

COMANDA UNUI SISTEM DINAMIC PERTURBAT PRIN METODA ACOMODĂRII LA PERTURBAȚIE

dr. ing. Octavian Grigore
dr. ing. Ovidiu Grigore

Rezumat: În multe probleme de control, parametrii sistemului variază ușor cu cantități măsurabile și această variație nu poate fi determinată apriori. Prin determinarea unei legi de comandă prin rezolvarea ecuației Riccati se obține un sistem stabil robust [7]. Dar este de dorit nu numai obținerea unui sistem robust, ci și un sistem care să satisfacă o anumită performanță. Astfel, a apărut necesitatea de a găsi o lege de comandă, care să garanteze o margine superioară pentru indicele de performanță impus sistemului. Prima dată în [3] s-a rezolvat această problemă (de a găsi o limită superioară pentru funcția cost) prin folosirea unei funcții Liapunov fixă. În [2,9] s-a arătat că un control robust cu performanță asigurată este echivalent cu rezolvarea problemei cu ajutorul unui control robust H_2/H_∞ .

Cuvinte cheie: observer compozit de stare, acomodare la perturbații

1. Introducere

Metoda acomodării la perturbații este o combinație dintre metoda stabilizării pătratice și metoda controlului optimal cu performanță asigurată deoarece stabilizarea sistemului se asigură cu ajutorul unei funcții Liapunov, iar pentru atingerea unor caracteristici impuse, sistemul este controlat printr-un indice de performanță pătratic. Fie sistemul dinamic modelat de ecuațiile diferențiale:

$$(\Sigma) \begin{cases} \dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) + F(t)w(t) \\ y(t) = C(t)x(t) \end{cases} \quad (1)$$

unde: x – vectorul de stare de dimensiune n ;

u – vectorul de comandă de dimensiune r ;

w – vectorul perturbație de dimensiune p ;

y – vectorul de ieșire de dimensiune m ;

A – matricea de stare ce cuprinde derivatele de stabilitate: $A \in M(n \times n)$;

B – matricea de comandă ce cuprinde derivatele de comandă: $B \in M(n \times r)$;

C – matricea ieșirilor: $C \in M(m \times n)$;

F – matricea perturbațiilor: $F \in M(n \times p)$.

cu cunoscuta soluție generală:

$$x(t, t_0, u, w) = \Phi(t, t_0)x(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau)B(\tau)u(\tau)d\tau + \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau)F(\tau)w(\tau)d\tau \quad (2)$$

unde $\Phi(t, t_0)$ este matricea de tranziție a stărilor.

Soluția generală (2) depinde în mod explicit de perturbația $w(t)$, care este dată ca ieșire a sistemului [1,8]:

$$\begin{cases} w(t) = H(t)z(t) \\ \dot{z}(t) = D(t)z(t) + \sigma(t) \end{cases} \quad (3)$$

unde: $H(t)$ și $D(t)$ sunt cunoscute;

z – reprezintă starea perturbației;

$\sigma = (\sigma_1 \dots \sigma_p)$ - este un vector al secvenței impulsului $\sigma(t)$ care sosește ca un semnal aleator necunoscut, de intensitate necunoscută, nepredictibil și nefiind zgomot alb.

Soluția generală a sistemului diferențial (3) este:

$$z(t, t_0, \sigma) = \Phi_D(t, t_0)z(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi_D(t, \xi)\sigma(\xi)d\xi \quad (4)$$

unde $\Phi_D(t, t_0)$ este matricea de tranziție a stărilor pentru $D(t)$.

Deci, practic, perturbația w influențează sistemul dinamic Σ (1) prin intervenția sa în ecuația de stare, ca ieșire a unui alt sistem dinamic (3), care reprezintă dinamica perturbației.

Pentru simplificarea rezolvării regulatorului și a estimatorului autorul [5] a propus compunerea sistemelor (1) și (3) într-un sistem compus sistem dinamic-perturbație.

$$\begin{cases} \dot{x} \\ \dot{z} \end{cases} = \begin{bmatrix} A & FH \\ 0 & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ \sigma \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$y = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ z \end{bmatrix}$$

Cu ajutorul soluției (2) și (4) soluția sistemului dinamic (1) este complet determinată și se poate scrie ca fiind soluția modelului compus sistem dinamic-perturbație (5).

