

681.511.42.037.5(0.45)

FH '9 -

. . . - .
. . .
. . .

().

[2, 3].

() = () + (0, (1)

(0 = (0. (2)

R"x", Rix"

[]

(),

= - . () ,

() [1].

(0 = (0,

() .

(0 = (0
(0 = ' ()

[1].

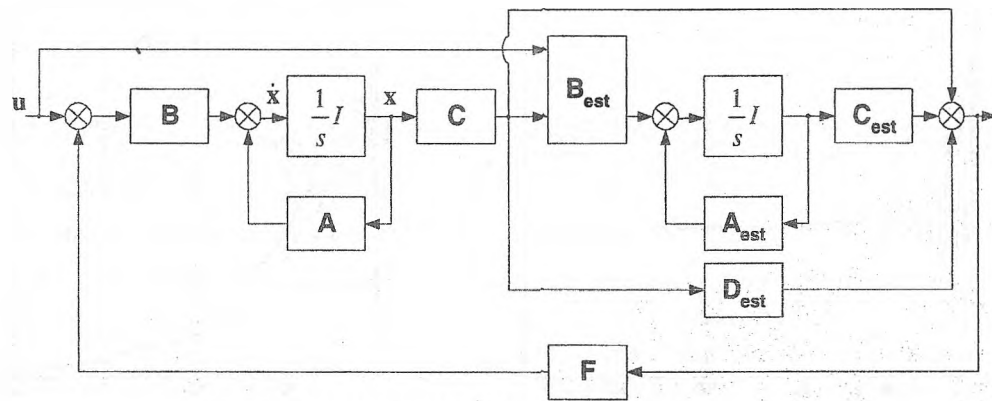


Рис. 1. Оптимальна замкнена система

Приклад. Синтез оптимальної системи управління для бокового каналу БПЛА при неповних вимірах вектора стану з використанням спостерігача Люенбергера.

Чисельні дані для наведеного прикладу взято із закордонного джерела [2].

Розглянемо режим стабілізації кута крену для малого БПЛА [2, 3]. Як змінні стану в боковому русі використовуються: β – кут ковзання, ϕ – кут крену, p – кутова швидкість крену, r – кутова швидкість рискання, ψ – кут рискання. Доступні виміри лише трьох параметрів: p , r , ψ .

Згідно з алгоритмом, що описаний вище, першим етапом є синтез спостерігача пониженого порядку для відновлення повного вектора стану системи. Початковими даними для цього є матриця стану системи A , матриця доступних вимірів C та матриця управління B . Крім цього необхідно вибрати в якій області будуть лежати власні числа спостерігача, що синтезується. Згідно з алгоритмом виберемо їх так, щоб вони знаходилися там, де і у системи з повними вимірами. Використовуючи вирази (5), (6) знайдемо, що спостерігач у нашому випадку описується матрицями:

$$A_{est} = \begin{bmatrix} -2.025 & 0.1403 & 6.939e-017 \\ -7.309 & 0 & 2.776e-016 \\ -1.11e-016 & 0 & -0.339 \end{bmatrix}$$

$$B_{est} = \begin{bmatrix} 0.3335 & -2.972 & 0 & 0 \\ 2.293 & -10.13 & 0 & 0 \\ -0.2162 & 0.08314 & 0 & 2 \end{bmatrix},$$

$$C_{est} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$D_{est} = \begin{bmatrix} -4.337e-019 & 1.588 & 0 & 0 \\ 1.735e-018 & 6.142 & 0 & 0 \\ -0.01038 & -0.4904 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Так як повний вектор стану відновлено, ми можемо застосовувати закони синтезу оптимального регулятора, що передбачають повні виміри. Для цього необхідно задати вагові матриці R і Q , див. рівняння (7), (8). В нашому випадку вони мають вигляд:

$$R = \text{diag}[1 \ 4 \ 0.8 \ 25 \ 0.1 \ 3], \quad Q = 0.1.$$

В результаті синтезу отримано такі оптимальні коефіцієнти підсилення: $F = [3.5713 \ 7.3009 \ 1.9612 \ -4.7286 \ 1 \ 17.5685]$

Завершальним етапом синтезу є моделювання отриманих результатів для номінальної та збуреної систем в середовищі *SIMULINK*.

На рис. 2 зображено графіки перехідних процесів, що отримані в результаті моделювання: пунктирна лінія – збурена система, неперервна лінія – номінальна система. Якість системи також оцінювалася за допомогою H_2/H_∞ -норм [4, 5]. Для нашої системи вони мають такі значення: $H_2 = 1.0787$, $H_{2p} = 0.8652$, $H_\infty = 1.002$, $H_{\infty p} = 0.9987$. Індекс p означає, що значення отримано для збуреної системи.

