

3.3. Sinteza sistemelor de reglare locale

Robotul este un sistem complex, compus din trei subsisteme: subsistemul structurii mecanice, cel de transmisie și cel al actuatorilor. Ultimele două sisteme sunt liniare și decuplate, primul, însă, este neliniar și cuplat. Astfel, sinteza controlerului este îngreunată de subsistemul structurii mecanice. Strategia soluției clasice constă în eludarea acestui sistem neliniar și cuplat.

Într-o primă aproximație, vom presupune cazul când articulațiile robotului nu se deplasează simultan, dar secvențial, adică, la un moment dat, se mișcă doar o singură articulație, iar restul articulațiilor sunt fixate în anumite poziții. În acest caz, articulațiile sunt considerate independente și nu se ia în considerare dinamica sistemului total și nici interacțiunile dintre articulații. Sistemul de conducere trebuie să asigure numai poziționarea sau urmărirea traiectoriei impuse pentru articulația în mișcare. Reieșind din aceste considerente, sistemul de conducere a robotului se prezintă ca un ansamblu de sisteme de reglare locale independente.

Conform acestei strategii, ceea ce se controlează sunt motoarele de curent continuu din fiecare cuplă, iar subsistemul structurii mecanice devine un generator de perturbații $d = \tau_l/r$. Perturbația d , generată de structura mecanică, nu este o mărime constantă. Cu toate acestea, în stare de echilibru, când cuplele robotului sunt acționate succesiv, această perturbație este determinată doar de momentul forței gravitaționale g_l , care acționează asupra robotului și, în acest caz, este o valoare constantă.

Însă, prin raportul de transmisie relativ mare, sistemul de transmitere devine un atenuator de perturbații. Acest lucru reiese din analiza expresiei modelului dinamic al sistemului de acționare (2.41)

$$J_m \ddot{q}_a + (B_m + K_b K_m/R) \dot{q}_a + \tau_l/r = (K_m/R)V, \quad (3.7)$$

unde cuplul de sarcină τ_l al legăturii reprezintă valoarea perturbătoare, rejecția căreia se pune pe seama buclei de reglare a motorului.

Pentru un manipulator plan RR cu două grade de libertate, schema bloc a sistemului automat de reglare se prezintă ca în figura 3.3.

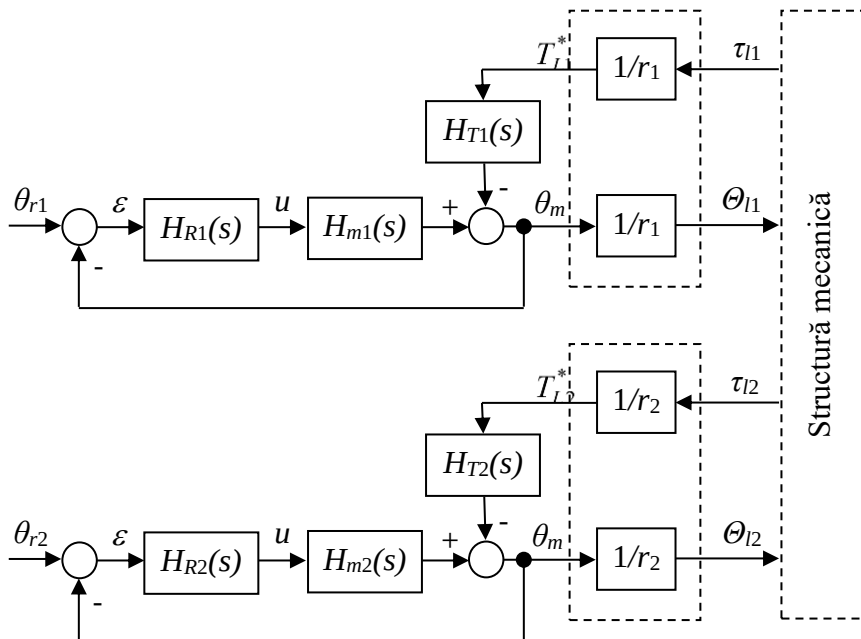


Fig. 3.3. Schema bloc structurală a sistemului local de conducere.

3.3.1. Sinteza sistemelor locale de poziționare

Sarcina sistemelor locale de poziționare este de a asigura poziționarea succesivă a articulațiilor individuale ale robotului. Aceasta înseamnă că semnalul de intrare al sistemelor locale reprezintă o poziție constantă dorită (funcție treaptă) a articulației respective.

După cum s-a menționat anterior, ceea ce se controlează, în acest caz, sunt motoarele de curent continuu din fiecare cuplă,

modelul dinamic al cărora este dat de expresia (3.7).