Teoria acomodării la perturbație își propune găsirea unor metode de proiectare a comenzii $u(t)$ care, aplicată în (5), să conducă la atingerea obiectivului de reglaj, specificat în fața unor perturbații necunoscute admisibile:

$$w(t) = H(t)z(t)$$

2. Observer compozit de stare

Un element important în proiectarea unui regulator acomodat la perturbații este construcția unei scheme care poate produce estimarea în timp real a celor două stări $x(t)$ și a perturbației $z(t)$. O asemenea schemă se numește *observer compozit de stare* sau *reconstructor de stare*. Construcția unui *observer* este necesară deoarece nu dispunem întotdeauna de stările unui sistem dinamic, necesare pentru definirea unui regulator.

Observerul este un sistem dinamic ale cărui caracteristici se aleg de către proiectant [6]. Cel mai uzual *observer* este acela în care transformata T leagă starea *observerului* cu starea sistemului original prin transformarea idempotentă. Aceasta implică faptul că dimensiunea *observerului* S_2 să fie aceeași cu a sistemului care este estimat S_1 . Matricea $G = TA - NT$ este determinată parțial de structura de ieșire a sistemului și parțial de structura de intrare a *observerului*. Dacă S_1 are ieșirea y de dimensiune m :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (6)$$

și *observerul* S_2 dat de:

$$\dot{v}(t) = Nv(t) + Gy(t) \quad (7)$$

atunci: $G = L \times C$

În proiectarea *observerului*, matricea de ieșire $C \in M(m \times n)$ este fixată, iar matricea estimatorului $L \in M(n \times m)$ este arbitrară.

Astfel un *observer* este unic determinat prin selecția lui L , matricea de estimare, și ia forma:

$$\dot{v}(t) = (A - LC)v(t) + Ly(t) \quad (8)$$

Orice matrice de estimare L conduce la un *observer*, dar răspunsul dinamic al procesului de observare (estimare) este dat de matricea $A - LC$.

Lema: Valorile proprii ale matricii $A - LC$ pot fi alese arbitrar dacă și numai dacă (C, A) este complet observabilă.

Revenind la sistemul perturbat (5) conform relației (8) estimatorul este:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\hat{z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & FH \\ 0 & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{z} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} L_1 \\ L_2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x} \\ \hat{z} \end{bmatrix} + y \right\} \quad (9)$$

Observerul astfel proiectat se numește *observer compozit de stare* deoarece estimează și starea perturbației, prin matricea de amplificare L_2 , după cea a sistemului dinamic, știindu-se faptul că, în cazurile reale, nu se cunoaște starea perturbației.

Sistemul (9) scris în erori de estimare, $\varepsilon_x = x - \hat{x}$, $\varepsilon_z = z - \hat{z}$, devine:

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_x \\ \dot{\varepsilon}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A+L_1C & FH \\ L_2C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \sigma \end{bmatrix} \quad (10)$$

Pentru ca estimatele \hat{x} , \hat{z} să fie cât mai aproape de x , z , matricile de amplificare L_1, L_2 trebuie proiectate astfel încât ε_x și ε_z date de (10) să se apropie asimptotic către zero între impulsurile zgomotului $\sigma(t) = \sigma_0\delta(t)$, ceea ce înseamnă de fapt că soluția omogenă a ecuației (9) trebuie să fie asimptotic stabilă la $\varepsilon_x = 0$ și $\varepsilon_z = 0$.

3. Reglarea sistemelor prin metoda acomodării la perturbații

Ideea absorbției perturbației în problemele de reglaj este ilustrată în figura 1.

Perturbația $w(t)$ este, în general, o funcție variabilă în timp, care acționează asupra modelului continuu. Cum ecuațiile diferențiale se rezolvă cu o metodă numerică (Runge - Kutta) este necesar ca ieșirea regulatorului să rămână constantă pe fiecare pas. Astfel, în problema reglării, pentru a absorbi perturbația, trebuie să alegem o valoare constantă pentru $u(t)$ care contracarează cât mai bine variația perturbației $w(t)$ pe fiecare pas de calcul. Pentru calculul comenzii ce absoarbe perturbația, plecăm de la ecuația sistemului dinamic pe care, pentru generalitate, o considerăm sub formă generală:

$$\dot{x} = \mathfrak{F}(x, t, u(t), w(t)) \quad (11)$$

Se examinează partea dreaptă a ecuației (11) pentru a determina ce funcție $u_c = \Phi_c(x, t, w)$ satisface:

$$\mathfrak{F}(x, t, \Phi_c(x, t, w), w) = \mathfrak{F}(x, t, \Phi_c(x, t, 0), 0)$$

pentru orice (t, x) și orice valori așteptate ale lui w .

