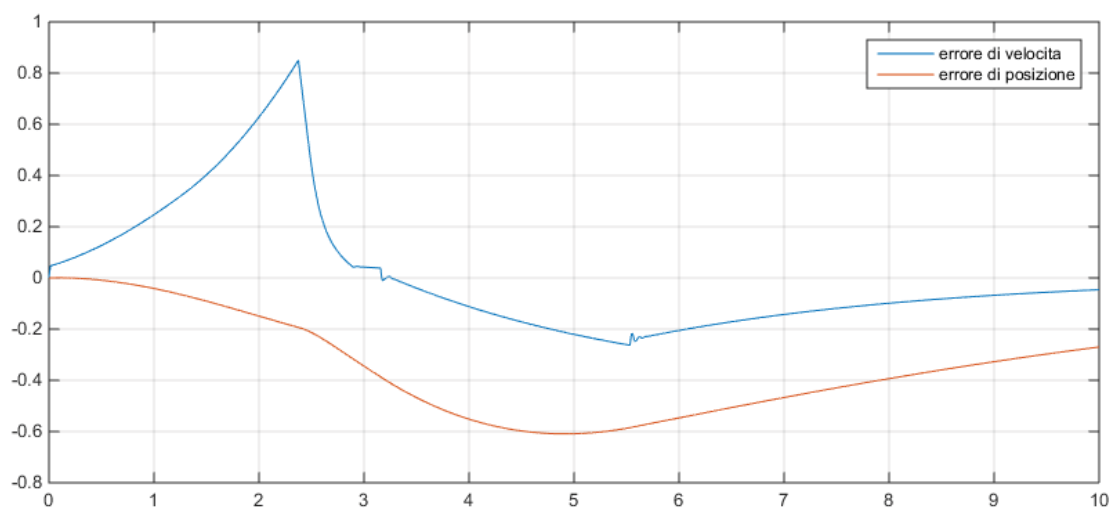


Fig. 31: Eroarea poziției și a vitezei cu k_{pos} egal cu 1, dinam ideal

11. Analiză comparativă și concluzii

S-a făcut o analiză comparativă a trei sisteme cu controlul poziției:

- circuitul cu integrator PI anti wind-up;
- circuitul cu acțiune retroactivă;
- circuitul cu regulator de curent HCR.

În graficele ce urmează culoarea roșie reprezintă modelul cu regulator PI anti wind-up, culoarea albastră modelul cu acțiune retroactivă și culoare verde modelul cu regulator de curent HCR.

În Fig. 32 și Fig. 34 se observă cum regulatorul de curent HCR are cel mai bun comportament al vitezei unghiulare. Celelalte două sisteme sunt încă în mișcare chiar dacă arborele motorului a ajuns în poziția dorită, 600 rad.

Zgomotul curentului de armătură nu depășește în nici-o situație limita maximă de 10% (2.4A) după cum se poate vedea în Fig. 33. Cel mai bine se comportă circuitul cu acțiune reatracivă urmat de circuitul cu integrator PI anti-windup și de circuitul cu regulator de curent HCR care prezintă zgomotul de frecvență înaltă specific circuitului HCR.

În Fig. 35 și Fig. 36 (eroarea poziției) se poate observa cum cel mai bun comportament îl are circuitul cu regulator de curent HCR care odată ce ajunge la poziția prestabilită (600 rad) se oprește din mișcare, pe când celelalte două sisteme nu ajung imediat la poziția exactă de 600 rad.

Așadar pentru aplicații în care precizia de poziționare este fundamentală, circuitul de control al motorului cu cel mai bun comportament este sistemul cu regulator de curent HCR. Astfel acesta se pretează foarte bine în aplicațiile de mașini-unelte unde precizia de poziționare a lanțurilor cinematice este importantă precum și în alte sisteme în care precizia de poziționare este esențială.