În conformitate cu notațiile introduse în (2.39)

$$J_{eff} = J_m; \quad B_{eff} = B_m + \frac{K_b K_m}{R}; \quad u = (K_m/R)V = KV,$$

expresia (3.7) se transcrie în felul următor

$$J_{eff} \ddot{\theta}_m + B_{eff} \dot{\theta}_m = u - d, \quad (3.8)$$

unde $\theta_m = q_a$.

În domeniul Laplace, expresia (3.8) se prezintă prin schema bloc din figura 3.4.

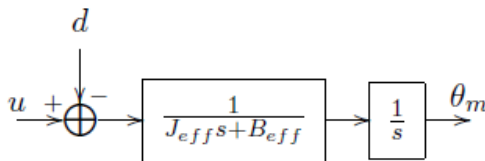


Fig. 3.4. Schema bloc a sistemului în buclă deschisă.

Analizând structura din figura 3.4, se observă că sistemul deschis are un pol în origine, ceea ce conduce la faptul că sistemul în buclă închisă va avea o eroare staționară nulă. Acest fapt înseamnă că este suficientă utilizarea unui controler proporțional P (3.1) sau proporțional-derivativ PD (3.2). Însă, pentru a asigura performanțe ridicate în regim dinamic, de obicei, se preferă utilizarea regulatorului PD. Schema bloc structurală a sistemului închis cu regulator PD se prezintă în figura 3.5.

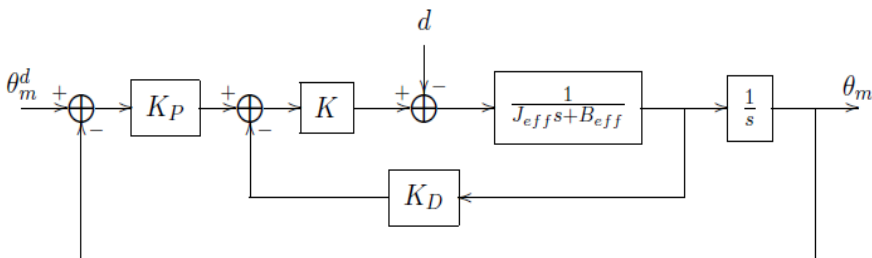


Fig. 3.5. Schema bloc structurală a sistemului în buclă închisă cu regulator PD.

Funcția de transfer a sistemului închis, prezentat în figura 3.5, are următoarea formă

$$\theta_m(s) = \frac{KK_D s + KK_P}{J_{eff} s^2 + (B_{eff} + KK_D)s + KK_P} \theta_m^d(s) - \frac{1}{J_{eff} s^2 + (B_{eff} + KK_D)s + KK_P} D(s), \quad (3.9)$$

unde $D(s) = \tau_l(s)/r$ este funcția de transfer a perturbației, datorate structurii mecanice.

Ecuția caracteristică a sistemului (3.9)

$$A(s) = J_{eff} s^2 + (B_{eff} + KK_D)s + KK_P = 0. \quad (3.10)$$

Conform ecuației caracteristice (3.10), sistemul în buclă închisă va fi stabil pentru orice valori pozitive ale lui K_P și K_D și mărimi limitate ale perturbației.

Sistemul cu regulator PD (3.9) este un sistem de ordinul doi. Un sistem dinamic de ordinul doi poate fi prezentat în următoarea formă canonică

$$H(s) = \frac{k}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (3.11)$$

unde: ξ poartă denumirea de grad de amortizare;

ω_n este frecvența (unghiulară) naturală.

Rădăcinile numitorului funcției de transfer (a ecuației caracteristice)

$$s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$$

poartă denumirea de poli ai sistemului și caracterizează în totalitate comportamentul (performanțele) sistemului.

Comportamentul sistemelor asimptotic stabile de ordinul doi, în funcție de poziția polilor, este determinat de factorul de amortizare ξ și poate fi clasificat în trei cazuri: sisteme sub-amortizate sau oscilator-amortizate ($0 < \xi < 1$), critic amortizate ($\xi = 1$) și supra-amortizate ($\xi > 1$). În cazul roboților, se preferă

comportamentul critic-amortizat sau, la limită, supra-amortizat.

Este evident faptul, că modelul dinamic al robotului nu îndeplinește acest deziderat. Însă, un sistem de ordinul doi poate fi transformat într-un sistem stabil, critic amortizat, dacă este inclus într-o buclă închisă cu regulatorul respectiv.

După cum se observă din (3.9), (3.10), modificând valorile parametrilor de acord K_P și K_D , se modifică poziția polilor funcției de transfer a sistemului închis.