Utilizând acum modelul perturbației (3) comanda de anulare a perturbației devine:

$$u(t) = u(\tilde{u}(t), \Phi_c(x, t, w(z, t))), \text{ cu } \tilde{u} \text{ noua variabilă de reglaj.}$$

Ecuația sistemului dinamic (11) în acest caz devine:

$$\dot{x} = \mathfrak{F}(x, t, \tilde{u}(t), \Phi_c(x, t, 0), 0) \quad (12)$$

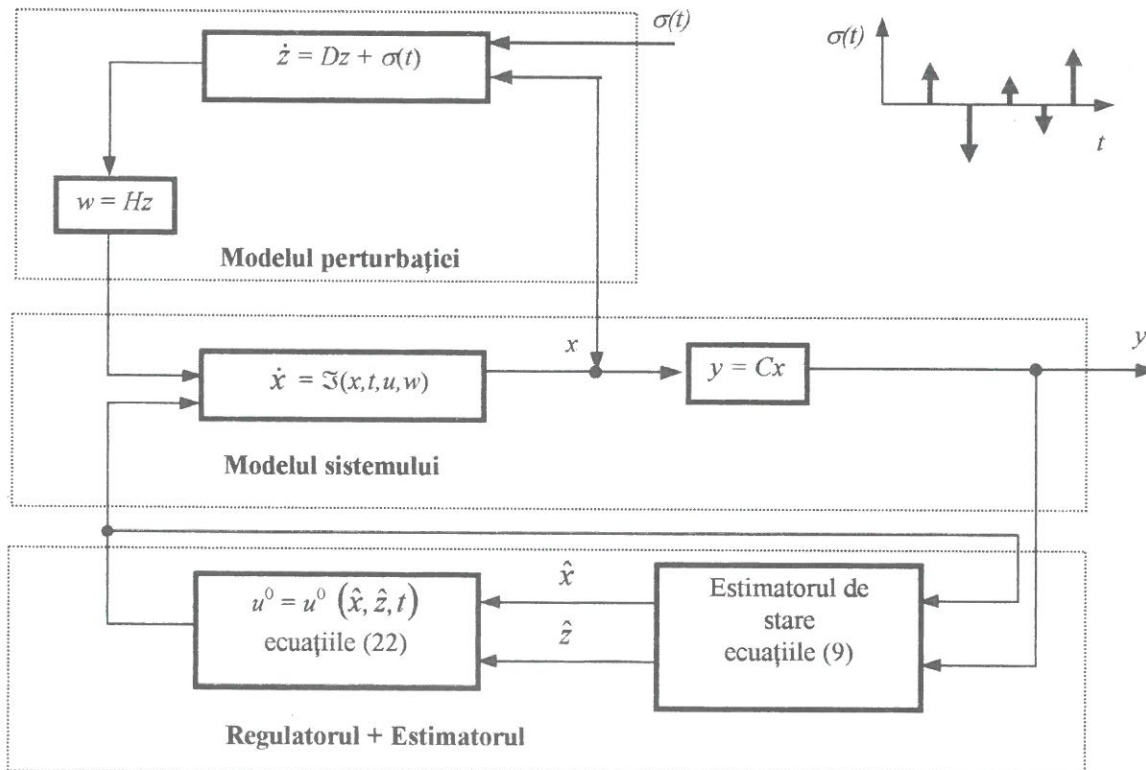


Figura 1. Schema bloc a metodei acomodării la perturbație

pentru orice valori aşteptate ale lui w . Cu ajutorul sistemului dinamic liber de perturbație putem calcula comanda \tilde{u} , cu ajutorul principiului lui Potriaghin, de exemplu, astfel încât să minimizeze un indice de performanță ales:

$$J(u; x_0, t_0, T) = E(x(T), T) + \int_{t_0}^T L(x(t), t, u(t)) dt \quad (13)$$

În final, după calcularea comenzii optimale, se vor înlocui stările (x, z) cu cele date de *observer* (\hat{x}, \hat{z}) deoarece acestea din urmă sunt disponibile.