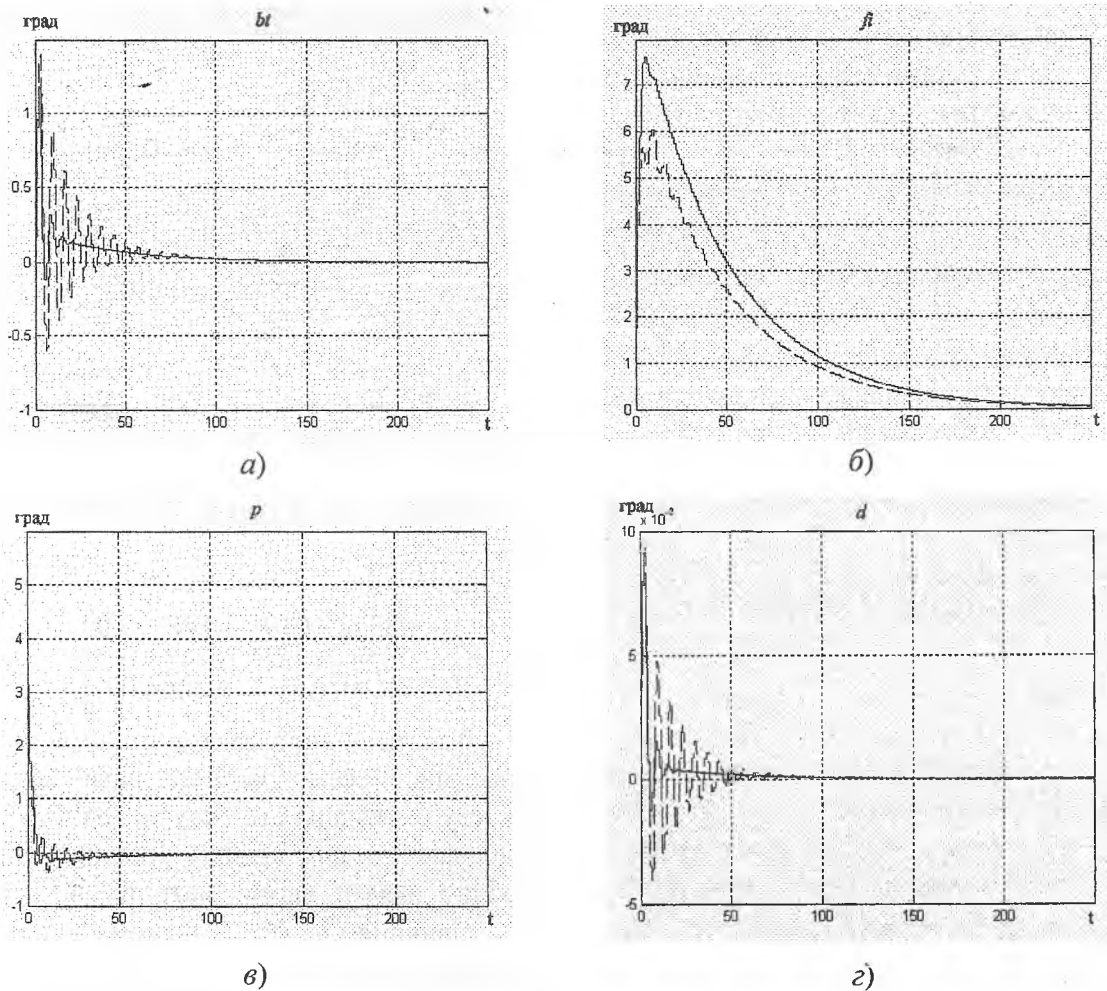


Рис. 2. Результати моделювання системи управління в *SIMULINK*

Висновок

Невелика різниця між перехідними процесами в номінальній та збуреній системах, а також малі значення H_2/H_∞ -норм свідчать про якість та робастність отриманої замкненої системи.

Список літератури

1. Х. Квакернаак, Р. Сиван. Линейные оптимальные системы управления. – М.: Мир, 1977. – 464 с.

2. A.A. Tunik and E.A. Abramovich. Parametric Robust Optimization of digital Flight Control Systems // Вісник НАУ, №2, 2003. – С. 31 – 37.

3. Anatol A. Tunik, Hyeok Ryu and Hae-Chang Lee. Parametric Optimization Procedure for Robust Flight Control System Design. KSAS International Journal. Vol. 2, № 2, November 2001.

4. J. Doyle, K. Glover, P. Khargonekar, B. Francis. State -Space Solution to Standard H_2 and H_∞ Control Problems // IEEE Trans. on Automatic Control. Vol.34, No.8, Aug. 1989, p.p. 831-847.

5. H. Kwakernaak. Robust Control and H_∞ -Optimization. – Tutorial Paper // Automatic. Vol.29, No.2, 1993, pp. 255-273.