Reieșind din cele expuse, valorile dorite ale coeficienților de acord, în cazul sistemului de ordinul doi cu regulator PD (3.9), pot fi determinate din următoarea expresie

$$s^2 + \frac{(B_{eff} + KK_D)}{J_{eff}}s + \frac{KK_P}{J_{eff}} = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2,$$

de unde se obține

$$K_P = \frac{J_{eff}\omega_n^2}{K}, \quad K_D = \frac{2\xi\omega_n J_{eff} - B_{eff}}{K}. \quad (3.12)$$

Pentru un process tranzitoriu critic amortizat: $\xi = 1$, iar timpul de reglare este invers proporțional frecvenței naturale ω_n (fig. 3.6).

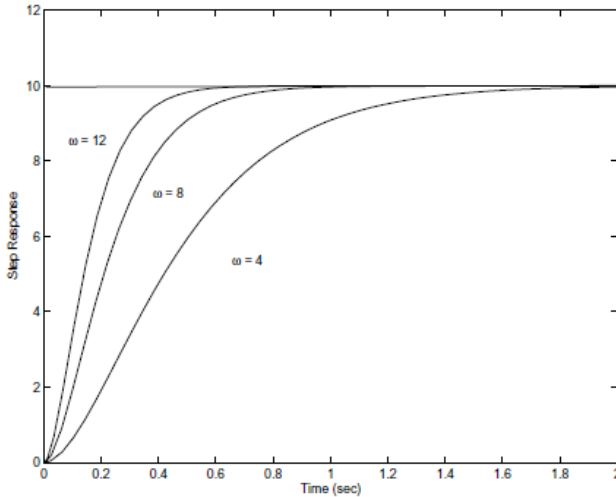


Figura 3.6: Procese tranzitorii critic amortizate ale sistemului neperturbat.

Din figura 3.6 se observă, că eroarea staționară a sistemului neperturbat, cu regulator PD, este nulă. Acest lucru poate fi evidențiat și din expresia erorii sistemului din figura 3.5

$$E(s) = \frac{J_{eff}s^2 + B_{eff}s}{J_{eff}s^2 + (B_{eff} + KK_D)s + KK_P} \theta_m^d(s) - \frac{1}{J_{eff}s^2 + (B_{eff} + KK_D)s + KK_P} D(s). \quad (3.13)$$

Pentru un semnal de intrare de tip treaptă

$$\theta_m^d(s) = \frac{\theta_m^d}{s} \quad (3.14)$$

și o perturbație constantă

$$D(s) = \frac{D}{s} \quad (3.15)$$

reiese că în cazul când perturbația este nulă $D(s) = 0$ (figura 3.6)

$$e_{st}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = 0, \quad (3.16)$$

iar în prezența perturbației $D(s) \neq 0$, eroarea staționară e diferită de zero, iar valoarea ei este determinată de următoarea expresie

$$e_{st}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = -\frac{D}{KK_P}. \quad (3.17)$$

Răspunsul sistemului afectat de o perturbație constantă se prezintă în figura 3.7.

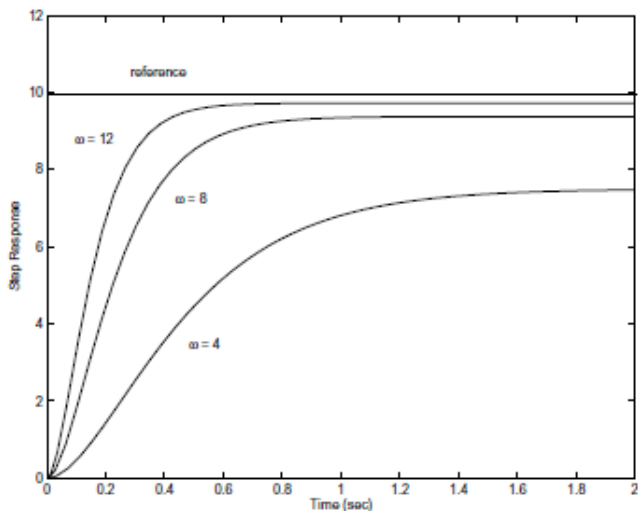


Figura 3.7: Răspunsul sistemului cu regulator PD, afectat de o perturbăție constantă.

Deoarece mărimea perturbației D este invers proporțională cu raportul de reducere, reiese că eroarea staționară este cu atât mai mică, cu cât este mai mare raportul de reducere. Totodată, conform expresiei 3.17, eroarea staționară poate fi făcută arbitrar de mică dacă se obține o valoare mare a coeficientului K_P al regulatorului.

Compensarea totală a erorii staționare se poate realiza prin introducerea în structura regulatorului PD a componentei integratorii, ceea ce conduce la un regulator de tip PID (3.5), așa cum se prezintă în figura 3.8.