Ca o exemplificare a cazului general de obținere a comenzii de absorbție a perturbației, considerăm problema regulatorului linear - pătratic în care a fost adăugată perturbația exterioară. Fie sistemul linear extins - sistemul dinamic al perturbației:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) + F(t)w(t) \\ y(t) = C(t)x(t) \\ w(t) = H(t)x(t) \\ \dot{z}(t) = D(t)z(t) + \sigma(t) \end{cases} \quad (14)$$

Pentru construcția regulatorului ce va anula perturbația, comanda $u(\cdot)$ va îndeplini condițiile:

- reglajul primar prin $u_p(t)$ necesar atingerii unor puncte fixe sau urmărirea unei traiectorii;
- comanda $u_c(t)$ necesară pentru anularea efectului perturbației.

$$u(t) = u_p(t) + u_c(t) \quad (15)$$

Componenta u_c poate lua orice valoare cerută de atingerea efectivă a rejectării efectului perturbației necunoscute $w(\cdot)$.

Reglajul primar poate fi ales să satisfacă un indice de performanță de tip pătratic:

$$J(u) = \int_{t_0}^T [x^T Q(t)x + u_p^T R(t)u_p] dt$$

unde $Q(t)$, $R(t)$ sunt matrici pozitiv definite, simetrice pe $[t_0, T]$.

Ținând cont de procedura de proiectare pentru cazul general:

$$\begin{aligned} u_c &= \Phi_c(x, t, w) \\ u &= u_p(t) + u_c(t) = u_c(t) + \Phi_c(x, t, w) \\ \dot{x} &= A(t)x + B(t)[u_p(t) + u_c(t)] + F(t)w(t) \\ &= A(t)x + B(t)u_p(t) + B(t)u_c(t) + F(t)w(t) \\ &= A(t)x + B(t)u_p(t) + B(t)\Phi_c(x, t, w) + F(t)w(t) \end{aligned}$$

Efectul perturbației se anulează dacă:

$$B(t)u_c(t) = -F(t)w(t) \quad (16)$$

sau:

$$B(t)\Phi_c(x, t, w) + F(t)w(t) = B(t)\Phi_c(x, t, 0) \quad (17)$$

pentru orice valoare a lui $w = H \times z$ unde (z, x, t) sunt arbitrare.

Din [6] condiția (17) este îndeplinită dacă:

$$F^T(t)F(t) \equiv F^T(t)B(t)[B^T(t)B(t)]^{-1}B^T(t)F(t), \quad t_0 \leq t \leq T, \quad (18)$$

care duce la o comandă de tipul:

$$u_c = \Phi_c(x, t, w) = -\Gamma(t)w(t) \quad (19)$$

ce se numește și condiția de absorbabilitate completă a perturbației.

Înlocuind relația (19) în (14) obținem:

$$\dot{x} = A(t)x + B(t)u_p(t)$$

care este tocmai ecuația diferențială a unui sistem dinamic fără perturbații, care poate fi rezolvat cu teoria convențională a regulatorului linear-pătratic:

$$u_p(t) = K(t)x(t) \quad (20)$$

unde : $K(t)$ satisface ecuația diferențială Riccati

$$\dot{R} + Q - RBP^{-1}B^TR + RA + A^TR = 0 \quad (21)$$

cu $K(t) = -P^{-1}B^TR$

unde: R matrice pozitiv definită;

Q matrice de penalizare a stărilor și este o matrice pozitiv definită;

P matrice de penalizare a comenzii și este o matrice pozitiv definită.

Combinând rezultatul (19) cu (20) se obține comanda optimală ca fiind:

$$u^0(x, z, t) = u_p + u_c = K(t)x(t) - \Gamma(t)w(t) = K(t)x(t) - \Gamma(t)H(t)z(t)$$

Pentru implementarea fizică a acestui rezultat, vom folosi estimatele observerului ($\hat{x}(t), \hat{z}(t)$) în loc de stările ($x(t), z(t)$), obținute prin măsurătorile ieșirii $y(t)$ a sistemului (9):

$$u^0(\hat{x}(t), \hat{z}(t), t) = K(t)\hat{x}(t) - \Gamma(t)H(t)\hat{z}(t) \quad (22)$$

O diagramă bloc ce reprezintă soluția generală a problemei regulatorului liniar pătratic cu perturbații este arătată în figura 2.