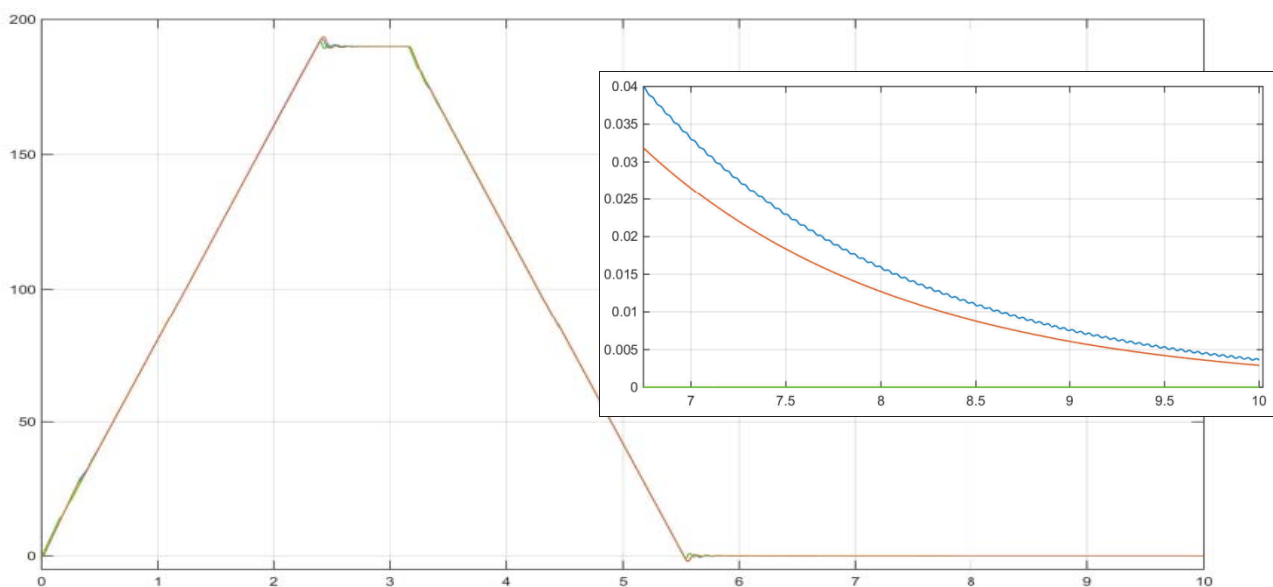


Fig. 32: Viteza unghiulară

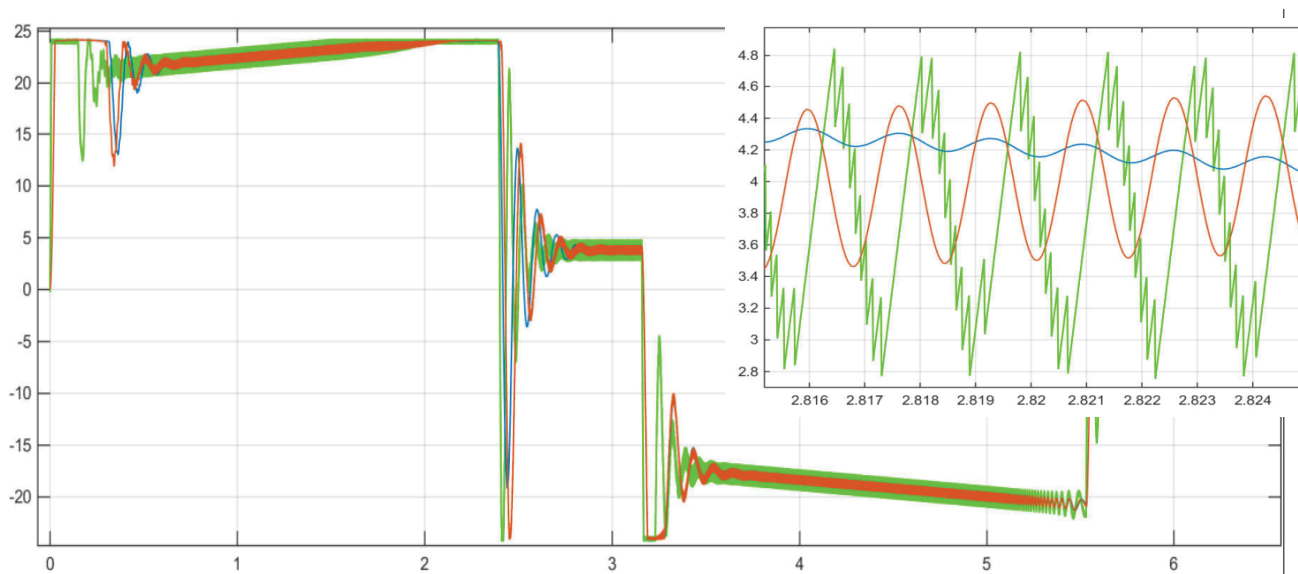


Fig. 33: Curentul armăturii

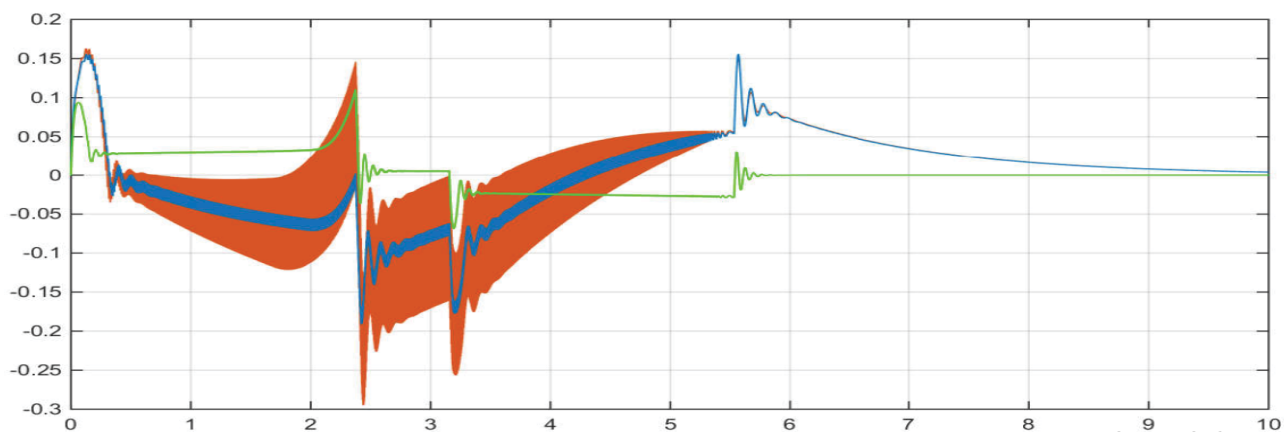


Fig. 34: Eroarea de viteză

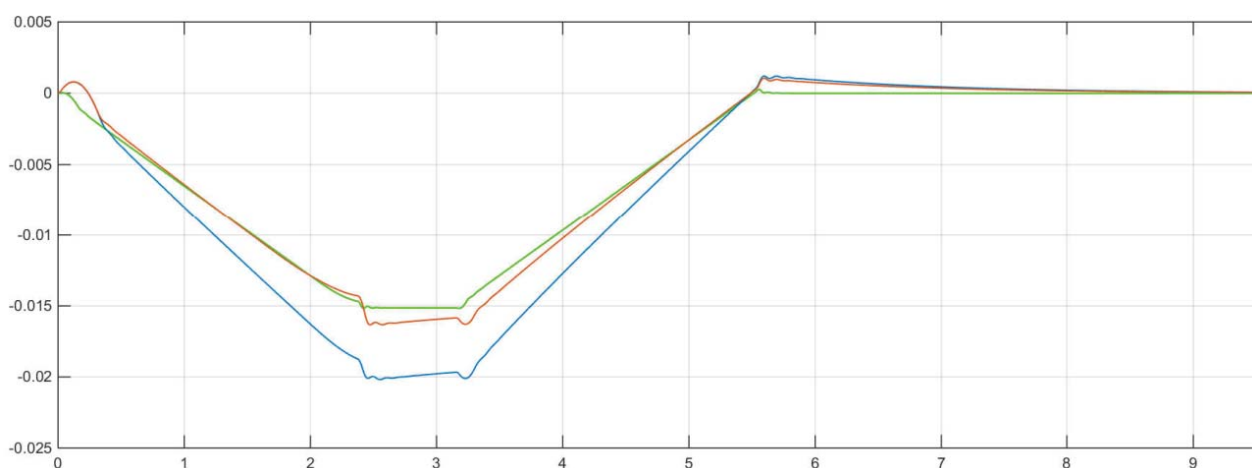


Fig. 35: Eroarea de poziție

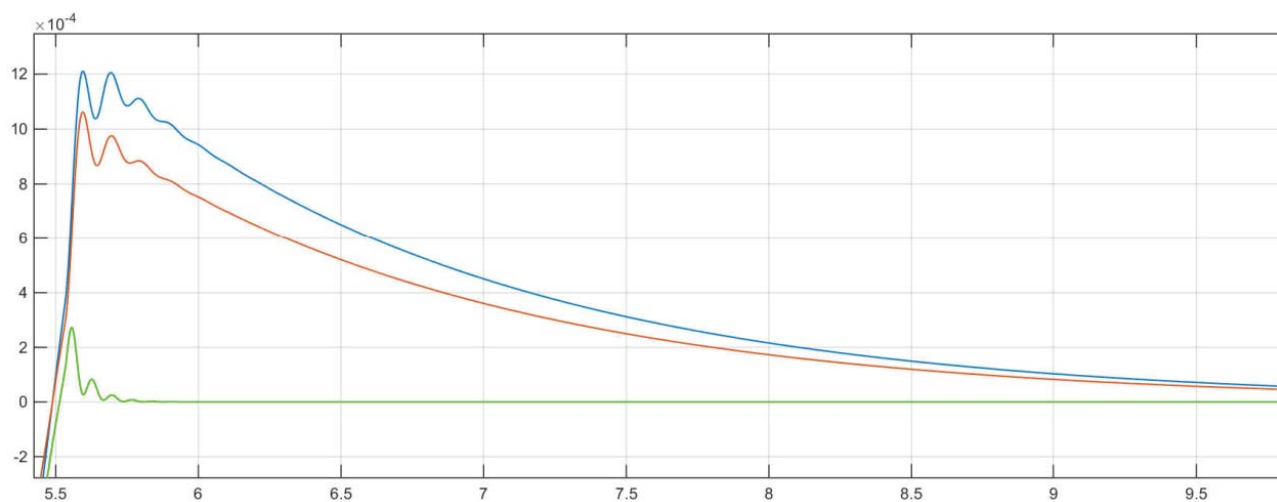


Fig. 36: Mărire a Fig. 35

12. Bibliografie

- [1] BOROUGH, Jon. *Controlling 3-Phase AC Induction Motors Using the PIC18F4431*: pentru Microchip Technology, U.S.A., 2004.
- [2] PIROI, Ion. *Cercetari privind comportarea masinilor electrice in diverse domenii actuale de utilizare*, Bucuresti, 2016.
- [3] POMPEO, Marino. *Azionamenti ed Elettronica Industriale*: curs, Italia, 2012.