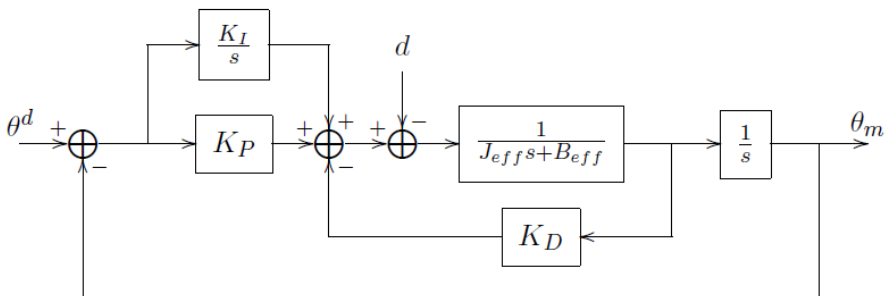


Figura 3.8: Schema bloc structurală a sistemului
în buclă închisă cu regulator PID.

În cazul acesta, sistemul în buclă închisă devine un sistem de ordinul trei

$$\theta_m(s) = \frac{KK_D s^2 + KK_P s + KK_I}{J_{eff} s^3 + (B_{eff} + KK_D) s^2 + KK_P s + KK_I} \theta_m^d(s) - \frac{s}{J_{eff} s^3 + (B_{eff} + KK_D) s^2 + KK_P s + KK_I} D(s), \quad (3.18)$$

a cărei ecuație caracteristică

$$A(s) = J_{eff} s^3 + (B_{eff} + KK_D) s^2 + KK_P s + KK_I = 0. \quad (3.19)$$

Aplicând criteriul Routh-Hurwitz pentru ecuația caracteristică (3.19), rezultă că sistemul în buclă închisă va fi stabil, dacă coeficienții de acord sunt pozitivi, iar K_I se alege din următoarea inegalitate

$$K_I < \frac{(B_{eff} + KK_D) K_P}{J_{eff}}. \quad (3.20)$$

Funcția de transfer a erorii sistemului cu regulator PID (figura 3.8)

$$E(s) = \frac{J_{eff} s^3 + B_{eff} s^2}{J_{eff} s^3 + (B_{eff} + KK_D) s^2 + KK_P s + KK_I} \theta_m^d(s) - \frac{s}{J_{eff} s^3 + (B_{eff} + KK_D) s^2 + KK_P s + KK_I} D(s). \quad (3.21)$$

Pentru un semnal de intrare de tip treaptă (3.14) și o perturbație constantă (3.15), se observă că eroarea staționară, datorată momentului de gravitație în jurul articulației i , a sistemului de poziționare i cu regulator PID va fi nulă (figura 3.9)

$$e_{st}(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = 0. \quad (3.22)$$

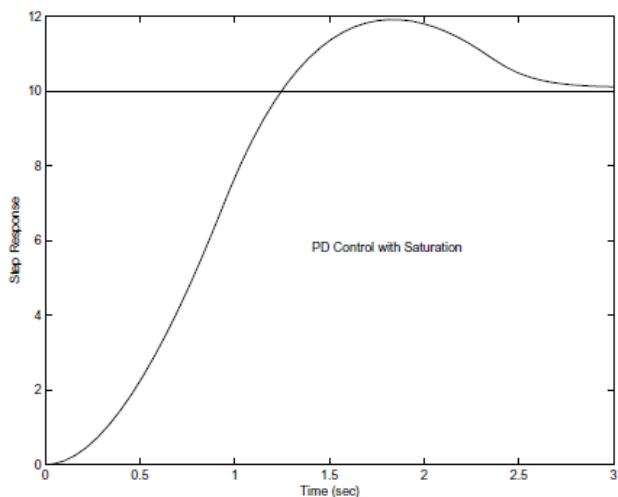


Figura 3.9: Răspunsul sistemului cu regulator PID, afectat de o perturbăție constantă.

După cum se observă din figura 3.9, eroarea staționară a sistemului perturbat cu regulator PID este nulă, însă procesul indicial nu este critic amortizat, ci supra-amortizat. În robotică, un astfel de proces poate fi admis doar într-un număr limitat de aplicații. Motivul este ușor de intuit, dacă ne imaginăm poziționarea în apropierea unui obiect pe care nu dorim să-l atingem în timpul regimului tranzitoriu.

Teoretic, pentru o perturbăție constantă, printr-o simplă majorare a coeficienților de acord ai reguletoarelor PD sau PID, s-ar putea atinge un timp de reglare și o eroare staționară arbitrar de mici. În practică, totuși, există o limită maximă realizabilă a vitezei de răspuns. Doi factori majori, neglijăți până în prezent, limitează performanțele sistemului în acest sens. Primul factor este saturația, care se datorează limitei maxime posibile a cuplului (sau a curentului) de intrare a MCC. Multe manipulatoare, de fapt, încorporează limitatoare de curent în servo-sistem, pentru a preveni deteriorarea, care ar putea rezulta din depășirea curentului. Al doilea efect este flexibilitatea arborelui motorului și/sau al reductorului.