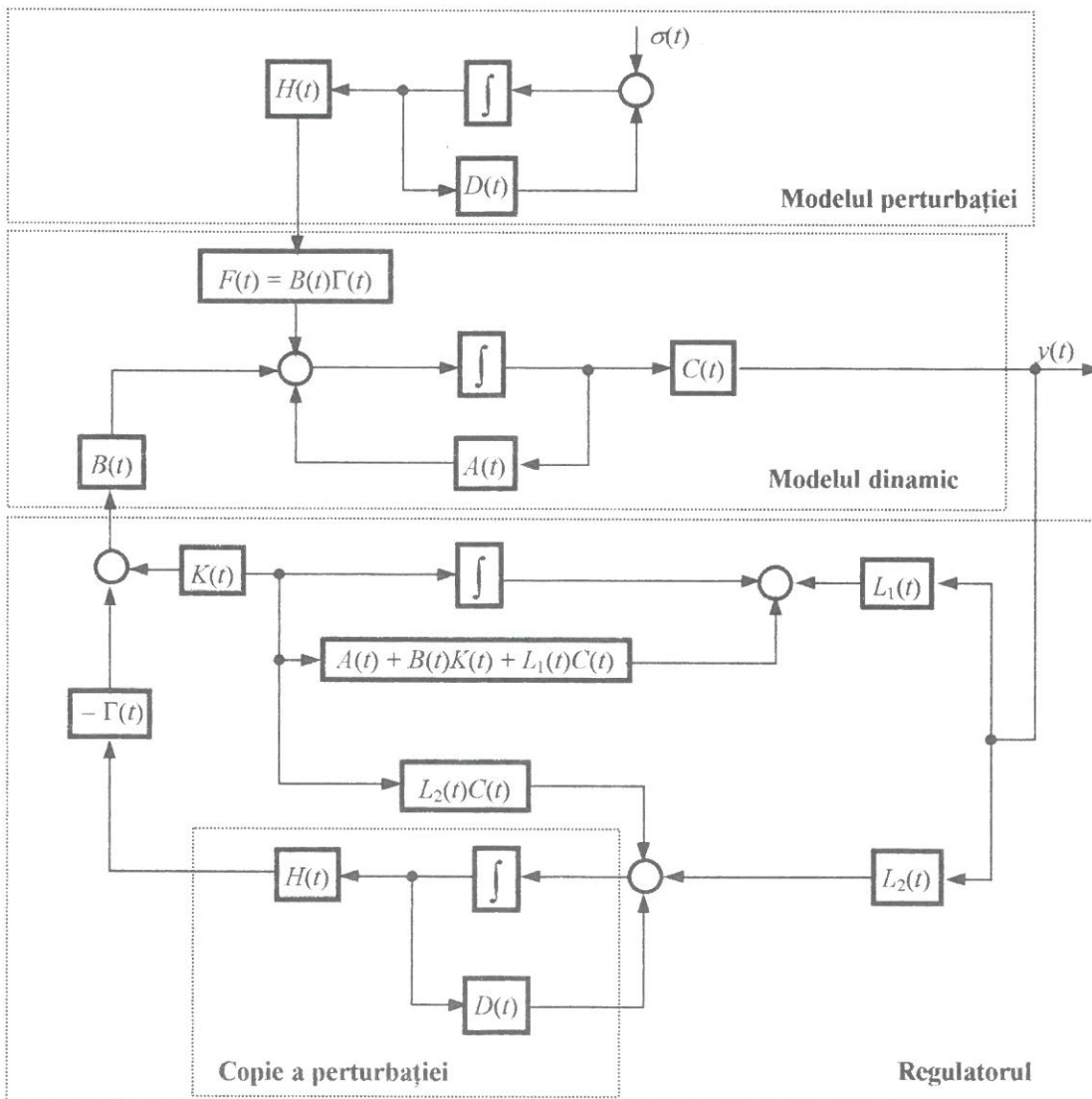


Figura 2. Regulatorul liniar-pătratic cu perturbații

4. Aplicație

S-a aplicat metoda descrisă mai sus pentru obținerea comenzii unei rachete aer-aer (deci cu o evoluție rapidă) lansată în urmărirea altei rachete cu o evoluție necunoscută. După aplicarea unor ipoteze simplificatoare [4] se obține sistemul dinamic:

$$-90^\circ < \Phi - \theta_T < 90^\circ$$

$$(\Sigma_R): \begin{cases} \dot{\theta}_R = 5,23\alpha_R \\ \dot{\alpha}_R = p_R \\ \dot{p}_R = -5,88p_R - 728,43\alpha_R - 529,5\delta_R \\ \dot{\Phi} = \frac{V_R - V_T \Xi[\Phi - \theta_T]}{R} \Phi - \frac{V_R}{R} \theta_R + \frac{V_T}{R} \Xi[\Phi - \theta_T] \theta_T \end{cases}$$

$$(\Sigma_T): \begin{cases} \dot{\theta}_T = 5,23\alpha_T \\ \dot{\alpha}_T = p_T \\ \dot{p}_T = 2,505p_T - 572,5\alpha_T - 300,5\delta_T \end{cases}$$

cu ieșirea rachetei:

$$y_{\theta_R} = a_1 \theta_R$$

$$y_{\alpha_R} = a_2 \alpha_R$$

$$y_{\Phi} = a_3 \Phi$$

unde δ_R este comanda rachetei care trebuie proiectată, δ_T este comanda țintei care se consideră o perturbație pentru sistemul rachetă Σ_R , iar a_1 , a_2 și a_3 reprezintă amplificările pe canalul de tangaj, incidență, respectiv unghiul de vizare al țintei.

$$90^\circ \leq \Phi - \theta_T \leq 270^\circ$$

$$(\Sigma_R): \begin{cases} \dot{\theta}_R = 5,23\alpha_R \\ \dot{\alpha}_R = p_R \\ \dot{p}_R = -5,88p_R - 728,43\alpha_R - 529,5\delta_R \\ \dot{\Phi} = \frac{V_R - V_T \Xi[\pi - \Phi + \theta_T]}{R} \Phi - \frac{V_R}{R} \theta_R - \frac{V_T}{R} \Xi[\pi - \Phi + \theta_T] \theta_T - \frac{V_T}{R} \Xi[\pi - \Phi + \theta_T] \pi \end{cases}$$

$$(\Sigma_T): \begin{cases} \dot{\theta}_T = 5,23\alpha_T \\ \dot{\alpha}_T = p_T \\ \dot{p}_T = -2,505p_T - 572,5\alpha_T - 300,5\delta_T \end{cases}$$

cu aceleași ieșiri.

Astfel, elementele caracteristice sistemului extins $\Sigma_R - \Sigma_T$ sunt:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 5,23 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -728,43 & -5,88 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{V_R}{R} & 0 & 0 & \frac{V_R + V_T \Xi}{R} & \pm \frac{V_T \Xi}{R} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1,62 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -572,5 & -2,505 \end{bmatrix}$$

matricea de stare,

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -529,5 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{matricea de comandă și}$$

$$C = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_3 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{matricea de citire a stărilor.}$$

Cum la bordul rachetei nu dispunem de senzori care să măsoare starea țintei, trebuie să o aproximăm cu ajutorul unui observer compozit de stare; astfel se estimează atât starea rachetei, cât și a țintei. Pentru a putea determina estimatorul, se ia cazul particular:

$$\Phi - \theta_T = 90^\circ, R = 4000\text{m}, V_R = 924 \text{ m/s}, V_T = 554 \text{ m/s} \Rightarrow \Xi = 0.64.$$

Cu ajutorul programului Matlab, se verifică matricea de observabilitate, rezultând că (A,C) este observabilă și, de asemenea, valorile proprii ale matricii A sunt: $\lambda_1 = 0$; $\lambda_{2,3} = -2,94 \pm 28,82i$; $\lambda_4 = 0,142$; $\lambda_5 = 0$; $\lambda_{6,7} = -1,2525 \pm 23,894 i$. Cum $\lambda_4 = a_{44} = 0,142$ rezultă că A este decuplată, deci, valorile proprii ale lui Σ_T nu influențează valorile proprii ale lui Σ_R . Factorul de cuplaj este $a_{45} = 0,088$, iar pentru a obține o cât de mică influență a lui Σ_R asupra lui Σ_T , trebuie eliminat zeroul matricii sistemului Σ_T prin factorul de cuplaj a_{54} , astfel încât celula:

$$A + L'C = \begin{bmatrix} 1_{44} + \frac{V_R - V_T \Xi}{R} & \frac{V_T \Xi}{R} \\ & 1_{54} & 0 \end{bmatrix}$$

să dea rădăcini complex conjugate cu parte reală negativă.

Impunând restricțiile din considerente tehnice asupra amplificărilor (mai mici de 100) rezultă coeficienții estimatorului:

$$|1_{54}| \leq 4 \times 25 = 100$$

$$1_{44} = -2 \sqrt{-(-100) \frac{V_T}{R} \Xi} - \frac{V_R - V_T \Xi}{R} = -20 \sqrt{\frac{V_T}{R} \Xi} - \frac{V_R - V_T \Xi}{R},$$

ceea ce înseamnă că s-a determinat observerul la fiecare pas de integrare și ținând cont că matricea A depinde de timp prin intermediul lui R, iar valorile care se modifică sunt chiar 1_{44} , 1_{54} care dau factorul de cuplaj. Deci, estimatorul variabil în timp este:

$$L = \begin{bmatrix} -15 & 0 & 0 \\ 0 & -15 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\left(5 \sqrt{\frac{V_T}{R} \Xi} + \frac{V_R - V_T \Xi}{4R}\right) \\ 0 & 0 & -25 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0,025 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{0_1} \\ L_{0_2} \end{bmatrix}$$

Pentru proiectarea comenzii, aplicăm procedeul arătat:

$$\delta = \delta_p + \delta_c$$

unde δ_c este comanda de anulare a efectului perturbației, iar δ_p este cea corespunzătoare urmării traiectoriei țintei. Prima componentă rezultă din anularea termenului $\theta_{Rc} = \frac{V_T}{V_R} \Xi \theta_T \stackrel{\text{not.}}{=} \frac{1}{q} \Xi \theta_T$:

$$\delta_{Rc} = -3,43 \times 10^{-3} \frac{\Xi}{q} p_T - 0,4261 \frac{\Xi}{q} \alpha_T - \dot{p}_T,$$

iar cea de-a doua se obține prin rezolvarea ecuației Riccati, prin algoritmul lqr1 din Matlab, la fiecare pas, în funcție de R și Ξ pentru sistemul redus:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -728,43 & -5,88 & 0 \\ -5,23 \frac{V_R}{R} & 0 & \frac{V_R \pm V_T \Xi - \dot{R}}{R} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ -529,5 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Cum rezolvarea ecuației Riccati la fiecare pas prin lqr1 necesită un timp destul de mare pentru dirijarea în timp real (sistemul este neautonom), regulatorul se proiectează după cum urmează:

- se consideră trei situații distincte, respectiv urmărirea din spate, față și lateral;
- la fiecare tip de urmărire, alegem o distanță relativă R pornind de la distanța maximă de bătaie până la distanța minimă de tragere.

În urma acestor calcule, rezultă comanda de acționare a rachetei ca fiind:

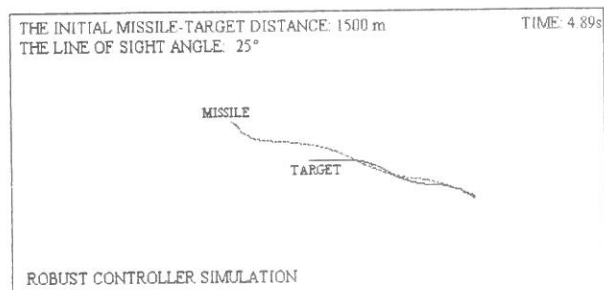
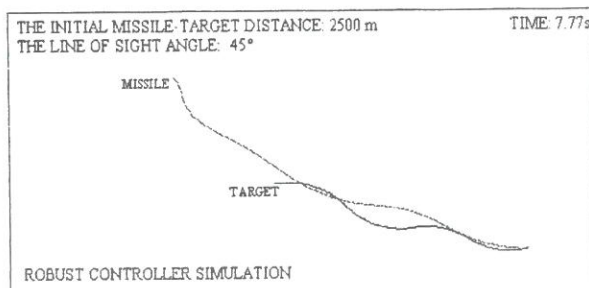
$$\delta_R = \delta_{Rp} + \delta_{Rc} = 0,005 \hat{\alpha} + 0,0013 \hat{p} - 1,047 \hat{\Phi} - 3,43 \times 10^{-3} \frac{\Xi}{q} \hat{p}_T - 0,4261 \frac{\Xi}{q} \hat{\alpha}_T - \hat{p}_T \Xi - \hat{\Phi} - 0,4261 \frac{\Xi}{q} \hat{\alpha}_T - \hat{p}_T,$$

unde s-au înlocuit stările comenzilor primare cu cele estimate din motive de inaccesibilitate a stărilor directe.

5. Concluzii și rezultate

În figura 3, sunt date rezultatele unui scenariu de urmărire cu țintă manevrieră pentru o distanță inițială $R_0 = 1000$ m; 1500 m și 2500 m și un unghi de vizare de $\Phi_0 = 25^\circ$; 45° și respectiv -15° .

După cum se observă din simulări, regulatorul construit se adaptează foarte bine la manevrele țintei, chiar când aceasta folosește comanda maximă de eschivare, deci, perturbația asupra sistemului este mare.



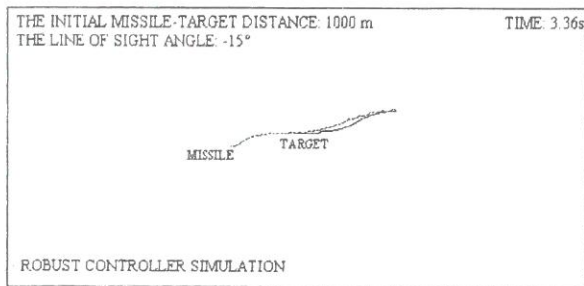


Figura 3. Scenariu de urmărire cu țintă manevrieră

Bibliografie

1. **BARMISH, D.R., CORLESS, M., LEITMANN, G.:** A new class of stabilizing controllers for uncertain dynamical systems. În: S.I.A.M. J. Contr. Optimiz., vol.21, 1983, pp. 246-254.
2. **BERNSTEIN, D.S., HADDAT, W.M.:** LQG control with an H_{∞} performance bound: A Riccati equation approach. În: I.E.E.E. Trans. on Automat. Contr., vol. AC34, 1989, pp. 293-305.
3. **CHANG, S.S.L., PENG, T.K.C.:** Adaptive Guaranteed Cost Control of System with Uncertain Parameters. În: I.E.E.E. Trans. on Autom. Contr., vol.AC17, 1972, pp. 472-482.
4. **GRIGORE, O.:** Stabilitatea și Controlul Sistemelor Dinamice cu Incertitudini, Teză de Doctorat, 1987.
5. **JOHNSON, C.D.:** Accommodation of Disturbances in Optimal Control Problems. În: Int. J. Contr., vol.15, 1972, pp. 209-231.
6. **LUENBERGER, D.G.:** An Introduction to Observers. În: I.E.E.E. Trans. on Automat. Contr., vol. AC16, 1972, pp. 596-602.
7. **PETERSEN, IAN R., HOLLOT, C.V.:** A Riccati equation approach to the stabilization of uncertain linear systems. În: Automatica, vol.22, 1986, pp. 397-411.
8. **PETERSEN, IAN R., BARMISH, B.R.:** Linear ultimate boundedness control of uncertain dynamical systems. În: Automatica, vol.19, 1988, pp. 523-532.
9. **PETERSEN, IAN R., MC FARLANE, D.C.:** Optimal Guaranteed Cost Control and Filtering for Uncertain Linear Systems. În: I.E.E.E. Trans. on Automat. Contr., vol. AC39, 1994, pp. 1971-1977.
10. * * * Matlab Robust - Control Toolbox. User's Guide.

International Federation
of Automatic Control



Technical Committee
on Large Scale Systems

9th IFAC/IFORS/IMACS/IFIP/ SYMPOSIUM
on
LARGE SCALE SYSTEMS: THEORY AND
APPLICATIONS

LSS 2001



July 18-20, 2001

Bucharest, Romania

<http://www.ici.ro/lss2001>

